

**ENERGETIKA - ELEKTROTECHNIKA
KONFERENCIA**

**CONFERENCE OF ENERGETICS
AND ELECTRICAL ENGINEERING**



ENELKO 2003

Kolozsvár

2003

Kiadó

Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaság

Felelős kiadó

Égly János

Szerkesztő

Bíró Károly

Nyomdai előkészítés

Prokop Zoltán

Nyomtatás

Incitato nyomda - Kolozsvár

Felelős vezető: Biró Á. Attila

A kiadvány megjelenését támogatta

Illyés Közalapítvány - Budapest

Communitas Alapítvány - Kolozsvár

Descrierea CIP a Bibliotecii Naționale a Românei
ENERGETIKA-ELEKTROTECHNIKA KONFERENCIA -
(4 ; 2003 ; Cluj-Napoca)
Energetika-Elektrotehnika Konferencia - Conference of
Energetics and Electrical Engeneering - ENELKO 2003 :
Kolozsvár, 2003. - Kolozsvár [Cluj-Napoca] : Erdélyi Magyar
Műszaki Tudományos Társaság, 2003
ISBN 973-86097-5-5
621.3(063)

TARTALOM

Előszó

Digitális jelprocesszorok fejlődése és alkalmazása

Az Európai Unió energiapolitikája és a magyarországi válaszok

Villamos motorok és hajtások felügyelete és hibadiagnosztikája - jelen és jövő -

Principles of Watermarking

Simulation of Transformer Inrush Current Associated with the Residual Magnetism in the Core

Legújabb gázturbina hatásfok-növelő gyártmány- és rendszerfejlesztések

Lényeges integrált energia-, és létesítmény-gazdálkodási megoldások az AEE energia világkonferenciáiról

A kapcsolati energia hasznosítása az új mágneses erőgépben

Aszinkronmotor robusztus szabályozása H_∞ szabályozóval

A távhőellátás környezeti haszna

Váltakozó áramú motorok skaláris és vektoriális szabályozási struktúrái

Lineáris indukciós motorok számítógépes szimulációja

Távokzlés-oktatás a Miskolci Egyetemen

Inverterről táplált mezőorientált szabályozású aszinkron motoros szervó hajtások kapcsolási veszteségének vizsgálata

Robbanásveszélyes környezetben üzemelő, korrózió ellen katódosan védett, fémszerkezetek elektromos védelme

Fából villanyt?

A korszerű túlfeszültség-védelmi eszközök beépítésének szükségessége, tervezési- és üzemeltetési problémái a 0.4 kV-os erősáramú, valamint az integrált áramkörös mikroprocesszoros adatátviteli rendszerekben

Biztosító nélkül felépített nagyteljesítményű terhelés kommutációjú inverter közvetlen fénygyújtású tirisztorokkal erőművi alkalmazásra

Robustness and Fragility

Holtidős folyamatok szabályozására alkalmazott tervezési módszerek

Kétszabadságfokú (2DF) szabályozó számítógéppel segített tervezése

Áramgenerátor karakterisztikájú rezonáns konverter

Energy Supply Contracting Aspects Between NASA Glenn Research Center And First Energy Power Supply Co.

Digitális szűrők tervezési és megvalósítási lehetőségei DSP-n modern módszerekkel

A kiserőművek helyzete és jövője

Üzemanyagcellák gépjárművek számára

Nagyépületek nagy megbízhatóságú villamos energiaellátása

Az állandómágneses hibrid léptetőmotor dinamikai jellemzői egyszerűsített vektoriális vezérléssel

Intelligens áramlásszenzor oktatási célra

A haladó hullám-gerjesztésű szinkron-jellegű lineáris motor konstrukcióinak összehasonlítása

Rendszer rekonfiguráció

A hőhasznosítási mutató - a fogyasztói rendszerek energetikai jellemzője

Vasmű hulladék hőjének hasznosítása távhőellátásra

Előszó

Negyedik alkalommal szervezzük meg Energetika-elektrotechnika Konferenciánkat. Az ENELKO 2003 tematikája: *Újdonságok és tendenciák az energia termelése és felhasználása terén*. A plenáris előadások a tematika általános kérdéseiről szólnak. Kezdve az EU-s elvárásoktól, egy lehetséges megoldás és a múlt rövid bemutatása után igyekeztünk a különböző ágazatokban érzékelteni a tendenciákat.

A helyszín változatlan, de amint az a kötet vastagságából is kiderül, az érdeklődés konferenciánk iránt évről évre nő. Az idén bejelentett nagy számú előadás lehetővé tette a megszokott *energetika* és *elektrotechnika* szekciók mellett egy harmadik - *automatika és oktatás* tematikájú - szekció létrehozását is.

Konferenciánk célja a különböző országokban, régiókban dolgozó szakemberek tevékenységének, eredményeinek kölcsönös megismerése illetve kapcsolatteremtés a különböző civil szervezetek, felsőoktatási intézmények, magyarországi és romániai cégek képviselői között. A konferencia jó alkalom az időszerű és fontos kérdések bemutatására, valamint azok megvitatására. Az előadások lehetőséget biztosítanak arra, hogy betekintést nyerjünk a szakembereket foglalkoztató időszerű kérdések és az azokat megoldó technológiai lehetőségek bonyolult rendszerébe.

A résztvevők névsorát tanulmányozva örömmel állapítottam meg, hogy sokan vannak, akik évről évre eljönnek konferenciánkra, ők az ENELKO „törzstagjai”. Az is jóleső érzés, hogy minden évben új tagokkal bővül az ENELKO „baráti köre”. Öröndetesnek tartom továbbá több román kolléga részvételét, jóvoltukból a konferencia-kiadvány angol nyelvű előadásokkal bővült.

Bízom benne, hogy akik most eljöttek, érdekes és információkban gazdag előadásokat fognak végighallgatni, jó hangulatú állófogadáson vesznek részt, és egy kellemes kirándulással zárják majd a konferenciát.

Köszönöm a támogatók - Illyés Közalapítvány, Communitas Alapítvány, Pro Technica Alapítvány - hozzájárulását és a szervezők hozzáértő, áldozatos munkáját.

Az EMT elnöksége és Szakosztályunk nevében mindenkinek, tartalmas és kellemes konferencia részvételt, nagyon kellemesen és hasznosan eltöltött hétvégét kívánok!

Dr. Bíró Károly
az EMT elnöke

Digitális jelprocesszorok fejlődése és alkalmazása

Development and Applications of Digital Signal Processors

Dr. Ádám Tihamér¹, Dr. Sergiu Nedevschi², Dr. Imecs Mária²

Miskolci Egyetem, Magyarország¹,
Kolozsvári Műszaki Egyetem, Románia²

Abstract

The paper gives a short overview about the development of digital signal processors. The common characteristics, the architectures, and the main fields of applications are introduced. The fixed and floating-point architectures are presented. The software and hardware development tools are also shown. The possibilities of realization of multi-processor configurations are introduced. The latest modern processors and the visual development systems are shortly described. The applications of the digital signal processors in controlled electrical drives are also introduced.

Bevezetés

A digitális jelfeldolgozó processzorok a 80-as évek elején jelentek meg a piacon. Az 1984-ben megjelent TMS320C10-es processzort digitális szűrők megvalósítására fejlesztették ki, és hatalmas sikert aratott. Megkapta az "év chipje" címet. Azóta a DSP technika külön iparágga nőtte ki magát. Alkalmazásuk rendkívül gyorsan terjed az élet minden területén. Népszerűségük elsősorban a rendkívül kedvező teljesítmény/ár viszonyral és a rendelkezésre álló széles választékkal magyarázható. Ma már minden alkalmazáshoz megtalálható a megfelelő processzor az egyszerű 16 bites fix pontos áramkörtől a lebegőpontos multimédia processzorig. A főbb alkalmazásokat az alábbi táblázatok foglalja össze.

1. táblázat

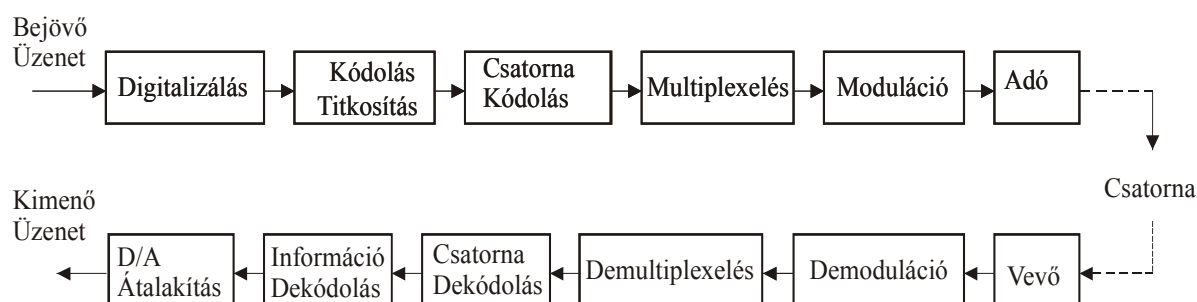
Általános célú felhasználás	Grafikus feldolgozások	Méréstechnika
Digitális szűrők Konvolúció Korreláció Gyors Fourier transzformáció Adaptív szűrők Jelgenerátor	3-D grafika Grafikus munkaállomás Alak felismerés Animáció Képfeldolgozás Homomorf leképezés Robot vizuális technika	Spektrum analízis Függvénygenerátorok Tranziens analízis Digitális szűrés
Beszédfeldolgozás	Szabályozástechnika	Katonai területek
Beszédkódolás/dekódolás Beszéd felismerés Hang szintézis Szöveg-beszéd átalakítás	Diszkhajtás Szervo hajtás Robot technika Lézer printer vezérlés Belsőégésű motor vezérlés Villamos hajtások	Rejtjelezett kommunikáció Rádió és hang lokátor technika Navigáció Rakétairányítás

2. táblázat

Távközlés		Automatizálás
Reflexió elnyomás ADPCM kódolás Digitális PBX Vonalsokszorozó Csatorna multiplexer Nagysebességű modem DTMF kódoló/dekódoló	Fax Celluláris telefon X25 csomagkapcsolás Videó konferencia	Belsőégésű motor vezérlés Rezgés analízis Adaptív szabályozás Pozicionálás Vezérlés hanggal
Fogyasztási cikkek	Ipari alkalmazások	Egészségügy
Radar detektor Digitális audio / TV Zenei szintetizátorok Oktató játékok	Robotika Számjegyes vezérlés Biztonsági berendezések Energiaellátó hálózat felügyelet	Nagyothalló készülékek Beteg felügyelet Ultrahang berendezések Diagnosztikai eszközök

Történeti áttekintés

A DSP-k rövid múltra tekintenek vissza, fejlődésük azonban rendkívül látványos volt az elmúlt alig két évtizedben. Megjelenésüket az ebbe szükségessé, hogy a hetvenes évek végén és a nyolcvanas évek elején a digitális technika a távközlés területén is egyre jobban elterjedt. Ha egy digitális kommunikációs rendszer blokkvázlatát tanulmányozzuk, láthatjuk, hogy számtalan olyan funkció van, amelyet legkézenfekvőbben programozható mikroprocesszorral lehet megvalósítani. Ilyen feladatok a következő blokkvázlatban láthatók:



1. ábra

digitális kommunikációs rendszer blokkvázlata

A bemeneti információt a bemeneti blokk digitális formába konvertálja, majd a biteket csoportosítva előállítja a digitális üzenetet, vagy üzenet szimbólumot. A bemeneti információ formattálása a következő feladatok elvégzését jelenti: mintavételezés, kvantálás, moduláció. Az üzenet szimbólum ezután a forrás oldalon többszörös kódoláson megy keresztül, a kommunikációs csatorna jobb kihasználása, az információ védelme, az adatátvitel biztonságának növelése céljából. A vevő oldalon nagyjából szimmetrikusan megismétlődnek ugyanezek a funkciók.

A digitális kommunikációs rendszerek tipikus elemei a szűrők. Ilyen szűrőket a rendszer tömegesen igényel, a megvalósító algoritmusok tipikusan digitális jelfeldolgozó algoritmusok. Megvalósításukhoz a hagyományos mikroprocesszorok túlságosan lassúak és drágák voltak. A szűrő algoritmus végrehajtása ugyanis mintavételi periódusonként nagyszámú szorzást és összeadást igényel. Egy véges impulzusválaszú szűrő az alábbi egyenlet szerint működik:

$$y(n) = a_0 x(n) + a_1 x(n-1) + a_2 x(n-2) + \dots$$

Vagyis olyan mikroprocesszorokra van szükség, amely lehetőleg egy gépi ciklus alatt képes a szorzás, esetleg a szorzás, összeadás, tárolás összetett műveleteket elvégzésére. Emellett olyan címzési módokkal rendelkezzenek, amelyekkel a mintavételezett értékek és a hozzájuk tartozó együtthatók gyorsan elérhetők. Nem utolsó sorban pedig legyenek a processzorok olcsók, mivel nagy mennyiségben kerülnek alkalmazásra. E követelményeknek megfelelően fejlesztették ki a digitális jelprocesszorokat.

Az első áramkör 1984-ben jelent meg. Ez a Texas Instruments TMS32010 típusú első generációs fix pontos processzora volt és nagyon hamar elterjedt a telekommunikációs alkalmazásokban. Az NMOS technológiával készült 16 bites processzor 20 MHz-es órajel frekvenciával 5 MIPS teljesítményre volt képes. 144 db 16 bites RAM cellát és 1.5K ROM memóriát tartalmazott. Nem sokáig kellett várni a 32 bites lebegőpontos processzorokra sem, 1988-ban több cég is megjelent ilyen áramkörrel. A Texas Instruments, az Analog Devices és a Motorola lebegőpontos processzorai már CMOS technológiával készültek, 30-50 MHz-es órajel frekvencián 30-50 MFLOPS sebességgel rendelkeztek. Ugyanekkor a jóval olcsóbb fix pontos áramköröket is tökéletesítették, így teljesítményük nem maradt el a lebegőpontos típusok teljesítményétől.

A 90-es évek elején a 40-50 MFLOPS sebességű fix és lebegőpontos áramkörök jelentették az élvonalat, de 1994-ben a TMS320C80-as multiprocesszoros DSP hat belső processzorával már multimédia és videó alkalmazásokra készült. Jelenleg a fix pontos DSP áramkörök 2000-6000 MIPS, a lebegőpontos áramkörök pedig 1000-2000 MFLOPS sebességre képesek. A fejlődés azonban e téren rendkívül gyors.

A digitális jelprocesszoros alkalmazások jellemzői

Foglaljuk össze, milyen esetekben alkalmaznak digitális jelprocesszorokat. Az esetek közös jellemzői az alábbiak:

- az alkalmazás számításigényes algoritmust igényel,
- a feladatot valós idejű (real time) működéssel kell megoldani,
- nagy mennyiségű mintavételezett adat tárolására, kezelésére, feldolgozása szükséges.

A számítás igényes algoritmusra jó példa a fentebb említett FIR szűrő megvalósítása. A leíró egyenlet tömörebb formában az alábbi:

$$y(n) = \sum_{i=1}^n a(i) x(n-i),$$

Az n -ik kimeneti érték, $y(n)$ előállításához n számú szorzás és összeadás szükséges. Nagy n esetén ez nagy számú művelet elvégzését jelenti minden mintavételi periódus alatt.

A valós idejű (real time) feldolgozás azt jelenti, hogy az eredmény a felhasználó által nem érzékelhető késleltetéssel kell, hogy megjelenjen. Szűrőknél ez tipikusan néhány száz μ s lehet, beszédfelismerő rendszereknél néhány tized másodperc, videó alkalmazásoknál pedig néhány száz 10^{-8} sec. A valós idejű feldolgozás megvalósításához alkalmazástól függően más-más mintavételi frekvencia szükséges. Néhány példa:

- Ipari szabályozások: 1-10 kHz
- Távközlés: 8 kHz
- Beszéd feldolgozás: 8-10 kHz

- Video Frame frekvencia: 30 kHz
- Video pixel frekvencia: 14 MHz

A mintavételezett adatok kezelése a digitális jelfeldolgozások sajátossága. A mintavételezett adatokat tárolni kell, és ha szükséges, el kell érni, amely hatékony és speciális címzési módokat igényel. A jelprocesszoroknak ezzel rendelkezniük kell ahhoz, hogy a szükséges számításokat nagy mennyiségű adattal is valós idejű módon legyenek képesek végrehajtani.

A digitális jelprocesszorok jellemzői

A fenti feltételeknek megfelelően a digitális jelprocesszorok az alábbi jellemzőkkel rendelkeznek:

Harvard architektúra, ahol külön adat és program memória és a hozzájuk tartozó belső buszrendszer van. Ez lehetővé teszi az utasítások átlapolt végrehajtását, az úgynevezett utasítás pipeline használatát. Az utasítás lehívás, dekódolás, és végrehajtás ciklusok átlapolhatók, ha megfelelő belső erőforrásokkal rendelkezik a processzor. A digitális jelprocesszorok többszintű átlapolással működnek, amely megsokszorozza működési sebességüket.

Hardver szorzó egység, mely két 16 vagy 32 bites számot egyetlen gépi ciklus alatt összeszoroz. Ebben az időben ez az általános processzorokra még nem volt jellemző.

A digitális jelfeldolgozásra optimalizált utasítás készlet. Néhány ilyen utasítás:

DMOV késleltetett MOVE

LTD több utasítás végrehajtása egy ciklus alatt (LT, DMOV, APAC)

MACC szorzás és tárolás egy ciklus alatt,

RPTK utasítás ismételt végrehajtása, azaz egy utasításos ciklus megvalósítása.

Speciális címzési módok, melyek hatékonyan használhatók jelfeldolgozó algoritmusokban. Ez mindig párosul nagysebességű cím aritmetikával, amely a cím előállítást meggyorsítja.

Egyciklusú utasítás végrehajtás.

Belső, adat és program memóriák, cache memória.

Perifériák, melyek szintén a teljesítőképesség növelését szolgálják. Ilyenek az időzítő/számláló áramkörök, DMA alrendszerek, kommunikációs portok, és bináris I/O portok.

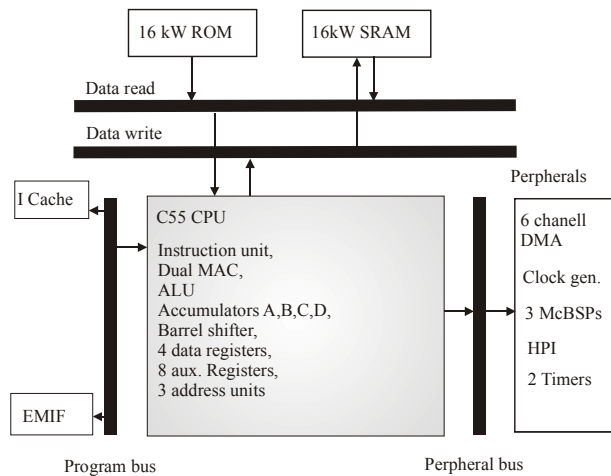
Fix és lebegőpontos architektúrák

A DSP-k alapvetően két csoportra oszthatók: fix és lebegőpontos eszközökre. A fix pontos processzorok 16 vagy 24 bitesek. A Texas Instruments TMS320C55 típusú 16 bites fix pontos processzora blokkvázlatán jól láthatók a DSP-k jellemzői. A Harvard architektúra megvalósításához külön adat és külön program memória busz kiépítése tartozik. Az ALU mellett a hardver szorzó valamint a léptető egység a processzor fontos elemei.

A TMS320C55 típusú processzor 16 bites kettes komplementes számábrázolást használ. Belső akkumulátorai és regiszterei azonban 32 bitesek. Így a feldolgozás közben a kerekítési hibák kiküszöbölhetők. Van lehetőség egy pszeudo 32 bites lebegőpontos formátum használatára is, de ez a sebességet nagyon lecsökkenti.

A lebegőpontos digitális jelprocesszorok összetettebb, ezért drágább eszközök. Szemben a fix pontos processzorokkal, mindig 32 bitesek. Belső regiszterei 40 bitesek, a nagyobb számítási pontosság elérése céljából. A lebegőpontos processzorok nagyobb felbontásúak és gyakor-

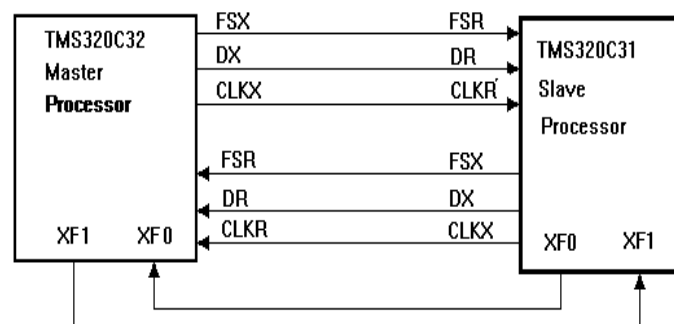
latilag megszüntetik a számábrázolási tartományból eredő problémákat. E processzorok fix pontos módban is használhatók.



2. ábra
Fixpontos processzor blokkvázlata

Többprocesszoros rendszerek

A DSP-k megjelenése egy új, hatékony és olcsó eszközt jelentett a digitális jelfeldolgozás terén. Folyamatosan újabb és újabb alkalmazásokat találtak számukra. A meglévő eszközök teljesítmény növelésének egyik módja a processzorok párhuzamosítása volt. A harmadik generációs processzoroknál erre már voltak, igaz, csak korlátozott eszközök. A TMS320C30-as processzor két külső busz interfésszel rendelkezik. A normál külső buszrendszer és az úgynevezett expanziós busz lehetővé teszi, hogy a párhuzamosan dolgozó processzorok lokális és globális memóriához csatlakozzanak. A globális memóriához történő hozzáférést ilyenkor egy busz hozzáférés vezérlő (busz arbiter) szabályozza. Iker processzoros rendszerek hozhatók létre a processzor két flag vonalának összekötésével, a 4. ábra szerint.



3. ábra
TMS320C30-as áramkör iker-processzoros konfigurációban

A következő lebegőpontos generációk ennél hatékonyabb eszközökkel rendelkeztek. A TMS320C40-es áramkörök 6 db. 8 bites párhuzamos kommunikációs portja és a portokkal együttműködő hat csatornás DMA alrendszer már igazi multiprocesszoros konfigurációk kiépítését tette lehetővé. Hasonlóan hatékony rendszerekkel jelentek meg más gyártók, így az Analog Devices és a Motorola.

Külön említést érdemel a Texas Instruments TMS320C80-as multimédia videó processzora, amely lebegőpontos master processzort, négy slave processzort, adatátviteli processzort és

egy videó frame processzort tartalmaz a tokon belül. Ezt egészíti ki egy belső memória rendszer, amely nagy sebességű crossbaron keresztül csatlakozik a processzorokhoz.

Jelenlegi fejlődési irányok

A digitális jelprocesszorok teljesítménye többféle módon növelhető.

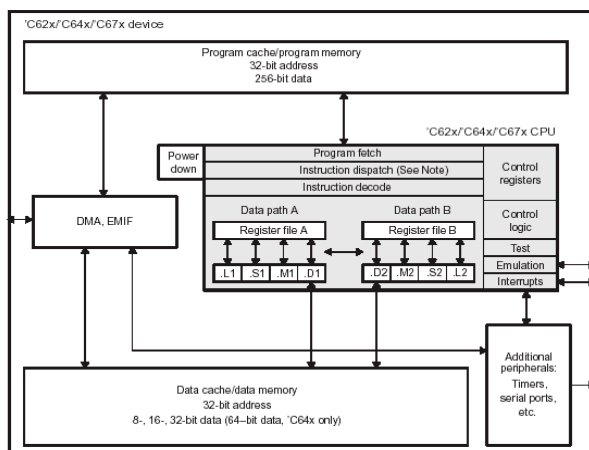
Első és legkézenfekvőbb módszer az órajel frekvenciájának a növelése. Ezt a CMOS technológia fejlődése teszi lehetővé. A réteg vastagság csökkentésével a működési frekvencia növelhető.

Másik, és nagyon hatékony módszer a belső művelet végrehajtó egységek számának növelése és a párhuzamos utasítás végrehajtás. Ehhez tartozik a belső regiszterek számának növelése és regiszter fájlokba csoportosítása. Ez az utasítás végrehajtás átlapolás szintjeinek a növelését teszi lehetővé.

Harmadik eszköz a belső memóriák nagyságának növelése és belső memória hierarchia létrehozása. A regiszter fájl, cache memória, adat és program memória nagy teljesítményű DMA alrendszerrel és ehhez csatlakozó külső memória illesztő egységgel olyan tároló hierarchiát jelent, amelyet néhány éve csak nagy számítógépes rendszerekkel lehetett megvalósítani. E processzorok egyszerre több, 4 vagy 8 utasítás szót hívnak le. A lehívott utasításokat egy utasítás vezérlő osztja szét a párhuzamos végrehajtó egységek között. Egy ilyen eszköz, a Texas TMS320C67-es típusú áramkör blokkvázlatát mutatja be a 4. ábra.

Az L1, S1, M1, D1 illetve L2, S2, M2, D2 művelet végrehajtó egységek optimális esetben egyidejűleg nyolc utasítás végrehajtását végzik egyidejűleg. A processzort alapvetően magas szintű program nyelvre optimalizálták. 1000-4000 MFLOPS teljesítménnyel képes működni.

Hasonló teljesítményű eszköz az Analog Devices ADSP 21262 áramköre. Az eszköz a SIMD SHARK processzor család egyik legújabb tagja. Az elnevezés a Single Instruction Multiply Data Super Harvard Architecture Computer elnevezés rövidítést takarja. 200 MHz órajel frekvenciával működik, ekkor 1200 MFLOPS sebességre képes. Az előbbi processzorhoz hasonlóan meg többszörözött végrehajtó egységekkel és nagy teljesítményű tároló rendszerrel rendelkezik.



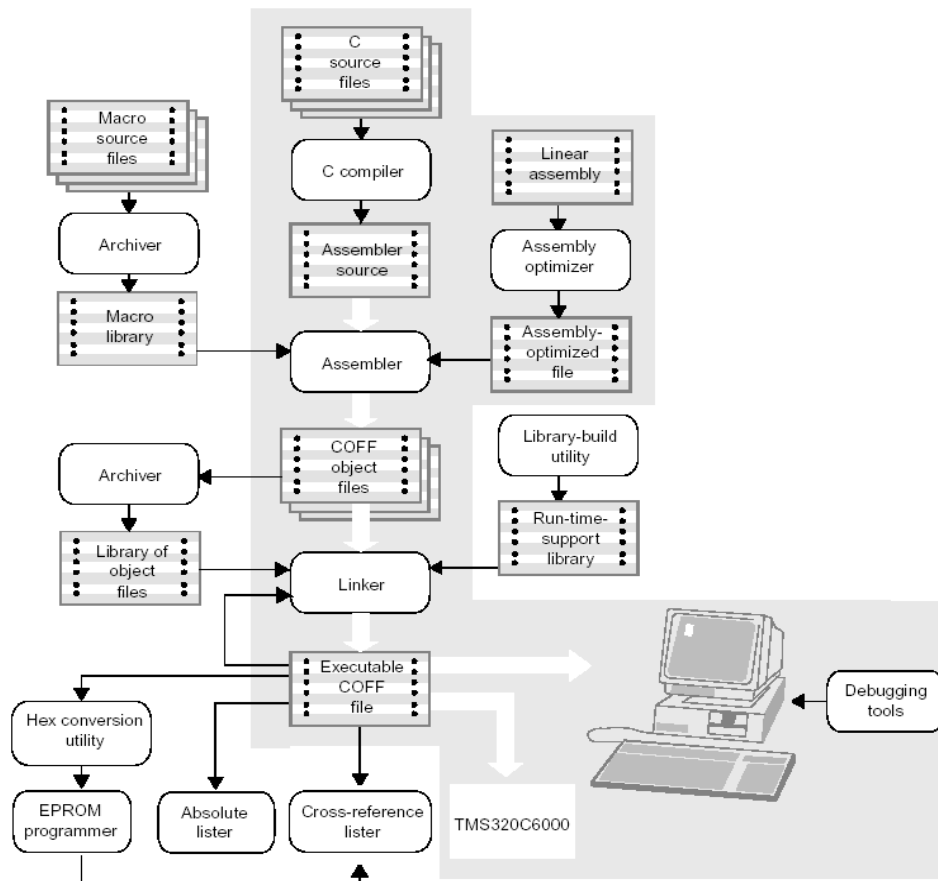
4. ábra
TMS320C6000. DSP blokkvázlata

Fejlesztői környezet

A digitális jelprocesszorok fejlesztő rendszerei azokat az eszközöket tartalmazzák, amelyek lehetővé teszik az alkalmazások megvalósítását. Szoftver és hardver részekből állnak. A szoftver rész tartalmazza az Assembly és magas szintű nyelvrendszert, nyomkövetőt, szoftver szimulátorokat, EPROM beégető programokat. Az alkalmazást megvalósító szoftver tesztelése a hardver fejlesztő eszközökön vagy szoftver szimulátoron történhet. A felhasználói interfész mindkét esetben a nyomkövető program, a debugger. A hibátlanul futó alkalmazói programot végül az alkalmazást megvalósító hardverbe töltik le. E folyamatot a különféle DSP generációk az akkori technikai szintnek megfelelően támogatták. Az eleinte DOS alapú, szöveges fejlesztő rendszereket napjainkra felváltották a felhasználó barát, vizuális, grafikus alapú eszközök.

A kódgenerálás eszközei

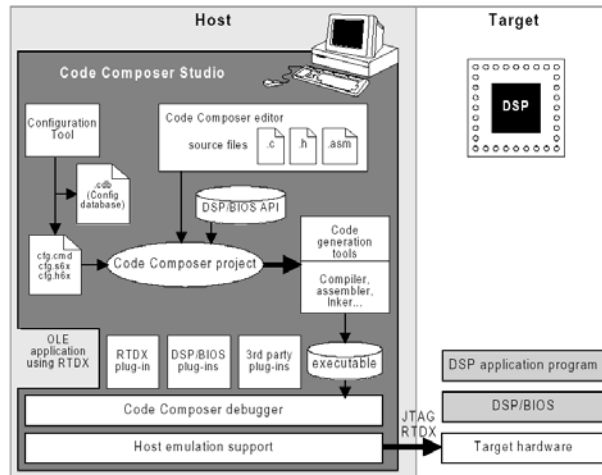
Az első fix pontos processzorok programozása assembly szinten történt. A lebegőpontos eszközök azonban már C nyelvű programrendszerrel kerültek piacra. Az 5. ábrán a program generálás eszközei láthatók. Minden gyártó nagy vonalakban hasonló eszközöket biztosít.



5. ábra

A kódgenerálás eszközei

Egy korszerű, vizualizációs fejlesztői környezet, a Code Composer Studio elemei láthatók a 6. ábrán. A fejlesztés lépései egy projektbe foglalhatók. A program futás eredményei, a processzor erőforrásainak a kihasználtsága, és sok más paraméter vizuálisan megjeleníthető. Különösen hasznos az RTDX komponens, amely valós idejű adatcserét végez a cél hardver és a fejlesztő rendszer között. Ez a program futás valós idejű tesztelésére ad lehetőséget.



6. ábra
Korszerű fejlesztői környezet

A digitális jelprocesszorok alkalmazása villamos hajtásokban

Az eddigiekből látható, hogy a digitális jelprocesszorok eredetileg telekommunikációs alkalmazások céljára lettek kifejlesztve. A digitális szűrő algoritmusok erre a legszemléletesebb példa. A telekommunikáció mellett számos egyéb területről is kiderült, hogy ezek az új processzorok, mint olcsó és hatékony eszközök, nagyon jó eredménnyel alkalmazhatók. Néhány terület a sok közül.

- aktív zajelnyomásra, termekben, épületekben,
- gyártórendszerek on-line diagnosztikája,
- képfeldolgozás, alakfelismerés,
- beszéd felismerés, beszéd írott szöveggé alakítása,
- egészségügyi alkalmazások, stb.

Az egyik fő alkalmazási terület, ahol szinte azonnal elkezdtek az alkalmazásukat, a szabályozástechnika. Ennek oka az, hogy a digitális szabályozó algoritmusok és a szűrő algoritmusok között rendkívül nagy a hasonlóság. Ha egy processzort digitális szűrő algoritmusok végrehajtására optimalizáltak, akkor jó hatékonysággal alkalmazható minden olyan alkalmazásban, ahol a megvalósító algoritmus hasonló. Példaképpen írjuk fel egy egyszerű rekurzív szűrő egyenletét:

$$y(n) = b_1x(n) + a_1y(n-1) + a_2y(n-2) + a_3x(n-3)$$

$y(n)$ az n -ik kimeneti érték, a_n és b_m pedig a szűrő együtthatók.

Hasonlítsuk össze ezt egy digitális PID szabályozó egyenletével:

$$y(n) = y(n-2) + b_1x(n) + b_2x(n-1) + b_3x(n-2)$$

Ez esetben $y(n)$ a PID szabályozó kimenő jelének értéke az n -ik időpillanatban, $x(n)$ pedig a különbségképző kimenő jele, a hibajel, amely a szabályozó bemenő jele.

Mindkét esetben a mintavételezett bemenő jeleket és a kimenő jeleket le kell tárolni, majd ezen értékeket össze kell szorozni a megfelelő együtthatókkal, a rész szorzatokat össze kell

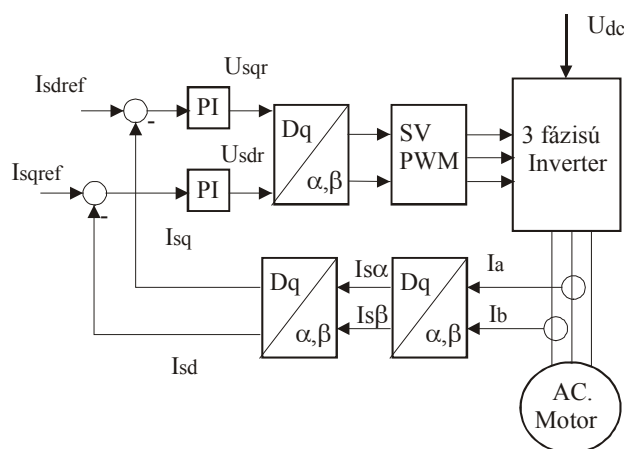
adni, és a végeredmény az $y(n)$ változó helyén tárolni kell. Ezt a tevékenységet minden mintavételi intervallum alatt ciklikusan ismételni kell.

Szabályozási feladatok megvalósítására fix és lebegőpontos processzorokat egyaránt alkalmaztak. A fix pontos eszközök olcsóságuk miatt terjedtek el. A szabályozási pontosság gondos tervezéssel általában biztosítható. Nagyobb igények esetén lebegő pontos processzorok alkalmazása indokolt, és elterjedten használatos.

A digitális jelprocesszorok ilyen alkalmazásának legnagyobb problémája a szabályozási feladatokhoz nem megfelelő periféria készlet. Ezért kétállapotú digitális portokat, A/D illetve D/A átalakítókat, pozíció vagy sebesség jeleket fogadó bemeneti perifériákat és más egyéb eszközt kell a processzorhoz illeszteni. Ez a felhasználóktól speciális ismereteket kíván. Nagy előnye viszont a DSP-k alkalmazásának, hogy olyan bonyolult algoritmusok is megvalósíthatók, amelyek analóg megoldások esetén elképzelhetetlenek voltak.

Külön fejezetet érdemel a processzorok alkalmazása a szabályozott villamos hajtástechnikában. A digitális jelprocesszorok megjelenése az egész villamos gép illetve villamos hajtás iparra nagy hatással volt. A digitális jelprocesszorok megjelenése, párosulva a teljesítményelektronika fejlődésével, lehetővé tette az aszinkron motorok precíziós, vektoros, mező orientált szabályozásának megvalósítását és általános elterjedését. Az aszinkronmotor

Mezőorientált szabályozásának elvi blokkvázlatát a 7. ábra mutatja. Az ábrából látható, hogy a megvalósítás az egyenáramú hajtásoknál jelentősen bonyolultabb. A két PI szabályozón kívül a bemenő háromfázisú állórész mennyiségeket előbb kétfázisúvá kell transzformálni (a,b,c- d,q), majd koordináta rendszerbe kell transzformálni d,q-□□). A szabályozó kimenetén pedig inverz transzformációkra van szükség.



7. ábra

A mező-orientált szabályozás blokkvázlata

A három/kétfázisú transzformáció, vagy Clarke transzformáció a következő:

$$i_{s\alpha} = i_a$$

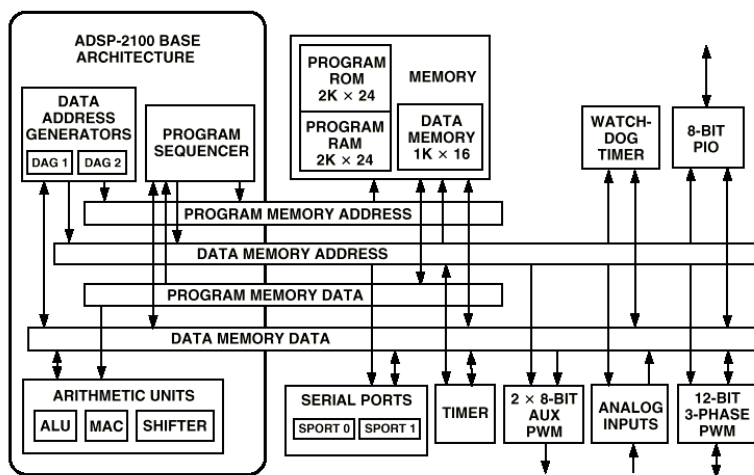
$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}i_a + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b$$

A koordináta transzformációhoz pedig a következő összefüggéssel jutunk:

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos \theta + i_{s\beta} \sin \theta$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin \theta + i_{s\beta} \cos \theta$$

A vektoros hajtásszabályozásokat analóg módon csak irreálisan magas költségekkel lehetett megvalósítani. Az általános processzorok szintén nem voltak alkalmasak e célra, így a megvalósítás szintén elfogadhatatlan áron volt lehetséges. A feladatra igazán alkalmasnak és olcsónak a jelprocesszorok bizonyultak. Megfelelő perifériákkal kiegészítve képesek voltak elvégezni a transzformációkat, a szabályozó algoritmusokat és az inverter vezérlési szekvenciáinak előállítását is. A nagy gyártók hamar felismerték ennek jelentőségét, és meglévő DSP áramköreiket kiegészítették a szükséges motorvezérlő perifériákkal. Az így nyert DSP alapú mikrovezérlő áramkörök alkalmasak különféle váltakozó áramú hajtások egy tokos megvalósítására. A 8. ábrán az Analog Devices ilyen célokra kifejlesztett DSP mikrovezérlője látható. Az új lehetőségek nagy hatással voltak illetve vannak a villamos gépgyártásra, mivel az igénytelen és olcsó kalickás aszinkron motorok egyre inkább kiszorítják az egyenáramú gépeket a szabályozott hajtások területéről, ahol addig egyeduralkodók voltak.



8. ábra

Az Analog Devices ADMC330 egy-chipes motorvezérlő áramköre

Köszönetnyilvánítás

E publikáció a magyar-román kormányközi tudományos és technológiai együttműködés keretében, az OM Kutatás-Fejlesztési Helyettes Államtitkárság és külföldi szerződés partnere, a Ministry of Education Research and Youth, Romania támogatásával jött létre.

Irodalomjegyzék

- [1] Bernard Sklar: Digital Communications. Pentice Hall PTR New Jersey, 2001.
- [2] Craig Marven and Gillian Ewers: A simple approach to Digital Signal Processing. New York, 1996.
- [3] Árpád Kelemen, Mária Imecs: Vector Control of AC Drives. Volume 1.: Vector Control of Induction Machine Drives. OMIKK Publisher Budapest, 1992
- [4] 4. Halász Sándor, Hunyár Mátyás, Schmidt István: Automatizált villamos hajtások. Műegyetemi kiadó, 1988.

Az Európai Unió energiapolitikája és a magyarországi válaszok

Energy Politics in the European Union
and the Hungarian Responses

Dr. Benkő Balázs

Magyar Villamos Művek Rt.
Budapest

Abstract

The theory and aim of the deregulation, privatisation and liberalization of the energy market all over the World is promoting the competition and lowering the prices. National suppliers were privatised; monopolies were broken up; and the electricity markets opened up even to foreign producers. It appears reasonable, but in practice beside of a lot of benefits there are some problems to be solved for the really reliable energy supply the base of the cohesion and normal life of the society. There are some warning signals: energy emergency situations in the US and in Europe too. The reserve capacities for peak consumption disappeared, in some countries, even in normal times, the energy supply has been made dependent on buying considerable additional supplies from foreign countries. The prices rose. An unusually cold winter, or an unusually hot summer can cause serious blackouts. Regarding to the experiences of the operation of the internal energy market the EU adopted some new regulations to enhance the reliable energy supply. Hungary as a to be member of EU has to apply this changes.

1. Tapasztalatok és figyelmeztető jelek a liberalizált villamosenergia piacokon

Az 1990-es években általánossá vált az a nézet, hogy a villamos energia hasonló áru, mint a tőzsdén forgalmazható többi áruféleség. Ezért az államnak ki kell vonulnia a közvetlen szolgáltatásból, csak a piac szabályozását kell kialakítania, és ellenőriznie kell a szabályok betartását, felügyelnie kell a piacot, és védenie kell azokat a fogyasztókat, amelyek vagy nem tudnak, vagy nem akarnak részt venni a szabad piaci ellátásban. Mindettől a szolgáltatói kínálati piaci versenyt, és ennek következtében a fogyasztói árak csökkenését várták. Ilyen szabályozást dolgoztak ki az Egyesült Államok több államában és hasonló elveken alapul az EU szabályozási rendszere is. Általában ez az elgondolás működőképes de a valóságban olyan jelek is mutatkoznak, amelyek szükségessé tették az energia ellátás működésének újbóli áttekintését.

Úgy tűnik, hogy a piac liberalizáció önmagában nem oldja meg a hosszú távú ellátás biztonságát. A liberalizáció után megindult a határokon átnyúló harc az energia piacokért. Kemény árháború is kialakult, így az első-két három évben a fogyasztói árak valóban csökkentek. Ilyen környezetben a beruházások nem tűntek nyereségesnek, lecsökkentek a biztonságos ellátást szolgáló tőkebefektetések. Egyre inkább monopólium közeli állapotba jutó nagy energia multinacionális társaságok alakultak ki és az árak is elindultak felfelé. Elfogytak a csúcsidejű terhelést fedező tartalék kapacitások. Egyes országok esetében az ellátást csak jelentős mennyiségű pótlólagos importtal lehetett fenntartani. Ha ehhez rossz időjárási körülmények is hozzájárulnak, a helyzet egyre súlyosabbá válhat.

Mindez nem változtatott azon, hogy a biztonságos energia ellátás, és ezen belül elsősorban a villamosenergia szolgáltatás a mai társadalmak működésének elengedhetetlen feltétele, és a

végso ellátási felelősség valamilyen formában az állam feladata. Milyen - általánosan ismert - gondok adódtak?

Egyesült Államok

A legliberálisabb szabályozást alkalmazó Kalifornia államban 2000- ben: az erőművi tartalékok elfogytak, a szomszédos rendszerekből nem lehetett elegendő mennyiséget importálni, a fogyasztás növekedett, végül időnként igen magas fogyasztói árak alakultak ki, és fogyasztói korlátozásokra is sor került. A teljes összeomlást kemény állami intézkedésekkel lehetett elkerülni. Az elemzők az okokat ár és versenyszabályozási problémákban, ennek következtében pedig termelői kapacitás és távvezeték kapacitás hiányban látták.

2003 nyarán a Keleti part nagy része maradt áram nélkül. Az okok pontosan még nem ismertek, az első elemzések szintén szabályozási hibára következtetnek (a magán tulajdonú szolgáltatók nem érdekeltek a fejlesztésekben). A kiváltó ok valószínűleg valamilyen túlterelést nem jól kezelő védelmi és rendszerautomatika működés volt. Filozófiai kérdés: túlterhelődés esetén a legutolsó pillanatilag egyben kell-e tartani a rendszert, vagy, amilyen az európai megoldás, önmagában egyensúlyban lévő részrendszerekre kell-e automatikusan bontani.

Európa

Az elmúlt hideg és száraz tél a Nordel területén okozott ellátási gondokat és magas árakat.

2003 hosszú, forró és száraz nyara Európában nemcsak a mediterrán területeken növelte meg a hűtésre fordított villamosenergia felhasználást. Az erőművek hűtése a már eleve meleg hűtővíz, a vízhiány, és amiatt is veszélybe került, hogy az élő vizeket nem lehetett tovább melegíteni az élővilág károsodása nélkül (még a Dunára telepített Cerna Voda atomerőmű esetében is).

Hasonló gondot jelentett a vízhiány a vízerőművekben, valamint az, hogy a hagyományosan exportáló rendszerek saját otthoni gondjaik miatt nem tudtak kiegészítést nyújtani. Korlátozás közeli állapotok alakultak, amelyeket a rendszerirányítók szerencsére általában uralni tudtak, de egyes esetekben komoly korlátozásokra is sor került.

A helyzet megoldásának egyik módjaként a világban sokfelé úgy tartják, hogy az állam feladatait érdemes újra gondolni a biztonságos energiaellátásban. Nem közvetlen részvételtől van szó, hanem a szabályozó, ellenőrző, piacfelügyelő szerep megerősítéséről.

Mindez csak megerősítette azt az EU-ban már elkezdett folyamatot, hogy a villamosenergia és a gáz belső piac működésének javítására az eddigi tapasztalatok figyelembevételével felül kell vizsgálni az eddig érvényben lévő szabályozásokat. Ennek eredményeként idén nyáron fogadták el azokat az új szabályokat, melyek 2004-ben lépnek hatályba. Mivel Magyarország a csatlakozási tárgyalások során az energia fejezetben nem kért derogációt, kivételes elbánást, ezért ezeket át kell vennünk a hazai jogrendbe. A magyar villamosenergia és gázszolgáltatás törvényi szabályozása ma megfelel az éppen most érvényes EU szabályoknak. A tapasztalatok nálunk is gyűlnek, nem minden működik tökéletesen, ezért ilyen okból is szükség van a változtatásra.

2. Jogrendi változások az Európai Unióban

Az Európai Parlament és a Tanács 1996. december 19-én kelt, a villamos energia belső piacának közös szabályaira vonatkozó 96/92/EC Direktívája jelentős mértékben hozzájárult a villamos energia belső piacának megteremtéséhez.

A Direktíva végrehajtása során már eddig is megmutatkoztak a villamos energia belső piacából származó előnyök. Növekedett a hatékonyság, csökkentek az árak, javult a szolgáltatás minősége és növekedett a versenyképesség.

A tapasztalatok azonban a hiányosságokra és a további javítási lehetőségekre is rámutattak. Ennek alapján 2000. márciusában az Európai Tanács kérte a villamos energia és a gáz belső piacának továbbfejlesztését, és e szektorokban a liberalizáció felgyorsítását. Az Európai Parlament a Bizottságnak "az energia piacok liberalizációjának állapotáról" szóló második jelentéséről hozott 2000. július 6-i Határozatában kérte a Bizottságot, hogy dolgozzon ki részletes ütemtervet a kitűzött célok elérésére, az energia piac fokozatos, de teljes mértékű liberalizációjára. Ennek eredményeként fogadtak el új szabályozásokat, illetve még dolgoznak továbbiak megalkotásán:

- Új villamosenergia direktíva (2003/54/EC, 2003. 06. 26.)
- Új gáz direktíva (2003/55/EC, 2003. 06. 26.)
- Új határkeresztező villamosenergia kereskedelem határozat (az Európai Parlament és az Európa Tanács 1228/2003. határozata, 2003. június 26.)
- Határozat a transz-európai villamos energia és gázhálózati útvonalokról (1229/2003. Határozat)
- A közszolgáltatások szerepének újraértékelése vitasorozat a Bizottság kezdeményezésére, szabályozástervezet 2003. ősze várható
- Kapcsolt villamosenergia termelés direktíva tervezet

3. 2003/54/EC direktíva a villamosenergia belső piac szabályozásáról

A fő cél az egységes, teljesen liberalizált, működőképes belső piaci kialakítása az eddigi tapasztalatok alapján. Ennek érdekében elsősorban az ezt akadályozó tényezőket - például a hálózati szabad hozzáférés nem azonos feltételei, az országoként különböző tarifák, az eltérő mértékű piacnyitás, a piaci erővel való visszaélés- tartották szükségesnek rendezni. Nagyon fontosnak ítélték meg a közszolgáltatások megerősítését és a (kis)fogyasztók védelmét.

A hatékony és diszkriminációmentes hálózati hozzáférés érdekében az elosztó és átviteli rendszer üzemeltetés jogi (nem tulajdonosi) szétválasztását írják elő. A regulátorok azonos kompetenciát kell kapjanak minden tagállamban és hasonló elvek szerint kell működjenek, mert csak így működhet az államhatárokon átnyúló piac. Néhány szabályt azért is érdemes kiemelni, mert ezek Magyarországon is közvetlen feladatot jelentenek:

- Teljes piacnyitás 2004. év közepétől a nem háztartási, 2007.-től valamennyi fogyasztó számára (előbb is lehet). Jogalkotási feladatok kapcsolódnak ehhez.
- A rendszerirányítást a más tevékenységektől jogilag (nem tulajdonosilag) elválasztott átviteli rendszer üzemeltető, TSO végezze. Ezt Magyarországon is meg kell oldani.
- Az ellátásbiztonság érdekében a kapacitásmérleget országoként és közösségi szinten is követni kell. Az egyensúly biztosításáért végső soron a tagállamok felelősek.
- A közérdekű szolgáltatás (a biztonság, beleértve az ellátás biztonságát, a szolgáltatás szabályosságát, minőségét, árát és a környezet védelmét) megerősítése.
- A sérülékeny fogyasztók védelmére egyedi intézkedések, szociális tarifa, kikapcsolás tiltás, stb. lehetőségek.

4. Az 1228/2003. határozat a határt keresztező villamosenergia-forgalom hálózati hozzáféréséről

Célja ugyanúgy az egységes szabályozás az európai villamosenergia-piac kialakítására. Egységes hálózat-hozzáférési díjakat kell kialakítani, amelynek tényleges megvalósítója az úgynevezett „Firenzei folyamat” keretében, az Európai Rendszerirányítók Egyesülése. Ehhez meg kell határozni a kereskedelemben érintett hálózatrészek valódi értékét (a nyilvántartott érték Magyarországon ennél jelentősen kisebb).

A nemzetközi kapcsolatokkal összefüggő információkat a rendszerirányítók együttműködése keretében kell kezelni. A piac működési rendjének ösztönöznie kell az új hálózati kapcsolatokat (vagyis a beruházásnak meg kell térülnie az árakban).

5. Direktíva tervezet a kapcsolt energiatermelésről

A tervezet a belső energia piac hasznos hőigényének kapcsolt villamos- és hőenergia termeléssel történő kielégítését kívánja elősegíteni. A kapcsolt villamosenergia-termelésre és az így megtermelt áram kötelező átvételre vonatkozó jelenlegi hazai szabályozást majd ennek megfelelően kell módosítani.

6. A közeljövő magyarországi országos szintű feladatai következőkben foglalhatók össze:

Ki kell dolgozni az új magyar energiapolitikát, beleértve az alapenergia hordozó struktúrát, az ellátásbiztonságot és az energetikai létesítmények megvalósítását is.

Az energia szolgáltatás jogi szabályozását a megváltozott EU jogrend alkalmazásával, valamint a hazai tapasztalatok értékelésével és figyelembe vételével kell módosítani.

Villamos motorok és hajtások felügyelete és hibadiagnosztikája - jelen és jövő -

Supervision and Fault Diagnostics of Electrical Drives and Motors
- Present and Future -

Bikfalvi Péter¹, Dr. Radu Munteanu²

¹ Miskolci Egyetem, Alkalmazott Informatikai Tanszék

² Kolozsvári Műszaki Egyetem, Méréstechnikai Tanszék

Abstract

On-line condition monitoring of induction machines and drives has received considerable attention both from industry and research community. The recent trend is toward sensorless methods that use more and more sophisticated mathematical models. In this paper a short, far from being complete, survey of model-based methods for monitoring and detecting of commonly occurring faults in induction motors and drives is presented. Some critical comments regarding some of new achievements are also included.

Keywords: induction machines, condition monitoring, model-based fault detection.

1. Bevezetés

A villamos gépek felügyelete és működőképességének diagnosztikája már régóta foglalkoztatja az erőáramú villamosmérnökök számos csoportját. Az elmúlt években, a világ jelentős számú kutatócsoportja igen számottevő munkát fektetett be a különböző villamos motorok és villamos hajtások felügyeletéhez és hibadiagnosztikájához szükséges elvek, módszerek és eljárások kidolgozásában [1], és napjainkra már igen jelentős előrehaladással számolhatunk, illetve kiemelkedő, iparilag sikeresen alkalmazott eredményekről is születtek beszámolók. A kutatási téma aktualitását és jelentőségét két tényadat is alátámasztja. Az első: 1991-ben került megrendezésre először olyan neves, háromévenként ismétlődő nemzetközi konferenciasorozat az IFAC kezdeményezésére, amely kizárólag műszaki folyamatok biztonságának, felügyeletének és diagnosztikájának témakörével foglalkozik. Ez az IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes, röviden „SAFEPROCESS” nevű konferenciasorozat. A második: 1997-ben rendeztek először, ezúttal IEEE kezdeményezésre és szervezésben nemzetközi konferenciát a jelen dolgozat címéhez kapcsolódó tématerületen. Ez az IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, röviden „SDEMPED” nevű, két évente megrendezésre kerülő konferenciasorozat, amely idén augusztusban, negyedik alkalommal került megszervezésre, ezúttal az USA-ban.

Az eddigi tudományos és gyakorlati eredmények ellenére, érezhetően még nagyon sok a tennivaló, a téma kutatási területe továbbra is nyitott, és számos felfedezetlen irányt illetve lehetőséget tartalmaz. Ezt a megállapítást legalább három dolog is alátámasztja: egyfelől, a villamos gépek és hajtások nagyon szerteágazó és változatos palettájával kell(ett) szembenézni, úgy a széles kínálat, azaz a gyártott egyedek oldaláról, mint a gyakorlatilag megszámlálhatatlan alkalmazási területnek köszönhetően, másfelől maga a folyamatok felügyelete, a hibaérzékelés és a hibadiagnosztika, mint kutatási területek eredményei csak a közelmúltban kezdtek valóban ismertté, és alkalmazottá válni. És nem utolsósorban,

érveléseinkben nem feledkezhettünk meg az elmúlt években és napjainkban is teljes erővel zajló számítástechnikai, információ- és kommunikációtechnológiai fejlődésről, amely teljes mértékben megváltoztatta, fölöttébb bővítette nem csak a rendelkezésre álló eszközöket, hanem a lehetséges elvek, modellek és módszerek halmazát. Így, a „klasszikus” analóg méréseken és az állandósult állapotra jellemző karakterisztikákon alapuló felügyelő és diagnosztizáló technikákat teljes mértékben felváltották olyanok, amelyeket szinte kizárólag digitális mérések, számítógépes elemzések és dinamikus, a nagyon apró részletességekig kiterjedő modellezések jellemeznek.

Ezen új eszköztárnak köszönhetően, akár az időtartományi, akár a frekvenciatartományi, akár a más jellegű kísérletezések és elemzések nyomán olyan fizikai jelenségek is megjelenítésre, felhasználásra kerülhettek, illetve kerültek, amelyeket addig elhanyagoltak. Mindez, nem csak a villamos gépek és hajtások tervezésére, kivitelezésére, használatára, hanem felügyeletére és hibadiagnosztikájára tekintve is, egy teljesen új, modern gondolkodást eredményezett.

A gyakorlati (számítógépes) méréseken alapuló felügyeleti módszerek mellett napjainkban egyre inkább tért hódítanak a modell-alapú („sensorless”) módszerek, melyek egyrészt a költséges műszerezést próbálják kiváltani, másrészt az analitikus módszereket a tudásalapú módszerekkel ötvözik [2].

A szakirodalomban fellelhető, villamos gépekre és hajtásokra vonatkozó kondíció (állapot) felügyeleti és diagnosztikai módszerekre vonatkozóan még nincs egy teljes mértékben elfogadott, jól bevált csoportosítás. Ennek ellenére, nagyon általánosan tekintve a fellelhető technikákra, ezeket két nagy kategóriába lehet sorolni. Ezek a következők:

- mérés-alapú módszerek,
- modell-alapú módszerek.

Az első esetben, a hagyományos villamos mennyiségek (áram, feszültség), és esetleg fordulatszám mérése mellett járulékos szenzorok (például hőmérséklet, fluxus, rezgés, stb.) segítségével történik az információszerzés. Ezután, a mért eredményeknek a névleges, esetleg referencia értékekkel való összehasonlítása alapján valósul meg a gépek állapotának meghatározása. A második esetben a különböző megjelenésű és komplexitású matematikai modellek szolgáltatják a hasznos információt, csupán és kizárólag a gépek kapcsain mért villamos mennyiségek (áramok, feszültségek) által felvett értékek alapján. Ezeket a módszereket gyakran a szakirodalom „motoráram elemzés” (MCSA - Motor Current Signature Analysis) gyűjtőnév alatt említi [3].

A kidolgozott, vagy kidolgozásra váró matematikai modellek a legtöbb esetben nem általánosak, hanem csak valamilyen hiba vagy hibás működés felismerésének irányában orientáltak. A legtöbb esetben, sajnos, a modellek kevésbé tökéletes volta miatt, a valós hibától eltérő hatások is előidézh(et)nek hibajelzéseket. Tudvalevő, hogy a hibajelzést hordó jel energiatartalma mindig sokkal alacsonyabb, mint a gépekben fellépő konverziós energia. Ezért a hibaérzékeléshez megfelelő szintű zaj/jel viszonyt kell elérni, amelyet nem csak a megfelelő mérőeszközök segítségével, hanem és főleg a modellben fellépő megközelítő becsléseknek kompenzálásával lehet elérni. A nem kívánt, téves hibajelzéseket a felügyelő és/vagy diagnosztikai rendszer érzéketlenségének növelésével részben ki lehet küszöbölni, de ez a fajta megoldás egyéb hátulütőkkel (például valós hiba érzékelésének elmaradásával) jár, ami a hibaérzékelés illetve diagnózis megbízhatóságának romlását eredményezi. A jobb megoldást a pontosabb, részletesebb, bonyolultabb modellalkotás igénye jelenti, az ezzel járó minden nehézséggel, kellemetlenséggel együtt. Mindezek ellenére napjaink kutatásainak elsődleges irányát a modell-alapú, olesó („sensorless”) megoldások jelentik.

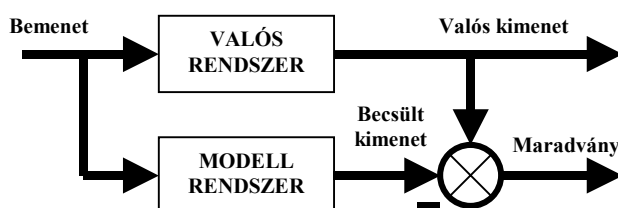
A váltóáramú motorok közvetlen hálózati vagy hajtásokon keresztüli működtetése teszi ki az ipari alkalmazások legnagyobb, több mint 80% részét. A felügyelet és hibadiagnosztika terén az elmúlt években zajló kutatási tevékenységek is kiemelkedő jelentőséget kaptak ezen a területen, ezért jelen dolgozat is erre a területre összpontosít, és kritikus szemmel próbál összefoglalót adni elsősorban a modell-alapú módszerekre és az ott alkalmazott technikákra.

2. A modell-alapú hibaérzékelés alapjai

Az ismert hibadiagnosztikai rendszerek alapjában véve három kategóriába sorolhatók [4]:

- szindróma (vagy szimptóma)-alapú diagnosztika,
- modell-alapú diagnosztika
- tudás-alapú diagnosztika.

Az első esetben (elsősorban) mért jelek idő és főleg frekvenciatartományi elemzése alapján történik az esetleges hibák észrevétele, és további diagnosztikája. A második esetben, az adott lehetséges hibáról való ismeret és tudás egy, a normál működést leíró rendszermodell formájában jelenik meg. Ilyenkor, a hibá(ka)t, a hibás működést a valós rendszer és modelljének viselkedése közötti különbségek, ún. *maradványok* (angolul „residuals”) felismerésével lehet észrevenni. Ezeknek az eltéréseknek a megfelelő generálása és feldolgozása jelenti tulajdonképpen a modell-alapú hibafelismerés és diagnosztika alapjait. Harmadik esetben a hibák ismerete, az emberi tudás és tapasztalat felhasználása jelenti a kiindulást. Jellemzően a mesterséges intelligencia módszereit alkalmazva sikerül a diagnosztikát ezekre az ismeretekre alapozva megvalósítani, bár az eddig alkalmazott tudás-alapú módszerek hátterében mindig megtalálható a matematikai modellezés.



1. ábra

A modell-alapú hibaérzékelés alapelve

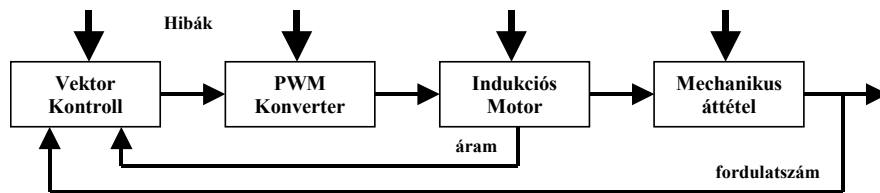
Az 1. sz. ábra a modell-alapú hibaérzékelés alapelvét mutatja [5]. A hibadiagnosztikai célokat szolgáló maradvány jelek további feldolgozását a fenti ábra már nem tükrözi, viszont ezek a kiértékelések megfelelő analitikus módszerekkel szintén megvalósíthatók. Természetesen, egy modell-alapú hibaérzékelő és diagnosztikai rendszer sikere részben a modell pontosságától, részben pedig a folyamatváltozók érzékelésének hitelességétől függ. Érdekességgé megjegyezhető, hogy az ábrán feltüntetett általános séma elméletileg bármilyen hiba, illetve bármilyen olyan strukturális vagy paraméteres változás érzékelésére képes, amely egy modell formájában kifejezhető.

Egészen más feladatot jelent az a helyzet, amikor egy bekövetkezett hiba észlelése és azonosítása megtörténik. A további lehetséges és biztonságos működés megvalósítása érdekében számos stratégiai eljárás létezik, amelyekkel viszont ennek a dolgozatnak a keretében egyáltalán nem foglalkozunk.

3. A villamos hajtás és lehetséges hibái

A nagyító alá vett eset egy váltóáramú villamos hajtás lehetséges meghibásodási eseteit tárgyalja. A hajtás az alábbi fő komponensekből áll (2. sz. ábra):

- kalickás aszinkronmotor + mechanikus áttétel
- PWM szaggató
- vektoriális áram és fordulatszám szabályozó



2. ábra

A tanulmányozott villamos hajtás elvi felépítése

A tárgyalt hibalehetőségek a következők:

- állórész tekercsmenet rövidzár,
- szakadt forgórész,
- légrés excentricitás,
- csapágyhiba,
- motorhevülés,
- konverter hiba,
- szabályozó hiba.

3.1. Az állórész tekercsmenet hibájának érzékelése

Ha egy indukciós motor állórészének valamely tekercsében hiba történik (például menetek közötti rövidzár), ez a három fázis impedanciája közötti egyenlőtlenséghez vezet, amelynek következményeként a vonaláramokban negatív szekvenciájú komponensek jelennek meg. Igaz, hasonló jelenséghez vezethet a kiegyensúlyozatlan tápfeszültség használata, vagy a kiegyensúlyozatlan mérés. Ezért, csak ez utóbbiak biztos nemléte esetén alkalmazható a negatív szekvenciájú áramkomponensek mérésén alapuló hibaérzékelés. A legtöbb gyakorlati megvalósítás ezekkel a feltételezésekkel dolgozik, illetve nem tér ki a nevezett lehetséges egyéb hatások kompenzálására.

A modell-alapú állórész tekercsmenetek hibaérzékelés biztonságának növelése érdekében, a kiegyensúlyozatlanságok önműködő kiküszöbölésére táblázatos keresést illetve betanított neurális hálózatokat javasol a szakirodalom [6], [7], [8]. A táblázatok a gyorsabb keresést segítik, illetve kompenzációs adatokat tartalmaznak a nemkívánatos hibás jelzések kiküszöbölésére. Az alkalmazott neurális hálókat a hibátlan motorműködés mellett tanítják be.

3.2. Szakadt forgórész érzékelése

A kalickás forgórész megszakadásának érzékelésére leggyakrabban az állórész áramának frekvenciatartományi elemzését használják. Az áram spektrumában megjelenik a hibának (szakadt rúd) köszönhető frekvencia összetevő, amelyet a mágneses aszimmetria hoz létre. Ennek frekvenciája viszonylag alacsony értékkel bír:

$$f_r = f_s(1 - 2s)$$

Ugyanakkor, a spektrumban jellemzően magas frekvenciájú komponensek is megjelennek, amelyek a rotor hornyos kiképzésének köszönhetőek. Sajnos, mezőorientált hajtásoknál a szabályozás széles frekvenciasávja miatt, ezek a frekvenciakomponensek nagyon csillapítottak, éppen a szabályozásnak köszönhetően.

A szakadt forgórész hibájának érzékelésére is sok változattal szolgál a szakirodalom. A szimmetrikus komponenseken alapuló egyszerű, állandósult állapot modellben [9] a hiba a rotor ellenállásának növekedésében jelentkezik, amely az áram spektrumában a hibát jelző frekvenciakomponens megnövekedését eredményezi. Sajnos, ez a megközelítés számos hibát is rejt. Ezek egy része a modell egyszerűsítéseinek köszönhető, másik részük éppen a gyakorlati alkalmazásokból adódik. Például, ha a terhelő nyomaték a csúszó frekvencia kétszeresével pulzál, akkor a hibát jelző frekvenciakomponens nagyon csillapodik a terhelés és a redukált tehetetlenségi nyomaték függvényében. Ez utóbbi hatások kompenzálására szintén neurális hálózatokat alkalmaztak [10.]

A rotor ellenállásának növekedését speciális modellezési és paraméterbecslési módszerek alkalmazása is lehetővé teszi [11], [12]. Ezeknek sikere viszont nagyon megkérdőjelezendő. Egyébként is, a rotor áramkörének (főleg részleges) szakadását érzékelni nagyon bonyolult feladat, amelyet a termikus jelenségek és a terhelés előre nem látható módon is befolyásol. Ezért ez a terület még további, igen jelentős kutatómunkát igényel.

3.3. Légrés excentricitás érzékelése

A villamos motorok légrésének egyenlőtlensége több okra is visszavezethető. Megkülönböztetünk statikus excentricitást, amikor a legkisebb légrés helyzete a térben változatlan, és dinamikus excentricitást, amikor a légrés mérete az idő és a térbeni helyzet függvénye [13]. A helytelen rotor beállítás, a tengely és a csapágyak nem egy vonalba esése valamint a jelentős külső rezgések a légrés mindkét excentricitás típusához vezethet, amely elsősorban a légrés fluxusának egyenlőtlenségét eredményezi. Következésképpen, a jelentkező járulékos elektromágneses erők úgy a forgórészre, mint az állórész tekercseire és a csapágyakra jelentős mechanikai igénybevételt eredményez.

Az eddigi gyakorlatban a légrés egyenlőtlenségét a leggyakrabban az áram spektrumának elemzéséből, vagy egy, a felfogó kerethez rögzített mechanikai rezgésérzékelő jelének feldolgozásával szűrték ki [14], [15]. Az excentricitásból adódó frekvenciakomponenseket a motor permeancia modelljéből határozták meg. Bár a mágneses permeancia számítások alapján kidolgozott modellek bizonyítják az excentricitás hiba által indukált frekvencia komponenseket, a módszer gyakorlati alkalmazása nem megbízható, főleg az alacsonyabb frekvencia összetevők esetében.

Említésre méltó azon próbálkozás, amely a motor nyomatékának becslésén alapszik [16]. A nyomatékban megjelenő moduláció az excentricitásnak is köszönhető, amelyet könnyen értékelni lehet. A módszer alkalmas nem csak a hálózatról közvetlenül működtetett motorok, hanem a szabályozott hajtásokban használt motorok excentricitás hibájának detektálására is.

3.4. Csapágyhiba érzékelése

Az esetleges csapágyhibákat a légrés excentricitásnál tárgyaltakhoz hasonlóan, elsősorban az állórész áramspektrumának elemzéséből, vagy egy, a felfogó kerethez rögzített mechanikai rezgésérzékelő jelének feldolgozásával határozható meg [17]. Az áram spektrumában megjelenő frekvenciakomponenseket a csapágy geometriája illetve a forgási sebesség határozzák meg. Az érzékelhető hibajel csak igen jelentős csapágyhibánál jelentkezik, amely akár már a légrés excentricitását is előidézi. Ezért, az áramot nem lehet egykönnyen a csapágy

kezdődő meghibásodásának érzékelésére felhasználni. Utóbb, speciálisan betanított neurális hálózatok segítségével [18], [19] próbálták ezt a gondot megoldani, több-kevesebb sikerrel.

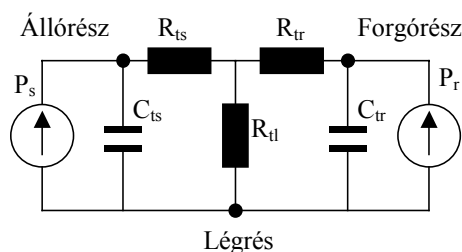
A csapágy kezdetleges meghibásodásának érzékelése tehát továbbra is megoldatlan gond.

3.5. Motorhevülés érzékelése

A villamos gépek melegeedésének tanulmányozására számos modellezési eljárást sorol fel a szakirodalom. A továbbiakban csak olyan módszerek kerülnek bemutatásra, amelyekben a hőmérsékletet nem közvetlenül, beépített (és drága) érzékelő segítségével, hanem közvetett módon, a villamos jellemzők figyelembevételével határozzák meg. Ennek érdekében megfelelő pontosságú termikus modellek kidolgozására volt szükség. Mivel egy modellnek lehetőleg egyszerűnek is kell lennie, a kidolgozott termikus modellek többsége villamos áramköri ekvivalens modellek formájában jelenik meg. Ugyanakkor, nagyon hű motor modellekre illetve paraméterbecslésre van szükség ahhoz, hogy az állórész tekercseiben és a forgórészben, hő formájában jelentkező energiaveszteségeket minél pontosabban meg lehessen határozni.

A statikus termikus modellek esetében a modellparaméterek értékeit előre meghatározottan rögzítik. Az ilyen modellek egyszerűek, könnyen alkalmazhatóak. Hátrányuk abban rejlik, hogy nem alkalmazhatók változó termikus jellemzők mellett, amelyet előidézhethet például egy ventilátor szárny törése vagy a szellőző nyílások elzáródása. Ezért dinamikus modellek kidolgozására is szükség volt.

Egy ilyen modellt mutat be a 3. sz. ábra [20], ahol a villamos szimbólumok termikus jellemzőket (termikus ellenállás, termikus kapacitás, termikus forrás) takarnak. Az egyes paraméterértékek a rotor termikus időállandójával arányosan változó rotor ellenállásnak folyamatos becslése alapján kerülnek frissítésre. A rotor ellenállása a rotor fluxus- és a sebesség megfigyelőinek eredményeiből megbecsülhető. A rotor fluxusának becslése két különbözőképpen felírt motor modellegyenletek alapján történik. Ezek az egyenletek az álló referenciakoordináta rendszerben felírt állórész feszültségmodell, illetve a rotorhoz rögzített referenciakoordináta rendszerben felírt állórész árammodell egyensúly egyenletei. A kétféleképpen meghatározott rotor fluxus értékek különbsége alapján a fordulatszám meghatározható. Ugyanakkor, a fordulatszám az áram spektrumának elemzésével is meghatározható. A kétféleképpen meghatározott fordulatszám különbséget végül is a motor ellenállásértékének, és egyúttal termikus időállandójának korrekciójára fel lehet használni. Bár a bemutatott megközelítés jó eredményeket igazolt, a rendellenes hűtési feltételek változásából adódó túlhevülési hibát nem tudja megbízhatóan jelezni.

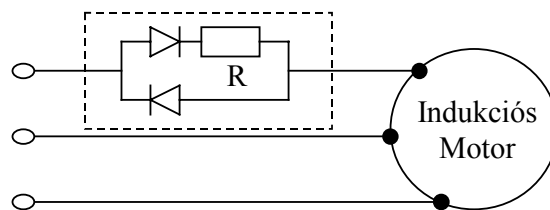


3. ábra

Indukciós motor termikus modellje

Természetesen, a megfelelő termikus modell nem csak a forgórészben keletkező hő meghatározását, hanem az állórészben levő veszteségeket is figyelembe veszi. Emiatt, az állórész ellenállásának pontos meghatározása is kulcsfontosságú. Az állórész ellenállásának értékét egyenáramú mérés alapján lehet legpontosabban meghatározni. Ennek érdekében,

általában egy nagyon alacsony értékű egyenfeszültséget valamely fázisfeszültséghez hozzáadnak, majd a kiszűrt egyenáramú összetevő segítségével, az Ohm törvényt alkalmazva, az állórész ellenállásának értéke egyszerűen és viszonylag nagyon pontosan meghatározható. Ez a módszer azért is megfelelő, mert a kapott érték nem függ sem a frekvenciától, sem a terheléstől, sem egyéb esetleges aszimmetriáktól. Az egyedüli hátrány a nyomaték pulzálásában jelentkezik, amelynek amplitúdója annál nagyobb minél nagyobb a bevitt egyenáramú komponens. Ugyanakkor, minél nagyobb ez a komponens, annál pontosabb az ellenállás meghatározása, tehát egy ésszerű kompromisszum szükséges. Inverteres táplálás esetén az egyenáramú összetevő hozzáadása az inverter megfelelő vezérlésével elérhető. Közvetlen hálózati táplálás esetén a legegyszerűbb ezt egy ellenpárhuzamosan elhelyezett dióda párral (4. sz. ábra) megvalósítani [21]. A járulékosan hozzáadott R ellenállás az egyenáramú komponens értékét korlátozza, és segítségével különböző a motorokhoz és alkalmazásokhoz ezt az értéket a kompromisszumnak megfelelően illeszti.

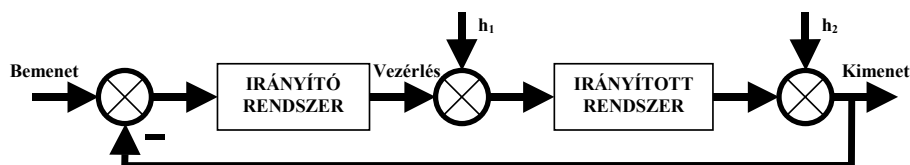


4. ábra
Egyenáramú komponens hozzáadása

3.6. A konverter és a szabályozó hibás működésének érzékelése

Amikor egy villamos hajtás hibadiagnosztikája kiterjed az azt meghajtó konverterre, illetve szabályozóra, feltétlenül figyelembe kell venni azt a tényt, hogy a hajtás egy szabályozási hurokban működik, és a szabályozónak szerepe bármilyen, a kívánt viselkedéstől eltérő helyzet, így a meghibásodás kiküszöbölése. Természetesen, minden szabályozó csak bizonyos korlátok képes erre, és a szabályozott folyamat jelentős eltorzulásait már egyéb eszközökkel szokták megszüntetni (például túláram védelem, túlmelegedés védelem, stb).

Ezért is, a felügyelet vagy hibaérzékelés számára a helyes változók kiválasztása lényeges szereppel bír, és figyelembe kell venni az adott, az irányítást biztosító változók érzékenységet adott hibák bekövetkezésére. A feladat messzenemenően nem könnyű, és megoldásához számos egyszerűsítést alkalmaznak. Az 5. sz. ábra egy ilyen egyszerű megközelítést tükröz [22], ahol a lehetséges hibák additív módon az irányított rendszer kimenetén és bemenetén jelentkeznek.



5. ábra
Egyszerűsített rendszerstruktúra hibaérzékelés céljából

Esetünkben az irányító rendszer a szabályozó+konverter együttest jelenti, míg az irányított rendszer az indukciós motort jelenti, esetleg együtt a tengelyére kapcsolt mechanikai rendszerrel. Ennek megfelelően a h_1 hibajel a konverter meghibásodásával hozható kapcsolatba, míg a h_2 hibajel valamely rendszerkimenet (például az áramérzékelő, vagy maga a motor) hibás működésével hozható kapcsolatba.

Az ábrán szereplő szabályozási körben az egyszerűség miatt, a motort (irányított rendszert) egy tárolós arányos taggal lehet modellezni, míg a szabályozó-konverter együttest egy PI tag

viselkedésével. Az így megvalósított egyszerű modell állandósult állapotban egészen jó megközelítő eredményeket ad, és dinamikus állapotban is az eltérés, amely a d és q tengelyek közötti kapcsolatnak köszönhetően jelentkezik, nem számottevő. Ez annak köszönhető, hogy a vektoriálisan szabályozott hajtás közel az egyenáramú, lineáris hajtások módjára viselkedik.

Szabályozott hajtások esetén azonban a sebesség általában állandóan változik, és ilyenkor a különbséget figyelembe kell venni. Ezt magasabb fordulatszámoknál a motor áramának figyelésével, alacsonyabb fordulatszámoknál (kb. a névleges fordulatszám felénél kisebb értékeknél) a vezérlő kimenetet érdemes figyelni és összehasonlítani.

4. Következtetés

A jelen dolgozat megpróbálta röviden összefoglalni azokat a módszereket, amelyeket az indukciós gépek állapotának felügyeletére és esetleges hibás működésüknek érzékelésre használnak. A téma iránti érdeklődés nagy, a kutatás lankadatlan erővel folytatódik.

Szakirodalom

- [1] Vas, P. (1993). Parameter Estimation, Condition Monitoring and Diagnosis of Electrical Machines, Clarendon Press Oxford, Oxford, UK.
- [2] Parlos, A.G., Kim, K., Bharadwaj, R.M. (2001). Sensorless Detection of Induction Motor Faults, IEEE SDEMPED Conference, Grado, 63-70.
- [3] Kliman, G.B., Stein J. (1992). Methods of motor current signature analysis, Electric Machines and Power Systems, vol. 20, no. 5, 463-474.
- [4] Frank, P.M. (1996). Analytical and Qualitative Model-based Fault Diagnosis - A Survey and Some New Results, European Journal of Control, 2, 6-28.
- [5] Gertler, J. (1991). Analytical redundancy methods in Fault Detection and Isolation - Survey and Synthesis, IFAC Safeprocess Conference, Baden-Baden, Vol.1, 9-22.
- [6] Kliman, G.B., Premerlani, W.J., Koegi, R.A., Hoeweler D. (1996). A new approach to on-line turn fault detection in ac motor. IEEE Industry Applications Society Conference, San Diego, Vol. 1, 687- 693.
- [7] Tallam, R.M., Habetler, T.G., Harley, R.G., Gritter, D.J., Burton, B. (2000). Neural network based stator winding turn-fault detection for induction motors, IEEE Industry Applications Society Conference, Rome, Vol. 1, 375-380.
- [8] Sottile, J., Trott, F.C., Kohler, J.L. (2000). Experimental investigation of on-line methods for incipient fault detection, IEEE Industry Applications Society Conference, Rome, Vol. 4, 2682-2687.
- [9] Kliman, G.B., Koegi, R.A., Stein, J., Endicott, R.D., Madden, M.W. (1988). Non-invasive detection of broken rotor bars in operating induction motors, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 3, No. 4, 873-879.
- [10] Filippetti, F., Franceschini, G., Tassoni, C. (1995) Neural networks aided on-line diagnosis of induction motor rotor faults, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, 892-899.
- [11] Bachir, S., Tnani, S., Champenois, G., Trigeassou, J.C. (2001) Induction Motor Modeling of Broken Rotor Bars and fault Detection by Parameter Estimation, IEEE SDEMPED Conference, Grado, 145-150.

- [12] Cho, K.R., Lang, J.H., Umans, S.D. (1992). Detection of broken rotor bars in induction motors using state and parameter estimation, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 3, 702-709.
- [13] Devanneaux, V., Kabbaj, H., Dagues, B., Faucher, J. (2001). An Accurate Model of Squirrel Cage Induction Machines Under Static, Dynamic or Mixed Eccentricity, IEEE SDEMPED Conference, Grado, 121-126.
- [14] Cameron, J.R., Thomson, W.T., Dow, A.B. (1986). Vibration and current monitoring for detecting air-gap eccentricity in large induction motors, IEE Proceedings, Vol. 133, Part B, No. 3, 155-163.
- [15] Dorrell, D.G., Thomson, W.T., Roach, S. (1997). Analysis of air-gap flux, current and vibration signals as a combination of static and dynamic air-gap eccentricity in three-phase induction machines, IEEE Transactions on Industry Applications, No. 1, 24-34.
- [16] Kral, C., Pirker, F., Pascoli, G. (2001) Rotor Eccentricity Detection of Induction Machines by Means of Torque Estimation - Measurement Results, IEEE SDEMPED Conference, Grado, 641-644.
- [17] Schoen, R.R, Habetler, T.G., Karnran, F., Bartheld, R.G. (1995). Motor bearing damage detection using stator current monitoring, IEEE Transactions on IndustryApplications, Vol. 31, No. 6, 1274-1279.
- [18] Li, B., Chow, M. Y., Tipsuwan, Y., Hung, J.C. (2000) Neural network based motor rolling bearing fault diagnosis, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 5, 1060-1069.
- [19] Kowalski, C.T., Orłowska-Kowalska, T. (2001). Bearing Faults Monitoring Using Neural Networks, IEEE SDEMPED Conference, Grado, 313-317.
- [20] Hurst K.D., Habetler, T.G. (1996). A self-tuning thermal protection scheme for induction machines. Power Electronics Specialists Conference, Baveno, Italy Vol. 2, 1535-1541.
- [21] Lee, S.B., Habetler, T.G. (2001). An Evaluation of DC- and Sequence Component Model-based Stator Resistant Estimation for Induction Machine Thermal monitoring, IEEE SDEMPED Conference, Grado, Italy, 151-157.
- [22] Patton R. J., Frank P. M., Clark R. N. (2000). Issues of Fault Diagnosis for Dynamic Systems, Springer Verlag.

Principles of Watermarking

A vízjelezés elvei

Dr. Borda Monica

Kolozsvári Műszaki Egyetem

Kivonat

A cikk egy rövid áttekintést nyújt a digitális vízjelezés kutatási területére, részletesebben a szerzői jog megvédésére a digitális multimédia technológiában.

A multimédia technológiák számos előnye, melyek e terület robbanásszerű fejlődését idézték elő, egyben az előállítók és a szállítók hatalmas veszteségeinek legfőbb okozója is. A CD-k és a DVD-k hamisítása a jelenkor legnagyobb problémája. Technikai szempontból a szerzői jog megvédésére a kriptográfiát és a vízjelezést használták fel. A kriptográfia, ugyan titkos jelleget biztosít az adat átvitelnek és tárolásnak, elveszti védelmi jellegét a dekriptálás után. A vízjelezés használata a fent említett hátrány kiküszöbölését biztosítja. E technológia alapvető elve egy átlátszó jel (vízjel) beszúrása az eredeti adatokba (melyek lehetnek: írás, audio, kép vagy videó) az adónál és detektálása a vevőnél. A vízjel számos szokványos átdolgozásnak (A/D, D/A átalakítás, szűrés, sűrítés), valamint bizonyos akaratos támadásoknak (a vízjel eltávolítása vagy hamis vízjel beszúrása) kénytelen ellenállni. Az első szabványozási kísérlet ezen a területen az Amerikai Egyesült Államokban jött létre, 1998 végén, és a Millennium rendszer nevet viseli. Az EU-ban is léteznek ugyanazon célú törekvések szabványok kidolgozása érdekében, de sajnos a szabályozó törvények listája nem teljes.

Abstract

This paper presents a brief overview of digital watermarking research area with great implication in copyright protection for digital multimedia technologies. After an introduction and a short history of the domain, the watermarking requirements and principles are illustrated. Shortly the possible attacks are discussed and the Millennium watermark system, which is the first attempt of standardization for DVD copy protection is done. Final remarks and bibliography are ending the paper.

Index terms: watermarking, copyright protection, copy protection, multimedia, Millennium standard.

1. Introduction

In the last decade we were the witnesses of an outbreak of the digital multimedia technologies. The digital audio/ video information has several advantages over its analogical counterpart:

- superior quality in transmission, processing and storage
- simpler editing facilities, the desired fragments of the initial data can be located with precision and modified
- lossless simpler copying : the copy of a digital document is identical with the original.

For the producers and distributors of multimedia products, several of the above mentioned advantages are handicaps, leading to important financial losses. Unauthorized copying of audiocassettes / videocassettes is currently a major problem. Also the information contained in WebPages, books and the broadcasted information, are frequently copied and used without any permission from the “editor”. The *copyright* in this domain is a problem of maximum urgency. Several attempts in this sense exist, but we cannot speak of a corresponding legislation. In 28 Oct. 1998, the president of the United States signed an act [19] that contains recommendations to be followed in order to protect the intellectual property and also the customer’s rights. At its turn the European Community is preparing several protection measures for digital multimedia products such as CD and DVD. The most important technologies used in copyright protection for authors or distributors are: *encryption and watermarking*.

Encryption is used for protecting data in transmission and storage. Once the information was decrypted, it is no longer protected and can be copied without any restriction.

Watermarking is an operation, which consists in embedding an imperceptible signal called *watermark* (WM) into the host information. The host information can be text, audio signal, static images or video sequence. The name watermark comes from the words “water” and “mark” and designates a transparent, invisible mark like the water transparency.

In general, the watermark contains information about the origin and destination of the host information. Even though it is not directly used in intellectual property protection, it helps identifying the host and the receiver, being useful in disputes over authors / distributors rights.

From a theoretical point of view the watermark has to permanently protect the information, so it has to be robust, in such a way that any unauthorized removal will automatically lead to quality degradation. The watermark resembles to a signature, at the beginning it was called *signature*, but in order to eliminate the confusions with the digital signatures from cryptography the original name was dropped. Taking into account the fact that it has to be transparent, imperceptible for hearing or seeing, the resemblance with the “invisible tattoo”, made by A. Tewfik [18] is suggestive.

In order to assure copyright protection, the watermarking technologies need two operations:

- watermark insertion in host data, before transmission or storage;
- watermark extraction from the received data and comparison between the original watermark and the extracted one, in case of dispute.

Watermarking is used especially for information protection such as:

Copyright protection. The owner inserts a watermark containing information related to its intellectual rights. The watermark resembles to ISBN - 10 characters or ISCR - 12 alphanumerical characters. The information inserted could be related to license rights , distribution agreements, etc., in these cases watermark length being usually 60 ÷ 70 bits .

Copy protection; in this case the watermark is a single bit that allows (forbids) copying; this bit is computed in watermark detectors in storage devices and accordingly information copying will be allowed (forbidden) [12].

Fingerprinting, used for unauthorized copy detection. The data owner inserts information related to the customers that bought the license in the watermark. This information could be resembled to a serial number. When illegal copies are found, the source can be easily identified using the information embedded into the watermark.

Broadcast monitoring. Using watermarking on commercials, a monitoring system for commercials broadcasting according to the license agreements can be implemented.

Data authentication. When the watermark is used for identification, it is called *fragile watermark* and it shows if the data have been altered, together with the place where the modification was done [21], [15]. Beside these protection goals, watermarking can be used also for:

Characteristic enrichment for the host signal, e.g. several language subtitling; there are several services that use this property.

Medicine applications. Using watermarking techniques, patient data are inserted into the medical images.

Secret message transmission. There are countries where cryptographically services are restricted; it follows that secret (private) messages can be inserted through watermarking.

2. Short history

Today's *digital watermarking* is a modern version of *steganography* (from the Greek words "stegano" which means covered and "graphos" meaning writing)- signifying covered writing. Steganography is a technique used for secret message hiding into other messages in such a way that the existence of the secret messages is hidden. The sender writes an inoffensive message and hides it into a secret message. The beginnings of steganography date probably since the knowledge of writing. The writing was the privilege of some classes that had the power (economical, military, and religious). Information always meant power; so it had to be protected against unauthorized persons, [11], [14], [15], [10]. Among the techniques used during the history of steganography we remind: use of invisible inks, thin holes for some characters fine modifications of the space between words, the use of semagrams (from the Greek words "sema" meaning sign and "gramma" meaning writing, drawing). These techniques were recently resumed and put into digital context for text watermarking.

Audio watermarking (*audiosteganography*) and still / dynamic image watermarking (*videosteganography*) are using the same ideas as steganography. As an example for *audiosteganography*, we can note Bach. He used invisible watermark copyright protection, writing his name in several works using invisible watermarking; for example he counted the number of appearances of a musical note (one appearance for A, two for B, three for C and eight for H). As for steganography, for graphical images for instance, using the least significant bit, several secret messages can be hidden. The image rests almost the same and the secret message can be extracted at the receiver. Proceeding like that for a 1024x1024 black and white image one can insert 64 kB of secret messages (several modern services are using this capacity).

For digital imaging, the first invisible marks appeared in 1990 in Japan [Tanaka et al. (1990)] and independently, in 1993 in Europe [5]. At the beginning the terminology used for such invisible marks was "label" or "signature"; around 1993 the words *water mark* were used, signifying a transparent, invisible mark. The combination of the two words, gave the word "*watermark*", which will be used henceforward. Applications of digital watermarking for audio domain are known since 1996 [3].

In 1995 I.Cox does the first applications for uncompressed and compressed still images. 1996 [9], 1997 [13] are marking the beginning for uncompressed, respectively compressed video signals. After several breakthroughs between 1995-1998 it seems that the last two years can be viewed as a plateau in watermarking research. Simultaneously the industry had an increasing role in standard and recommendation elaboration. This phenomenon resembles to

the development of modern cryptography and the elaboration of standards for civil applications.

3. Watermarking requirements

Each watermarking application has specific demands. However there are some general, intuitive requirements .

a) *Perceptual transparency*. It is related to the fact that the watermark insertion must not affect the quality of the host data. The mark is invisible if one cannot distinguish between the original signal and the marked one, e.g. if the changes in the data are below the thresholds of human senses (hearing, seeing). Perceptual transparency test are made without knowing the input data. Original or marked data are presented independently to the subjects. If the selection percentage is equal for the two cases, this means that perceptual transparency is achieved. In real perceptual transparency applications, the subjects do not know the original data, having therefore corrected testing conditions.

b) *Robustness* is the watermark's property to resist to unintentional changes, due to the inherent processing related to the transmission / storage (unintentional attacks) or to intentional changes (intentional attacks) aiming to remove the watermark.

There are some situations when one does not need this requirement. For data authentication for example, the fragile watermark needs not to be robust, an impossible watermark detection proving the fact that the data is altered, being no longer authentic.

However, for most applications the watermark has to be robust, its extraction from the host data leading to a significant quality loss, making the host data unusable.

c) *Watermark payload*; the watermark payload is also known as *watermark information*. The watermark payload is defined as the information quantity included in the watermark. It is application dependent [12] and some usual values are: 1 bit for copy protection, 20 bits for audio signals, 60 ÷ 70 bits for video signals. Another important parameter related to the payload is the *watermark granularity*. This parameter shows the needed data quantity for the insertion of a single watermark information unit. In the above-mentioned example a watermark information unit has 20 bits for audio signals and 60 ÷ 70 bits for video signals. These bits are inserted in 1 or 5 seconds for audio segments. For video signals the watermark information unit is inserted in a single frame or is spread over multiple frames. Watermark spreading improves the detection's robustness. [9]. For most video applications, the watermark information is inserted in less then a second for video signals (approx. 25 frames).

d) *Detection with and without original signal*. Depending on the presence of the original signal there are two methods for watermark detection [12] :

- with the presence of the original signal : *nonoblivious watermarking*
- without original signal: *oblivious, public, blind watermarking*.

The first type of detection, which needs the original signal, or a copy of it is used in copyright protection applications restraining the inversion attack [20], [7]. The second detection modality, not needing the original, is used in application where the presence of the original at detection is impossible, for example in copy protection.

e) *Security in watermarking* can be seen as in cryptography: contained in the encryption key. Consequently the watermarking is robust if some unauthorized person cannot eliminate the watermark even if this person knows the insertion and detection algorithm. Subsequently the watermark insertion process uses one or several cryptographic robust keys. The keys are used

also in the watermark detection process. There are applications, like covered communications, where encryption is necessary before marking [15].

f) *Copyright protection and ownership deadlock*. The *ownership deadlock* is known as the inversion attack, or IBM attack, [2]. Such an attack appears whenever in the same data there are several watermarks claiming the same copyright. Someone can easily insert his own watermark in the data already marked, insertion method or robustness independent.

Watermarking schemes capable of solving this problem (who is the “right” owner or who was the first that made the mark), without using at detection the original or a copy of it, are not known until now. Such a situation can be solved if the watermark is author and host dependent. In such a case the author will use at insertion and detection two keys: k_1 - author dependent and k_2 - signal/ host dependent. Using the keys he will generate a pseudo-random sequence k . The key k_2 , signal dependent, can be generated using *one-way hash* (OWH) functions. Such generators are including: RSA, MD4, SHA, Rabin, Blum/Blum/Shub [15]. The watermark extraction at the receiver is impossible without knowing the keys k_1 and k_2 . The k_2 key, being host dependent, the counterfeiting is extremely difficult. In copyright protection, the pirate will be able to give to a judge only his secret key k_1 and not k_2 . The last key is computed automatically using the original signal by the insertion algorithm. The hash function being noninvertible the pirate will not be able to produce a counterfeit identical with the original.

4. Basic principles of watermarking

As shown in the Introduction, watermarking has two basic processing: one at the sender and the other at the receiver :

- *Watermark insertion* in the host data. The insertion is done respecting the perceptual transparency and robustness requirements.
- *Watermark extraction (detection)* from the marked received signals (possibly altered) *and the comparison* between the extracted watermark and the original one, in case of deadlock .

For the robustness demand the watermark will be inserted using one or several robust cryptographic keys (secret or public). The keys will be further used at watermark detection.

The perceptual transparency is done according to a perceptible criterion, the last one being implicit or explicit. Therefore the individual samples of the host signal (audio signals, pixels or transform coefficients) used for the insertion of the watermark information will be changed only between some limits situated below the perceptiveness thresholds of the human senses.

Transparent insertion of the watermark in the digital host signal is possible only because the final user is a human being. His senses (hearing, seeing) are imperfect detectors characterized by certain minimal perceptiveness thresholds and by the *masquerade* phenomenon. By masquerade, a component of a given signal may become imperceptible in the presence of another signal called *masquerading signal*. Most of the coding techniques for audio and video signals are using directly or indirectly the characteristics of the *HAS* - *human audio system* or *HVS* - *human visual system* [17].

The watermarking techniques cannot, therefore, be used for data representing software or numbers, perceived by a computer (machine not human).

According to the robustness demand the watermarking signal (despite the small amplitude required by the perceptual transparency demand) is spread over several samples according to the granularity demands. This makes possible the detection of the watermark signal even if the data is noise affected.

Watermarking (**fig. 1**) consists in :

- Watermark information (I) generation (payload)
- Watermark generation (distinct from I-watermark information): W, that will be inserted into the host signal X; usually W depends on the watermark information and on the key K:

$$W = E_1(I, K), \quad (1)$$

where E_1 is a function (in most cases modulation and spreading).

There are applications where, in order to limit the IBM attack, the watermark signal can be host signal X dependent):

$$W = E_1(I, X, K). \quad (2)$$

- *Key generation*; the secret key can be public or secret, leading to a possible classification of the watermarking techniques in public keys systems and private keys systems. [7].
- *Watermark signal (W) insertion* in the host signal (X). The insertion is made with respect to the robustness and perceptual transparency demands giving the watermarked signal Y:

$$Y = E_2(X, W), \quad (3)$$

where E_2 is a function (which usually makes a modulo 2 sum between W and X).

As a conclusion, in order to fulfill the perceptual transparency demands, the two models HAS or HVS, are taken into account directly or indirectly for watermarking, for the robustness requirements, the watermark information I is spread over the host data. Watermarking can be done in the transform domain or in the spatial domain. It follows that, before watermark insertion or extraction, the host data needs to be converted in the domain where the processing will take place: spatial, wavelet, DCT, DFT, fractals. Each domain has specific properties that can be used in the watermarking process. [12].

Watermarking can also be done for compressed or uncompressed host data; most applications are, however, for uncompressed data [8].

Due to the perceptual transparency demands, the changes in the host data are relatively small, so the watermark signal W, will be error vulnerable. In order to overcome this drawback, in transmission or storage, several protection measures can be taken using error correcting codes before watermark insertion [17], [8], [1].

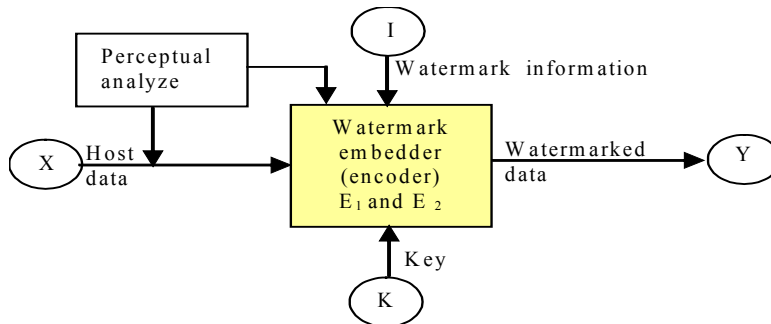


Fig. 1

Bloc scheme for watermark insertion

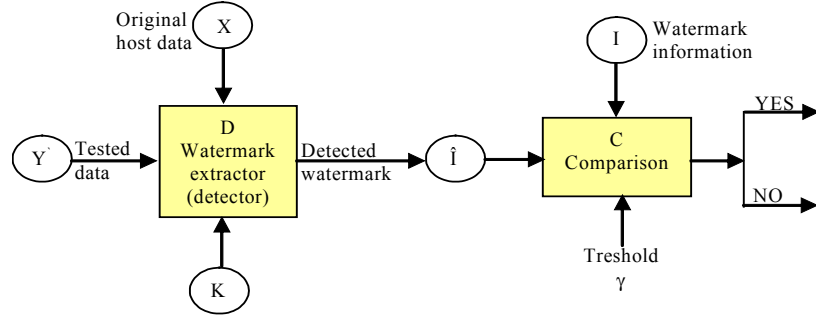


Fig. 2

Bloc scheme for watermark extraction and comparison

Watermark extraction (**fig. 2**)

The watermark detector's input signal is Y' and it can be the result of a watermarked signal with errors or not. In order to extract the watermark information \hat{I} , the original signal X is necessary - or not - depending on the detection type:

$$\hat{I} = D(X, Y', K) - \text{nonoblivious detection} \quad (4)$$

$$\hat{I} = D(Y', K) - \text{oblivious detection} \quad (5)$$

In copyright applications, the detected watermark information \hat{I} is compared with the ownership's original I (**fig. 2**).

$$C(I, \hat{I}) = \begin{cases} \text{yes, if } c \geq \gamma \\ \text{no, if } c < \gamma \end{cases} \quad (6)$$

In practice, the comparison is made by a correlator that computes the cross-correlation c between I and \hat{I} , and a threshold detector with γ threshold value [Watson].

5. Specific attacks

The causes leading to errors in the watermark extraction process are called *attacks*.

According to the way they were produced, the attacks can be classified in two major categories:

- *Unintentional attacks*, due to the usual signal processing in transmission or storage: linear (nonlinear) filtering, JPEG compression, MPEG-2 compression, pixel quantisation, analog to digital conversions, digital to analog conversions for recording processes, γ correction. A detailed description of these attacks is done in [7].
- *Intentional attacks* intentionally made in order to eliminate the watermark or to insert false watermark, keeping also the perceptual fidelity.

There are other attacks classifications among them we refer to [23]:

A. *Simple attacks*, the watermarked signal sustains some distortions, however the intention being not to eliminate the watermark. The majority of these attacks are unintentional attacks described above.

B. *Detection disabling attacks*, including the synchronization attack. These attacks are oriented towards the watermark extraction devices; the purpose of such an attack is to avoid watermark detection. A common characteristic for such attacks is the signal decorrelation, making the correlation based watermark extraction impossible. In this case the most important

distortions are *geometric distortions*: zooming, frame rotation, sub-sampling, the insertion or extraction of a pixel or a group of pixels, pixel interchanges, spatial or temporal shifts. In the case of the Stir Mark [16], the jitter attack consists in the elimination of some columns and the multiplication of others, keeping unchanged the image dimensions. On the same category, frame modifications are included: frame removal, frame insertion or swapping.

C. *Ambiguity attacks*, also known as confusion, deadlock/ inversion-IBM/ fake watermark/ fake original attacks. These attacks are trying to create some confusion by producing a fake original.

D. *Removal attacks* are trying to decompose the watermarked image Y in a watermark W and an original X, in order to eliminate the watermark. In this category we mention *the collusion attack*, noise extraction and nonlinear filtering.

In multimedia MPEG compression based applications the attacks can be done in the compressed domain (frequency- DCT), or in the spatial domain. The most important attacks are done in the spatial domain, for uncompressed signals.

There are computer programs for several kinds of attacks, among them we mention:

- Stir,
- Mark, from the Cambridge University,
- Attack, from the University of Essex.

Still images oriented useful also for dynamic images too

6. The Millennium Watermark System [13]

The first attempt of standardization for the DVD's copy protection is the Millennium watermarking system introduced by Philips, Macrovision and Digimarc in USA; it was submitted to the approval of the USA Congress, and the result was the "Digital Millennium Copyright Act" signed by the president of the USA in 28. 10.1998. The main *cause* was the market explosion of digital products like DVD's, digital broadcasting of multimedia products and the producer's exposure to potential huge financial losses, in case of the non-authorized copying. The standardization of the video DVD's provoked unusual debates in copy protection (like the 1970 ÷ 1975 years for the DES standardization) influencing the whole multimedia world. On a DVD the information is encrypted (with secret algorithms) but in order to assure the copy protection the encryption is not enough. Using encryption on a storage device: CD, DVD, or in transmission on communication channels or open interfaces copy protection can be realized using an authentication system and a session key generating mechanism for all interfaces (end to end encryption). Encryption use on DVD's supposes that the players or recorders have incorporated compliant devices. When the content is displayed in clear on a monitor or played on speaker (to the human consumer) the encryption based digital protection disappears. It is now when the need for watermarking becomes clear; the watermark assures that copying is allowed for a restricted number of copies (one copy) or prohibited (never copy).

For any practical implementation solution of the system, the basic demands are: cheap and simple, robustness with perceptual transparency fulfilled.

According to these demands, from the wide spectrum of technical solutions, a system with real time detection in the spatial domain using a simple spatial correlator was chosen. The real time watermark detector was built on three separate platforms: a high-end Silicon Graphics workstation, a Tri Media processor based board and a FPGA board. The author shows in [13]

that for DVD's the best implementation is the FPGA based one. For the Millennium standard there are some unsolved problems concerning the place of the detector. Regarding the copy control philosophy there are two basic principles:

- a) the *marking concept*, consisting in the insertion of a second watermark by the recorder.
- b) the *ticket concept*, consisting in volatile information, lost in the copying process, like in the case of a bus ticket that loses its validity by obliteration.

The ``ticket`` acts like an authorized identifier. In order to assure that the ticket is specific to certain information, and to a certain transfer - for example copying- the ticket is encryptionally tied with the payload.

7. Concluding remarks

Digital watermarking was presented as a solution for copyright protection and especially for multimedia product unauthorized copying. In fact, even though several solutions were proposed, actually the domain rests untested, not experimented.

Among the great lacks shown, we can remind in the first place:

- the lack of standardization in algorithm testing and evaluation (lacks of benchmarking) [14] (something like StirMark)
- the lack of a suitable legislation.

The copyright protection problem [17] shows that watermarking is by no means an unfailing method. Any research teams (even the whole technical community) will not solve copyright protection, because it is related to several legal aspects including a concise definition for similarity and subsequent work. Now we are in a period of great interdisciplinary efforts for national and international recommendations and standard elaboration for ownership protection in the digital era, in which both the multimedia products manufacturers and the legislation (the political factors) have to arrive to an agreement.

8. References

- [1] Ambroze A, Wade G., Serdean C., Tomlinson M., Stander Y., Borda M. (2001): *Turbo code protection of video watermark channel*. IEE Proceedings Vision Image, Signal Processing, Vol. 148, No. 1 Feb., pp. 54-58
- [2] Boneh D., Shaw J. (1995): *Collusion-Secure Fingerprinting for Digital Data*, *Advances in Cryptology*. CRYPTO'95, Springer Verlag, pp. 452-465
- [3] Boney L., Tewfik A. H., Hemdy K. H. (1996): *Digital watermarks for audio signals*. Proc. EUSIPCO Sep., Trieste, IT.
- [4] Bajenescu T., Borda M. (2001): *Securitatea in informatica si telecomunicatii*. Dacia
- [5] Caroni J.(1995): *Assuring ownership rights for digital images*. VIS 95, Session Reliable IT Systems.
- [6] Cox I, Miller M, Bloom J. (2002): *Digital watermarking. Principle and practice*. Academic Press.
- [7] Cox I. J., Linnartz J. (1997): *Public watermark and resistance to tampering*. IEEE Int. Conf. On Image Processing, CDROM
- [8] Hartung F., Girod B. (1998): *Watermarking of uncompressed and compressed video*. Signal Processing 66, pp.283-301

- [9] Hartung F., Girod B. (1996): *Digital Watermarking of Raw and Compressed Video*. Digital Compression Technologies and Systems for Video Communications, Vol. 2952 of SPIE Proceedings, Oct. , pp. 205-213
- [10] Kahn D. (1967): *The Codebreakers*, McMillan, New York
- [11] Kobayaski M. (1997): *Digital Watermarking: Hystorical roots*. IBM Research, Apr., Tokyo Res. Lab., Tech. Rep.
- [12] Langelaar G. C., Setyawan I., Lagendijk R. L. (2000) : *Watermarking Digital Image and Video Data*. Signal Processing Magazine, Sep., pp. 20-46
- [13] Maes M., Kalker T., Linnartz J. P., Talsta J., Depovere G. F., Petitcolas F. A. P. (2000): *Digital watermarking for DVD video copy protection*. Signal Processing Magazine, Sep., pp. 47-58
- [14] Petitcolas F. A., (2000) : *Watermarking schemes evaluation*. Signal Processing Magazine, Sep., pp. 58-64
- [15] Schneier B (1996) : *Applied Cryptography*. John Wiley and Sons
- [16] StirMark: <http://www.cl.cam.ac.uk/>
- [17] Swanson M.D , Kobayashi M., Tewfik A.H (1998): *Multimedia Data Embedding and Watermarking Technologies*. Proceedings of the IEEE, Vol.86, No 6, Jun., pp. 1064-1087
- [18] Tewfik A. H. (2000): *Digital Watermarking*. IEEE, Signal Processing Magazine, Sep., pp. 17-18
- [19] U. S. Copyright office Summary (1998): *The Digital Millennium Copyright Act of 1998*. Dec. <http://www.loc.gov/copyright/leg>
- [20] Watson A. T. J. (1996): *IBM Research Report*. RC 20509, Jul., Computer science/ Mathematics
- [21] Wolfgang R.B., Delp E. J. (1999): *Fragile watermarking using the VW2D watermark*. Proc. Electronic Imaging ' 99, Vol 3657, San Jose, Jan. 25-27, pp. 204-213
- [22] Wolfgang R.B., Podiluck C.I., Delp E.J. (1999): *Perceptual Watermarks for Digital Images and Video*. Proceedings of IEEE, Vol 87, No. 7, Jul., pp. 1108-1126
- [23] Wade G. (1999): *Watermark Attacks*. Research Report, Plymouth, Oct.

Simulation of Transformer Inrush Current Associated with the Residual Magnetism in the Core

A transzformátor remanens mágnesességéhez fűződő
bekapcsolási túláram szimulációja

Liana Cipcigan

Technical University of Cluj-Napoca, Romania

Kivonat

Ha egy le nem terhelt transzformátort rákapcsolunk a hálózatra, a kezdeti mágnesezési áram általában jóval meghaladja a állandósult állapotra megadott értéket és gyakran nagyobb mint a transzformátor áramának a névleges értéke. Ezt az áramot mágnesező bekapcsolási áramnak is nevezik. Ennek a tanulmányozása fontos adatokat szolgáltat a villamos hálózat működésével és védelmével kapcsolatosan, ugyanis komoly gondokat okozhat. A háromfázisú transzformátorok esetében ez a jelenség sokkal összetettebben jelentkezik mint az egyfázisúaknál, a transzformátormagban jelentkező különböző szintű remanens fluxus és a három fázis közötti fáziseltolás miatt. A remanens mágnesség okozta bekapcsolási túláram hatásainak vizsgálatára terepi méréseket, valamint a tranziens folyamatok szimulációját végeztük el. Jelen dolgozat célja egy olyan szimulációs eljárás bemutatása, amely figyelembe veszi a remanens fluxust és a bekapcsolási szöget.

Abstract

When an unloaded transformer is switched on to a supply, the initial magnetizing current is generally much larger than the magnetizing current at steady-state conditions and often much larger than the rated current of the transformer. This phenomenon is known as magnetizing inrush current. Study of magnetizing inrush current offer important data for a power system operation and protection because this current causes more serious problems than energizing currents of the transformer. Magnetizing inrush phenomenon in three-phase transformers is more complicated than in single-phase transformers due to the phase shift between the three-phases and different levels of the residual fluxes in the core. In order to investigate the effects of the inrush current associated with the residual magnetism in the core and to find out which measures are needed to eliminate them, a set of field tests complemented by a transient simulation has been initiated. The purpose of this paper is to present a method to simulate the magnetizing inrush current taking into considerations different operating conditions such as residual flux and switching-on angle.

1. Introduction

The concept of magnetizing inrush current is fairly old, numerous researches were carried out to derive the mathematical formulations and explain this phenomenon [3-9]. In the majority of these researches the simulation of magnetizing inrush currents under various operating conditions were developed.

Power transformers are designed to operate at its rated voltage and flux. The core materials will go into deep saturation as soon as the flux exceeds the rated value, resulting in a large magnetizing current [1]. Since the flux could reach three times of its rated value, the inrush

current could be extremely large (for example, 10 times of the transformer) [10]. The magnetizing inrush current has a close relationship with nonlinearity and hysteresis of the iron core. One of the important characteristics that influences the level of the inrush current is the residual flux density which could be additive on turn-on causing the transformer to saturate. The result of this we can say that the optimum transformer is the transformer with the lowest residual flux. The core of the transformer, under normal operating conditions will not saturate, if it has been sized correctly. However, on energization if the combination of switching instant, polarity and quantity of remanent flux, B-H characteristics and circuit resistance the core will saturate resulting in high inrush current. Transformer inrush current are high-magnitude in direct dependence with the residual flux remained from the previous switching. For the inrush current, the positive and negative halves are not symmetrical.

Computer model was developed for the transformer inrush current study and two transformer models were used. Using a PSCAD/EMTDC numerical simulation both the transients as well as the steady-state behavior of the power system was studied. The simulations were performed to determine both the behavior of power transformer under energizing and the inrush current associated with the residual magnetism in the core. Laboratory experiments at University of Alberta, Edmonton, Canada were performed on a three-phase transformer and experimental data has been collected and interpreted. The experimental data collected were used for validating the computer simulation model developed.

2. PSCAD/EMTDC Study

When energizing a transformer there is a residual magnetism in the core named “remanence”. The degree of magnetizing inrush current during energizing is a function of the position on the supply voltage wave shape that each phase of the closing circuit breaker actually closes on and the remanence existing in the legs of the transformer core. Remanence is determined by the conditions associated with the de-energized of the transformer that may not be known [2].

It is useful to anticipate the worst conditions that might be expected on any random energization. Usually, the maximum remanence that might exist in any leg of the core is about 80% of the peak flux linkages generated at rated volts. This is determined from the rated r.m.s. voltage V_r of the winding that is being referenced for remanence [2].

A possible way to set a desired remanence with PSCAD/EMTDC in the un-energized transformer is with controlled current sources. The case is run with the circuit breaker open and the current sources in each phase are adjusted to generate the require remanence. The current sources can remain in the circuit at their remanence setting during the run as they do not impact the results [2]. This study presents the results of a study about the worst-case remanence and its impact in the magnitude of inrush current.

The following criteria have been applied when preparing this study:

- worst case configurations with/without remanent flux; different models and different parameters for the transformer have been employed for the simulations;
- the residual flux can be varied in the rage of ± 0.9 p.u. Basically it is determined by adjust the current source in each phase.

A summary of these conditions is presented in Table 1.

Table 1. Transformer models and simulation conditions

TRANSFORMER MODELS	SIMULATION CONDITIONS			
	With remanent flux		Without remanent flux	
LARGE TRANSFORMER*	Simultaneous closing	Different switching times	Simultaneous closing	Different switching times
SMALL TRANSFORMER*				

* 1. Three-phase bank (core type) transformer model.

2. Three-phase two-winding transformer model.

The computer models developed for investigating the inrush current consists of a 230kV Wye / 66kV Delta transformer with a 100 MVA capacity, unloaded (secondary open), and a laboratory transformer with the following parameters: 208 V Wye / 208 V Delta and 30kVA capacity. The switching is performed on the Wye side. These parameters were chosen for testing the behavior of both large and small transformers.

Transformer modeling, especially for study the transient phenomena is quite complicated. A general model for using to all frequency and modeling all characteristics of the transformer is not available in PSCAD/EMTDC. In the following the most appropriate models for inrush current study are presented. In PSCAD/EMTDC there are two basic transformer models.

a). The UMEC model has provision for specifying the configuration of the core in single and three phase units. The UMEC transformer model allows for the correct core configuration. This model allows introducing the saturation curve. Under normal excitation a transformer draws a magnetizing current of between 0.2 and 2% of its rated current. Using this model the description of the process occurring when a three-phase transformer is energized is less simple because the three phases are connected both electrically and magnetically.

b). The second model is the single phase units model. An ideal transformer means zero magnetizing current and no resistive coupling. When a ideal transformer is modeled with the inverted inductance matrix entered into the DATA input file, the magnetizing current and core losses are not represented. Core and winding losses can be neglected because of the little significance to results. In reality, a real transformer operated on no-load will draw some real power from the supply the so-called no-load power or core losses. These losses consist of the core hysteresis losses and eddy current losses. But, losses in the transmission system external to the transformer tend to dominate. The models require that there is leakage reactance and the concept of a fully ideal transformer without leakage reactance is not possible on PSCAD. Due to the double precision calculations of EMTDC, low values of leakage reactance (0.001 to 0.01 per unit) would solve satisfactorily. If the leakage reactance is set to 0.0, the transformer model may actually run, but it may become numerically unstable. The knee point of the saturation curve is usually expressed in percent or per-unit of the operating point defined by rated voltage. Typical ranges in per-unit are 1.15 to 1.25. Another feature is control over the inrush current decay time. Argument value TD ensures there is a decay time imposed on inrush current such as would occur on energization or recovery from a closed by fault. Inrush current decay realistically if the values $0.5 < TD < 2.0$ is used. In our simulations $TD = 1.0$ is used. In this case the inrush current will fade within one or two seconds. The rate of decay of inrush current is controlled by losses internal and external to the transformer and it is easy to set the rate by this method than in trying to change losses in the model. Minimum „No load loss” parameter is automatically to the value 0.1% if saturation is selected.

In the system under study the maximum transformer inrush current was measured with the circuit presented in Figure 1.

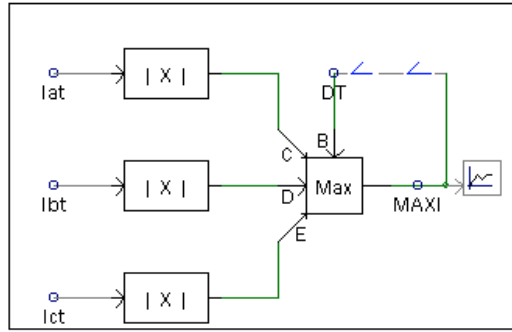


Figure 1

The circuit for measure the maximum transformer inrush current

The oscillograms of the inrush current (phase a), the specified phase flux linkage and the maximum inrush current are presented in Figure 2 for the case without residual flux.

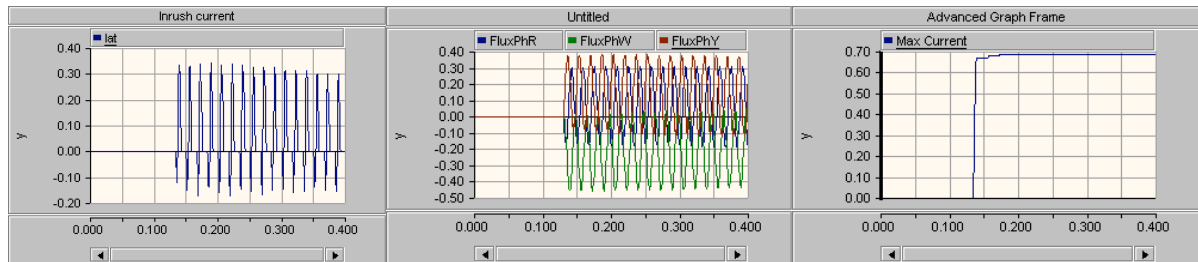


Figure 2

Maximum inrush current without residual flux

The polarity combinations of the residual flux $\pm/0$ and $\pm/0/-$ have to be checked for analysing the maximum inrush current under the same switching conditions (Figure 3).

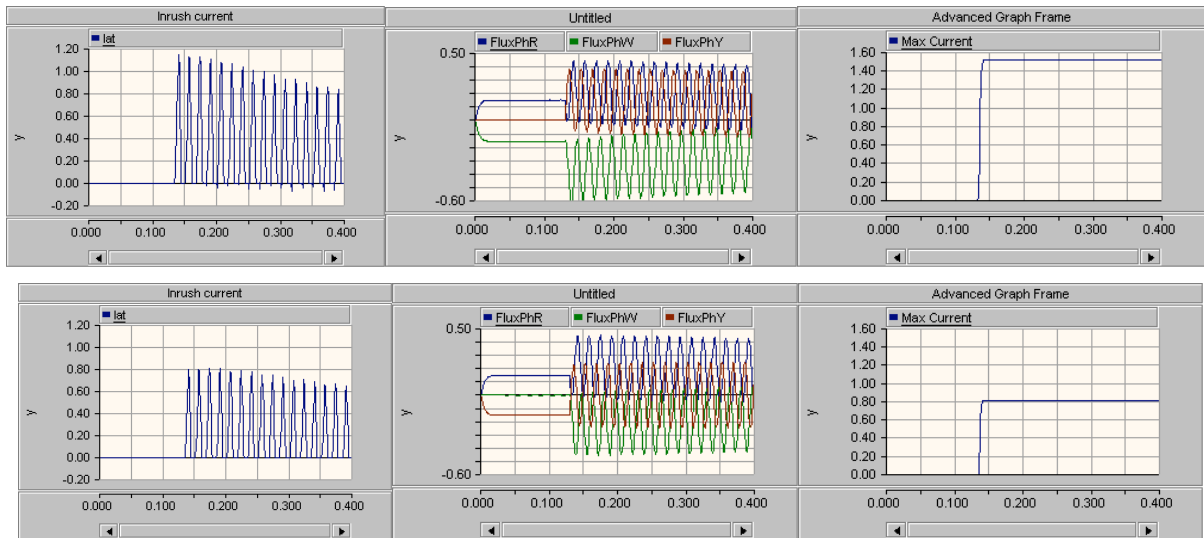


Figure 3

The polarity combinations of the residual flux $\pm/0$ and $\pm/0/-$

3. Experimental Results

For a qualitative verification of the simulation models, inrush current simulated with the PSCAD/EMTDC software package are compared to the results obtained in the laboratory of University of Alberta, Edmonton Canada. Nicolet BE256LE Data Acquisition system with Team 256 software was used to record the inrush current data. The experiment was conducted

on a test three-phase transformer with the following parameters: 208 V Wye/208 V Delta and 30 kVA. To study the behavior of inrush current while energizing the transformer the measurements were taken with neutral conductor grounded solidly. All tests were performed without a load on the secondary side. The data obtained are plotted in Figure 4 showing the inrush current at different switching angle.

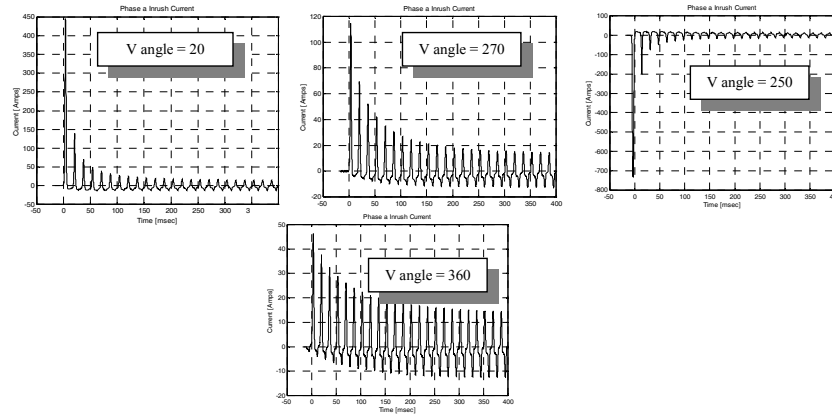


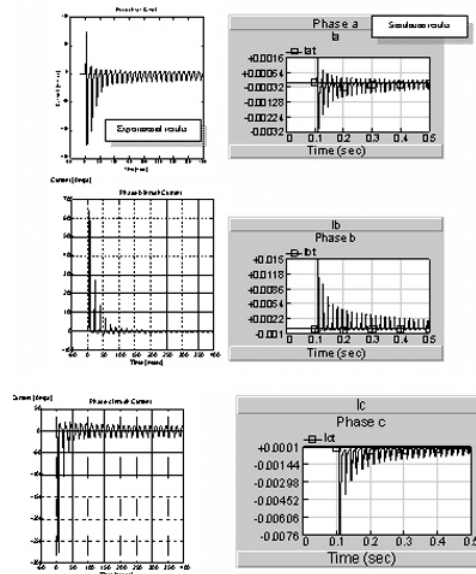
Figure 4
Inrush current across the 30 kVA transformer for different switching angle (phase a)

The experimental results were analyzed in terms of the statistics of the measured inrush current whose compilation is presented in Table 2. The basic experimental switching case is composed of 36 measurements around the clock.

Table 2 Transformer switching field test results.

V angle	0	20	40	60	80	100	120	140	160	180	200	220	240	250	270	300	320	340	360
Inrush Current	700	450	400	300	350	405	430	520	600	600	520	340	340	60	120	300	450	550	700

A comparison between simulation results and experimental results is presented in Figure 5 for the experimental transformer data.



4. Conclusions

The main parameters influencing the magnitude of the inrush current are the magnetic saturation characteristic of the transformer and the magnetic flux remanence in the transformer core at the moment of energization, as was demonstrated through simulations. An analysis of the simulation results shows that the energization of the transformer containing a flux remanence is far more severe than the case of a completely demagnetized transformer. If the closing angle is arbitrary it is possible to hit the condition where the inrush current is very high as presented in Table 2 and Figure 4. The magnitude of the inrush current during energization is a function of the position on the supply voltage waveshape that circuit breaker closes on. A good agreement between the simulation and experimental results were obtained.

Random power transformer energization can create large flux asymmetries and saturation of one or more winding cores of the transformer. These currents can cause false operation of protective relays and fuses, mechanical damage to the transformer windings from magnetic forces, and generally reduce power quality on the system. Further investigation is necessary to determine some practical methods for reducing transformer inrush current.

5. References

- [1] Cipcigan, L., Xu, W., Dinavahi, V., *A New Technique to Mitigate Inrush Current Caused by Transformer Energization*, IEEE Summer Meeting, Chicago, USA, July, 2002, 0-7803-7519-X102.
- [2] *** *Introduction to PSCAD/EMTDC V3*, Manitoba HVDC Research Centre Inc, 2001.
- [3] CIGRE Working Group Task Force 13.07 *Controlled Switching of HVAC Circuit Breakers*, 1st Part Elektra No. 183, April 1999, pp.43-73.
- [4] CIGRE Working Group Task Force 13.07 *Controlled Switching of HVAC Circuit Breakers*, 2nd Part Elektra No. 185, August 1999, pp.37-57.
- [5] Lin, C.E., Cheng, C.L., Huang C.L., Yeh J.C., *Investigation of magnetizing inrush current in transformer", Part I - Numerical simulation*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.8, No.1, January 1993, pp.246-254.
- [6] Smith, K., Ran L., Leyman B., *Analysis of transformer inrush transients in offshore electrical systems*, Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceeding, Volume 146, Issue 1, June 1999, pp.89-95.
- [7] Braun D., Koepl G., Azuaje C., Borges F., *Inrush currents of a large step-up transformer and means of their reduction*, , CIGRE Study Committee, C5.1.13, paper 060.
- [8] Rico J., Acha E., *The study of inrush current phenomenon using operational matrices*, Transactions on Power Delivery Vol.16, No.3, July 2001, pp.231-237.
- [9] Adly A., *Computation of inrush current forces on transformer windings*, Transactions on Power Delivery, Vol.37, No.4, July 2001, pp.2855-2857.
- [10] Greenwood, A., *Electrical Transients in Power Systems*, John Wiley & Sons, 1991.

Legújabb gázturbina hatásfok-növelő gyártmány- és rendszerfejlesztések

Newest Product-, and System Developments
for Efficiency Improvement of Gas Turbines

Dr. Emhő László, CEM, EurEng

Budapesti Erőmű Rt.

Summary

Dominant product developments:

- *higher temperatures, new alloys*
- *higher compression-ratios*
- *three dimensional computational fluid dynamics (CFD)*
- *low NO_x emission combustion*
- *inlet-vane compressor control*

Important system developments:

- *pre-cooling of inlet air*
- *higher efficiency air-filtering*

Összefoglalás

Domináns gyártmányfejlesztések:

- *magasabb hőmérsékletek, új ötvözetek*
- *magasabb kompresszió-arányok*
- *háromdimenziós számítógépes áramlástechnikai-méretezés (CFD)*
- *alacsony NO_x kibocsátású égés*
- *kompresszor előperdület-szabályozása*

Fontos rendszerfejlesztések:

- *belépő levegő előhűtése*
- *magasabb hatékonyságú légszűrés*

Bevezetés

Energiahatékonyság címszó alatt általában az energiafelhasználás hatékonyságát értjük. Nézzünk most be egy kicsit a „színfalak mögé”: mit tehetünk a gázturbinát alkalmazó energiatermelés/átalakítás hatékonyságjavítása területén.

Az áram, illetve hőenergia előállítására szolgáló gázturbinák, gázturbina rendszerek mai fejlettségi fokán azok kialakítása, méretezése, rendszerbe illesztése a termodinamikai és áram-

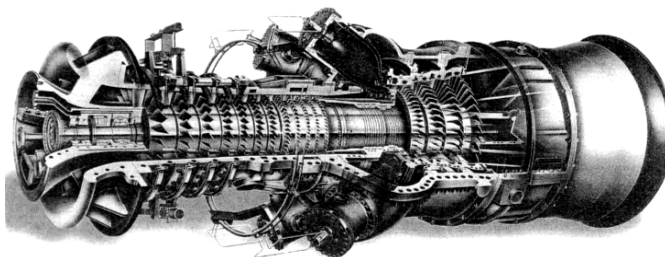
lástani törvények figyelembevételével szűkebb szakmai körünkben meglehetősen ismert és kiforrott módon történik, [1] [2] [3] így ezek taglalásától most eltekinthetünk.

A gyártó cégek, fejlesztő intézetek éles versenyében persze a **gyártmányfejlesztés** folyamata nem áll meg. Ezen legújabb törekvésekből emelünk ki az olvasóval/hallgatóval néhányat **az előadás első részében**.

Gázturbinás **rendszerek tekintetében** ugyancsak kiforrott megoldásokról lehet beszélni, ami persze nem zárja ki, hogy a rendszertervezők legjobb ötleteiket is beviassék a legkülönbözőbb megrendelői igények, helyszíni feltételek kielégítésére. Ezek néhány jellemzőjét tárja fel **az előadás második része**.

Gyártmányfejlesztések

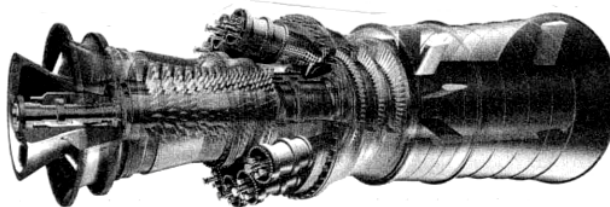
Ebben a körben az egyes részegységek egymáshoz való viszonyának bemutatására tipikusnak vesszük az ABB cég rendszerében alkalmazott 5,96 MW névleges kimenő tengelyteljesítményű Kawasaki gázturbina átnézeti képét (**1. ábra**). Itt jól látható az égéslevegőt sűrítő 12 fokozatú kompresszor, illetve a kimenő teljesítményt meghatározó 4 fokozatú turbina-rész, illetve a 6 - üzemanyagként földgázt felhasználó - égő. A szorosan egymásra ható fejlesztések ezen részegységekre összpontosítanak. (A kölcsönhatás könnyen belátható: a magasabb tüzelési hőmérséklet például igényesebb, ellenállóbb ötvözetek alkalmazását teszi szükségessé a turbina-fokozatokban.)



1. ábra. 5,96 MW teljesítményű KAWASAKI gyártmányú gázturbina, 12 fokozatú kompresszorral, 6 gázégővel, 4 fokozatú turbinával

A modern energetikai célú gázturbinák nagy része csaknem folytonos üzemelés mellett dolgozik. Így megnövekszik az üzemanyag-költségek jelentősége a gyártmányoptimalizálás során. Ebben a folyamatban a teljes várható - például 20 éves - élettartam során veszik figyelembe a beruházási-, üzemanyag-, üzemelési-, és karbantartási költségek egyensúlyát, összegezését.

A legújabb fejlesztésekről legutóbb a GE számolt be [4]. A cég Power-Gen Europe 2002 kongresszuson és kiállításon bemutatott 9 FB turbinája (**2. ábra**) minden fokozatában hozzájárult a hatásfoknöveléshez.



2. ábra. 412,9 MW teljesítményű, új fejlesztésű GE gyártmányú gázturbina, 18 fokozatú kompresszorral, 18 gázégővel, 3 fokozatú turbinával
(a két turbina-kép nem nagyság-arányos)

A turbina egységteljesítménye 412,9 MW, iker elrendezésben 825,4 MW, névleges hatásfoka 58 %. Ez utóbbi ezen a fejlettségi szinten jelentős, 1,3 %-os növekményt takar az előző típus-hoz képest.

A fejlesztés során az eredetileg 1260°C **tüzelési hőmérsékletet 1370°C-ra emelték**. Ehhez háromdimenziós számítógépes áramlástechnikai (CFD) programot vettek igénybe, ezzel optimalizálták a gázáramlást, növelve a hatásfokot, csökkentve a hűtőlevegő-szükségletet. **A turbina-rész anyag kiválasztásánál** magasabb hőhatás mellett is kellő szilárdságú acélötvözeteket (N5, GTD 444, stb.) kellett alkalmazniuk, úgy a háznál, mint a 3 lapátsornál, illetve a kompresszor nagynyomású részének megcsapolásából származó hűtőlevegőt bejuttató fűvókáknál.

„Tisztább energia” elérésére alacsony NO_x kibocsátású **kettős** (gázhalmazállapotú és alacsony kéntartalmú olaj-tüzelőanyagokat felhasználó) **égőrendszert** fejlesztettek ki, amely földgáz-tüzelésnél, víz-, vagy gőzbefecskendezés nélkül max. 25 ppm NO_x emissziót jelent. A turbinaházhhoz tompaszögben csatlakoztatott égőtér 18 égőt foglal magába.

A **kompresszor** fejlesztésénél részletesen kimérték az üresjárat-, csúcsterhelési-, és lökés-szerű terhelési üzemi jellemzőket, így állapították meg az elérhető kompresszióviszony növelést. Ezen túlmenően a forgórész szerkezeti kialakításához kísérleti úton meghatározták annak hő-tranzienseit is.

A kompresszor végül 18 fokozatú axiál-kivitelű lett előperdület szabályozással, a részterhelési magas hatásfok, a magas kilépő gázhőmérséklet és az alacsony károsanyag kibocsátás elérésére. A kompresszor lapátkerek krómacélból készülnek. A fenti kialakítással a kompresszióviszonyt 15,5:1-ről 18,5:1-re emelhették.

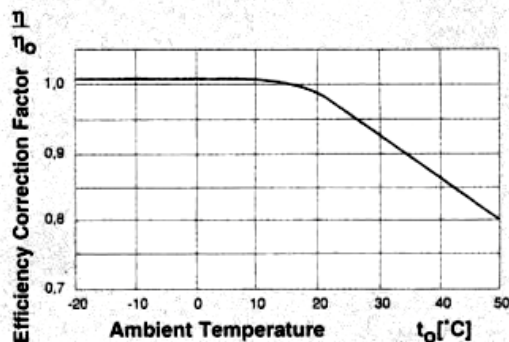
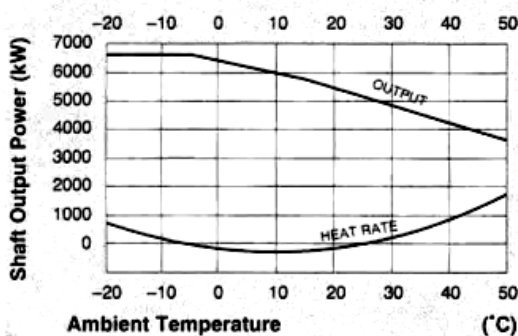
Rendszerfejlesztések

Ezen a téren az égéslevegő előkészítettségének fokozása volt a legfontosabb szempont: előhűtéssel, nedves közbenső hűtéssel, a szűrés hatékonyságának fokozásával.

Előhűtés, közbenső hűtés

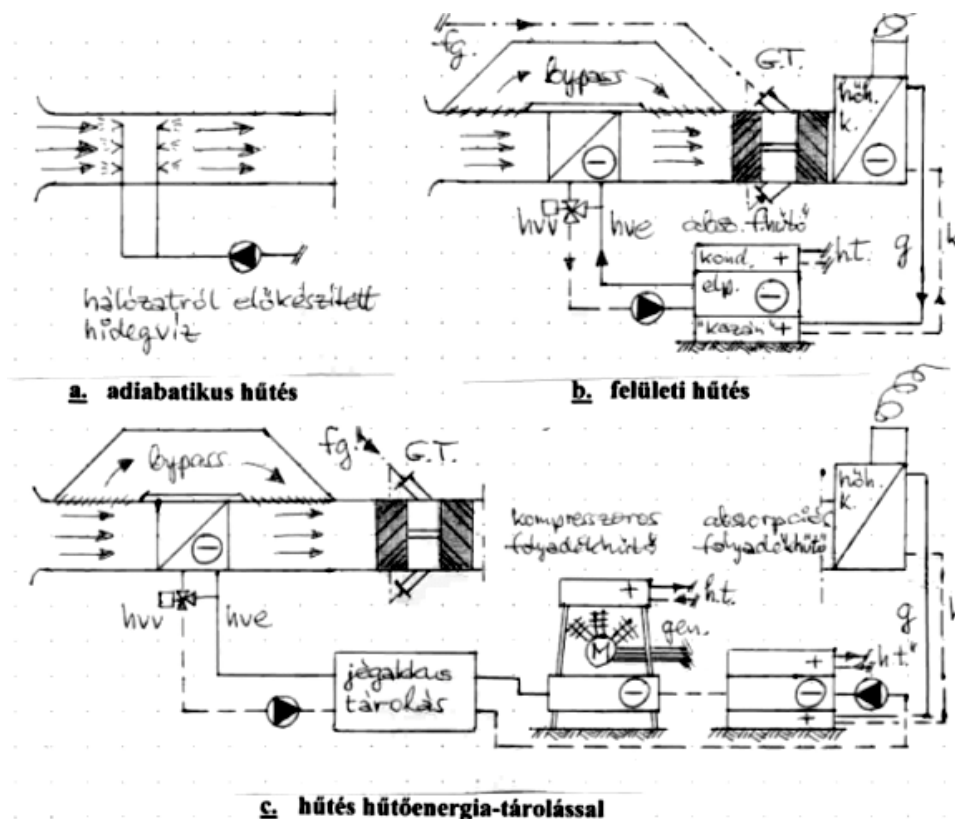
Tipikus gázturbinaként vegyük a már említett (ISO szerint +15°C környezeti hőmérséklet mellett) 5,96 MW teljesítményű Kawasaki-gyártmányú egységet. Ennek kimenő tengelyteljesítménye, illetve hatásfok módosító tényezője a **3. ábra** szerint alakul, a környezeti, azaz a kompresszor által beszívott levegő hőmérséklete függvényében. Az ábrából jól láthatóan a kimenő teljesítmény -5°C hőmérséklet alatt viszonylag állandó, de attól felfelé rohamosan csökken, akár annak 50 %-ára is, míg a hatásfok +10°C alatti csúcsértékét és állandóságát a fölött annak rohamos, akár 20 %-os csökkenése váltja fel. A környezeti hőmérséklet növekedésével növekszik a károsanyag kibocsátás is.

Fenti szempontok elsősorban az alaperőművek számára létfontosságúak, de a többi erőmű is természetes igényként törekszik beépített berendezéseiből a maximális teljesítmény és így profit elérésére. Ez erőművi és nemzetgazdasági érdek, ezért a BERT is minden esetben megvizsgálja ennek elérhetőségét, többek között az égéslevegő előhűtésének és hatékonyabb szűrésének figyelembevételével.



3. ábra. Az 1. ábra szerinti gázturbina kimenő teljesítménye és hatásfok módosító tényezője a környezeti hőmérséklet függvényében

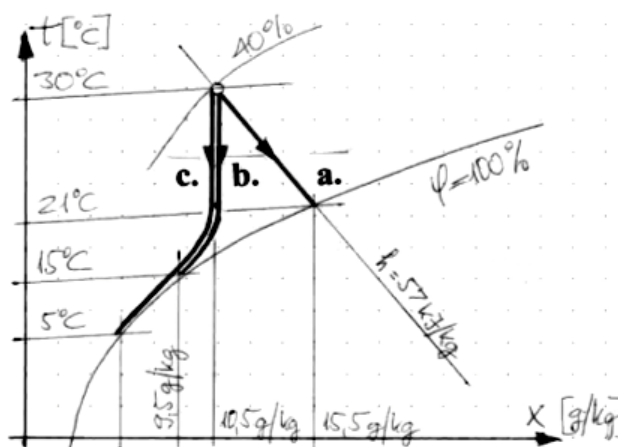
Adiabatikus hűtésnél (4.a. ábra) a hűtővizet porlasztófejeket át juttatjuk be a légáramlatba: egyen-, vagy ellenáramban, vagy a kettő kombinációjával. A szokásos üzemi víznyomás a legújabb fejlesztésű fűvókáknál már 70-240 bar közé esik. Ilyen elrendezésnél a képződő vízköd 20 mikron átmérőjű finom szemcsékből áll.



4. ábra. Legfontosabb gázturbina előhűtési eljárások

Ennél a hűtési módnál a beszívott 30°C/40 % (nyári tervezési) légállapotú levegő „h” entalpiája változatlan marad, miközben hőmérséklete 21°C-ra csökken (5. ábra, nedves levegő hx-diagram „a” állapotváltozási egyenes), relatív nedvességtartalma (közel) 100 %-ra, abszolút nedvességtartalma pedig 10,5 g/kg-ról 15,5 g/kg-ra nő.

A rendszer viszonylag egyszerű, alacsony költség-igényű, és kevés karbantartást igényel. Meglévő gázturbinákhoz akár 1-2 nap alatt is beépíthető, légoldalon viszonylag kis ellenállás növekedést okoz.



5. ábra. Előhűtött levegő állapotváltozása nedves levegő Mollier-féle h-x diagramjában

Adiabatikus közbenső-hűtésnél a porlasztófejek közvetlenül a kompresszorfokozat(ok)ba juttatják a hűtővizet, ezzel csökkentve a kompressziós veszteséget.

Felületi hűtésnél a légáram útjába hőcserélőt helyezünk, amelybe közvetlenül ott elpárolgó hűtőközeget (R 22, R 134a, R 407, stb.), vagy közvetítőközegként vizet juttatunk, amelyet zárt körben keringetve villamos-kompresszoros-, vagy hőenergiával (erőművi esetünkben hulladékhő-energiával) működtetett abszorpciós-folyadékhűtővel hűtünk elő 6-7°C-ra (**4.b. ábra**). A levegő állapotváltozása ekkor az **5. ábra** b. állapotváltozási görbéje mentén megy végbe.

Ez a rendszer viszonylag összetett, hely-, és költségigényes, beszerelése hosszabb időt vesz igénybe, bypass-ág nélkül egész éven át jelentős légoldali ellenállás-növekedést okoz.

Előnye viszont, hogy az előkészített levegő akár 15°C-ra is lehűthető, abszolút nedvességtartalma alacsony: esetünkben pl. csupán 9,5 g/kg.

A felületi hűtés **hűtőenergia-tárolással (4.c.ábra)** is összeköthető, figyelembe véve, hogy a kritikus nyári napok legmagasabb hőmérsékletei csak néhány órán át jelentkeznek, így folyadékhűtőnk pl. 24 órán át üzemeltetve annak jóval kisebb lehet a hűtőteljesítménye azonos hűtőteljesítmény-igény esetén.

Hidegvizes tárolás esetén az előbb már említett 15°C léghőmérsékletet érhetjük el, míg jégakkumulációnál akár 5-10°C-t is (**5. ábra** c. görbe).

A különféle hűtési módok amerikai esettanulmányok [5] szerint 3-4 év körüli egyszerű megtérülési időket mutattak.

Továbbfejlesztett légszűrés

Fokozott légszűréssel ugyancsak növelni tudjuk rendszerünk teljesítményét, hatásfokát.

Az un. nanofiber technológia [6] - amelynek egyik első megvalósítója az amerikai Donaldson cég 0,04÷2,5 mikron részecske tartományban 80-97 % leválasztási fokot biztosít, ezzel jelentősen csökken a kompresszor-lapátok elpiszkolódása (alacsony fouling-tényező).

Összefoglalás

Gázturbinák legutóbbi gyártmányfejlesztését a tüzelési hőmérsékletek emelése, a magasabb hőállóságú ötvözetek felhasználása, a CFD méretezés, az alacsony NO_x kibocsátású égőrendszerek, a kompresszióviszony növelése, a kompresszor hatékony előperdület szabályozása jellemzi.

A rendszerfejlesztési törekvésekből az égéslevegő előhűtés és légszűrés hatékonyságnövelése emelkedik ki.

Fentiek céltudatos alkalmazásával egyre hatékonyabb gázturbinák és gázturbina-rendszerek építésére nyílik mód, ezáltal növelve az energiatermelés/átalakítás hatékonyságát. Így javul folyamatosan a Budapesti Erőmű Rt által létesített gázturbinás erőművek hatékonysága is.

Lényeges integrált energia-, és létesítmény-gazdálkodási megoldások az AEE energia világkonferenciáiról

Significant Integrated Solutions
for Energy & Facility Management,
from AEE Energy World Conferences

Dr. Emhő László, CEM, EurEng

Budapesti Erőmű Rt.

Summary

Most important branches to discuss:

- *Energy Management*
- *Geothermals*
- *Energy Service & e-commerce*
- *Combined Heat & Power / Cogeneration*
- *Environmental Technology*
- *Plant & Facilities Management*
- *Facilities e-solutions*

Összefoglalás

A megtárgyalt legfontosabb ágazatok:

- *Energiagazdálkodás*
- *Geotermia*
- *Energia-szolgáltatás, elektronikus kereskedelem*
- *Kapcsolt hő és villamosenergia/kogeneráció*
- *Környezettechnológia*
- *Üzem- és létesítménygazdálkodás*
- *Létesítmények elektronikus megoldásai*

Bevezetés

Az Association of Energy Engineers (AEE) Magyar Tagozata az - ETE-vel és a Congress Kft-vel összefogva - 2001. június 13-15 között rendezte meg az előző Nemzetközi Energiahatékonysági konferenciáját. A konferencia sikeréhez fenti szervezőkön túl az erőteljes nemzetközi érdeklődés, az érdekes és színvonalas előadások és a rangos előadók is hozzájárultak.

Az AEE Atlantai Elnöksége - pályázatunkra - úgy döntött, hogy a konferenciáért a „Legjobb Nemzetközi Program” díját adományozza a Magyar Tagozatnak, és egyben meghívja annak

elnökét a díj személyes átvételére, valamint előadás tartására a 2001. évi Világ Energia Konferenciáján, Atlantában, október 23-26 között. A díjat ünnepélyes keretek között adták át, közös munkánk kiemelkedő színvonalát azzal is honorálva, hogy a résztvevő nemzetek zászlóinak sorában a házigazdák csillagos-sávos lobogója után mindjárt kis hazánké következett.

Az elnök így élénk érdeklődés mellett tarthatta meg - 1956-os forradalmunk évforduló-napján - figyelemreméltónak, érdekesnek ítélt előadását a közép-európai trigenerációs fejlesztési törekvésekről [1]. Az előadásnak ilyen alapon „utóélete” is lehetett, megjelent az „Energia Engineering” az „Energy Net” és „Energy Central” folyóiratokban.

A „Szeptember 11” után nem sokkal következett utazás lényegi hozadéka persze nem ez volt, hanem a megmártózás a világ energia-iparában és követlen tapasztalatszerzés a különféle új irányzatokkal kapcsolatban [2]. Ezekből nyújt át néhányat az energia témacsoportokból - a teljesség igénye nélkül - az előadás.

Bevezető helyzetmeghatározásként **Al Thumann AEE ügyvezető igazgató megjegyezte: az energiaszolgáltatás újraszabályozásától csökkenő árakat és újabb erőmű-létesítéseket vártak. Ehelyett Kaliforniában ez sorozatos áramszüneteket és átlagosan háromszoros árakat hozott - előrevetítve a trendet, hogy ez máshol is megismétlődik.**

Hogyan történhetett meg ez? A '90-es évek második felében megerősödött az amerikai nemzetgazdaság és ez egybeesett a számítógépek és más hi-tech berendezések még rohamosabb elterjedésével, így minden előjel nélkül drasztikusan megnövekedett az energiaigény, amit természetszerűleg nem követett azonnali erőműépítés, amellyel a kínálatnövekedést a kereset-emelkedéshez igazíthatták volna. A termelőkapacitás hiánya „robbantotta” a nagykereskedelmi árakat, amit azután a szolgáltatók a fogyasztókra hárítottak.

Ezek a szolgáltatók az újraszabályozás előtt hozzászoktak a kényelmes 5-7 %-os profithoz, és húzódoztak a többmilliárd dolláros erőmű befektetésektől: a villamos-energiaigény 1992-2000 között 23 %-kal nőtt, miközben a termelőkapacitás csak 6 %-kal.

Az ebből következő áremelkedés fokozottan kényszeríti a fogyasztókat az ésszerű és takarékos energiagazdálkodásra.

Minden bizonnyal fentiek a legnagyobb tanulságai a 2001 (és a 2002) évi atlantai Világ Energia Konferenciáknak. Nézzük előbb a 2001. évi súlypontokat:

1. Szekció: Energiagazdálkodás

Az előadások első - fő csoportja **hűtőenergia-tárolással foglalkozott**. Chvala előadása [3] kiemeli: minden „szövetségi” (mi úgy határozhatnánk meg: „állami”) típusú épületnél meg kell vizsgálni a hűtőenergia-tárolás lehetőségét minden folyadékhűtő-nagyjavítás, illetve csere esetén, a csúcs-lekötés és a csúcs-hűtőteltjesítmény mérséklésére. Az elsősorban javasolható épületek: laboratóriumok, fejlesztő intézetek, iskolák, kórházak, lakások, szolgáltató épületek. 1994-ig az USA-ban mintegy 2000 hűtőenergia-tároló rendszer létesült, ezeknek csak körülbelül 1 %-a szolgál szövetségi épületet.

Granger [4] a Houston Belvárosi **Távűtő Rendszer** jellegzetességeit ismerteti: 60 MW hűtőteltjesítmény 155 MW hidegenergia-tárolási kapacitás, 4,5°C hűtöttvíz-hőmérséklet a klíma-berendezésekhez, -9°C hűtött glikolos-víz a jégakkumulációhoz. A rendszerrel ésszerűen tudják elkerülni a Texasban 13-20 óra közötti villamosenergia-szolgáltatási csúcsidőket.

A második fontos csoport a **hibrid és kapcsolt energiatermeléssel** foglalkozott. Az elsőnek kiemelt példa Kedia előadása [5] nap- és vízenergia együttes felhasználásáról a Himalájában, faluközösségek energiaellátására. A téli alacsony vízhozam okozta hiányt, az általában fel-

hőtlen égbolton keresztül nyert napelem szolgáltatta villamosenergia egészíti ki, az összesen 30-40 kW teljesítményű helyi rendszerben.

Épített és természetes **környezetünk megóvásával** két lényeges irányadó előadás foglalkozott mélyrehatóan: Liana Khachatryan [6] a passzív szolár-házak új - általa felállított - matematikai és valóságos modelljén keresztül mutatta be, hogy egy épület déli falának „rugalmas hőszigetelésével” (éjjel „zár” a hőszigetelés, nappal „nyit”), jelentős mennyiségű energiahordozó és környezetszennyezés takarítható meg, így javítva hazája, Örményország energia- és környezeti egyensúlyát, míg Wirdzek [7] a „Laboratóriumok a 21. században” amerikai program keretében elért eredményekről számolt be. Egy michigani labor teljesítményben például 68 % villamosenergia, 66 % hőenergia, 80 % vízfogyasztás, összességében 74 % éves energiaköltség-megtakarítást értek el, 10 év alatti egyszerű megtérülési idővel.

2. Szekció: Geotermális energia

Rawlings [8] előadása a geotermális bázisú **hőszivattyú alkalmazások** előnyeit taglalja katonai és szövetségi épületek számára. Az alkalmazott „GeoExchange” rendszerek beruházási költségei 10 év alatt megtérülnek.

Ganzer [9] a geotermális **helyszíni kutatások** szempontját emeli ki:

- az adott helyre vonatkozó szabályozások, rendeletek megismerése,
- eddigi geológiai/hidrogeológiai feltárások összegezése,
- meglévő kutak, források ellenőrzése, káros interferencia kizárása,
- felszín-alatti vizsgálatok az alkalmazási rendszer függvényében,
- vízmennyiség-vízminőség vizsgálatok.

3. Szekció: Energiaszolgáltatás és elektronikus kereskedelem

A legfontosabb csoport az újraszabályozott energiaszolgáltatás problémáival foglalkozott. Jackson [10] a létesítmények felülvizsgálata során az alábbi legfontosabb lépéseket taglalja: felvilágosító munkaértekezletek, fogyasztási-terhelési lefutások felvétele, lehetőségek - azok összevetése, végül kifinomult vásárlási stratégia felállítása, végrehajtása (ajánlatkérés az interneten, jóváhagyott szerződésminták, ajánlatadók előminősítése, szerződések versenytárgyalása).

A mérés- és felülvizsgálat csoportban Roosa [11] posta-, egészségügyi- és iskola-épületek példáján mutatta be a folyamatot a világítás, a hűtés, a fűtés és végül az energiaköltség változás (csökkenés) tükrében. A módszer alkalmazásával növekedett a szolgáltatás minősége, csökkent a jövőbeni karbantartás során szükséges cserék költsége, a folyamatba harmadikfeles megvalósítást kapcsolnak be, így annak költségeit a megtakarító létesítmény gazdálkodja ki.

A megbízhatósági előadásokból kiemelkedik Budharaja [12] előadása, ahol a legfőbb figyelembe veendő változók (terhelés előrebecslése, erőműkiesések aránya, víz rendelkezésre állás) vízierőműveknél időjárás hatása, energiamegtakarítás hatékonysága, terhelés-ütemezés, megszakítható fogyasztók, átviteli rendszer teljesítménye, tüzelőanyag-ellátás) után ismét a „Kaliforniai Válságot” részletezi, megállapítva, hogy a független rendszerirányító („Independent System Operator”) és az áramtőzsdé („Power Exchange”) 1998-as megalakulása utáni első két év viszonylag eseménymentes volt, csak apróbb szabálmódosításokat kellett foganatosítani. 2000-ben azután a piac összeomlott. Az előre nem látható események kivédésére behozott maximum árakat többször csökkentették 750-500-250 \$/MWh-ra, de az árak így is ötszörösükre, majd tízszeresükre emelkedtek, a rendszerirányító az eredeti 2-3 %

helyett 30 % energiát volt kénytelen felvásárolni a rendszer-egyensúly fenntartására. A tartalék-kapacitások többször voltak mélypontjukon (7-5-1,5 %) a rossz szabályozó rendszerek miatt, mivel a folyamatos igénynövekedés ellenére 10 éve nem volt erőmű-bővítés/építés. A szolgáltatók 13 milliárd dollárnyi fogyasztói tartozást nem tudtak behajtani, ennek megfelelően az erőművekben sem tudtak fizetni, így csődközelbe kerültek. A válság hosszú távú megoldására erőműépítésekbe fogtak és bővítették a hosszú távú szerződések körét.

4. Szekció: Kapcsolt hő- és villamosenergia termelés kogeneráció

Bloomquist [13] elpanaszolja, hogy a legtöbb kogenerációs publikáció a villamosenergiáról és annak berendezéseiről szól, ennek ellensúlyozására részletesen foglalkozik a hőenergia termeléssel, berendezéseivel, a hűtéssel, az energiatárolással, a mikroturbinákkal, a jövőbeni alkalmazásokkal (üzemanyagcellák, Stirling-motorok, stb.)

Clark [14] a dallasi repülőtér trigenerációs energiaközpontjának fejlesztési példáján ismerteti a kitűzött célokat:

- a) új rendszerkialakítás: új hűtöttvíz rendszerrel, hűtőenergia-tárolással, fűtéssel és elő-légkondicionálást biztosító légkezelőkkel.
- b) gázturbina telepítés: villamosenergia- és gőztermelésre.

A várt eredmények

- a) károsanyag emisszió-csökkenés
- b) bővítés lehetősége
- c) biztos előkészület az újr szabályozott energiaszolgáltatás időszakára
- d) infrastruktúra megújulás
- e) 484 millió dollár nettó jelenérték költség-megtakarítás a teljes 30 éves élettartam alatt.

5. Szekció: Környezettechnológia

Witherspoon [15] a **kogenerációs berendezések gyártói által legyőzendő környezetvédelmi kihívásokat** boncolja. Ezek közé tartozik az engedélyezési folyamat időigénye (3-6 hónap), a gazdasági kihatások (szelektív katalizátor beruházási költsége - 100-150 dollár/KW - ellehetetleníti a projektet). Javasolja, hogy a szabályozások legyenek tekintettel a kiadott teljesítményekre is.

Alper [16] az egyébként a környezetet szennyező vizes alapú szerves **oldószerek** legújabb fejlesztésű **membrán-szűrésének** folyamatáról számol be. Ennek során a szennyezőanyag-tartalom 250 ppm-ről 1 ppm alá (!) csökkent.

6. Szekció: Üzemek- és létesítmények gazdálkodása

A helyi (pl. gázmotorral, generátorral termelt) **villamosenergia minőségi kérdéseivel** foglalkozó előadások legjobbja (Moncrief [17]) a gazdaságosság függvényében vizsgálja a minőségrontó tényezőket (felharmonikusok, feszültség-ingadozás, fázis-kiegyensúlyozatlanság, rövidzárlat okozta áram-kiesés, újrabekapcsolás visszahatása a generátorra, stb.), majd ismerteti az új IEEE I547 sz. szigorú előírásait. Érdekes pontja ennek a véletlenszerű szigetüzem letiltása.

7. Létesítmények elektronikus gazdálkodása

Az egyik fontos előadás (Bloemen [18]) a **Web-bázisú információs rendszer** előnyeit taglalja:

- a) elmúlt-, jelen-, jövőbeni befektetések pontos képe
- b) dinamikus „élő” tőke tervezési eszköz
- c) nagyszámú kérés, adat feldolgozhatósága, áttekinthetősége
- d) több létesítményből jövő adatok összehasonlíthatóságának biztosítása
- e) létesítmény-kockázatok (életbiztonság, üzemszünet, stb. csökkentése)
- f) kiváló minőségű, percre-kész elemzések, jelentések
- g) „mindenki számára elérhető” a létesítményen belül.

A másik (Boucher [19]) az **interneten keresés** legújabb módszereire, eszközeire hívja fel a figyelmet.

A 2002. évi **25. Jubileumi Világ Energia Konferencia** a következő témaköröket ölelte fel:

Energiagazdálkodás:

Világításhatékonyság
Klímarendszerek optimalizálása
Szövetségi energiagazdálkodás
Nemzetközi technológia-átadás
Energiagazdálkodási rendszerek
Energiabiztonság

Villamosenergia piacnyitás:

A regionális nagykereskedelem
fejlesztése
Hálózatok hozzáférhetősége
Villamosenergia vásárlás
A villamosenergia megbízhatósága

Üzemek és létesítmények:

Új villamosenergia-technológiák
Karbantartás, javítás, üzemeltetés
Üzemgépészet
Tetők problémaköre
Ipari technológiák hatékonysága
Erőforrás gazdálkodás
Épületgépészeti rendszerfejlesztés
Internet, elektronikus kereskedelem
Fenntartható tervezés és üzemeltetés

Földgázvásárlás és -szolgáltatás:

Földgázvásárlás
Gázüzemű hűtési technológiák
Ipari gáz-technológiák

Energiagazdálkodási szolgáltatások:

Teljesítményszerződés
Projektfinanszírozás
Beüzemelés, mérés és felülvizsgálat
Energiavásárlási stratégiák
Energiahordozó-váltás
Online szolgáltatások
Környezettechnológiák:
Globális felmelegedés
Megújuló Energiák
Épületbelsők légminysége
Szennyezések megelőzése

Kapcsolt hő- és villamosenergia:

Mikroturbinák
Kereskedelmi létesítmények
Helyi energiatermelés
Integrált épület kogeneráció
Kogeneráció
Tartalék energiatermelés
Trigeneráció
Üzemanyagcellák

Összefoglalás

A 2001. évi atlantai AEE Világ Energia Konferencia a fenti legfontosabb, messze a 21. századba is iránymutató energiagazdálkodási gondolatokat adta hivatásunknak, szakmai közösségünknek.

A 2002. évi konferencia témaköreinek áttekintése pedig hű két képet ad arról: mi foglalkoztatta az elmúlt évben a világ energiamérnökeit - még a paksi üzemzavar és az észak-amerikai energiaellátó rendszer összeomlása előtt.

Irodalom

- [1] Emhő, L.: District Energy Efficiency Improvement with Trigenation AEE World Energy Engineering Conference, Atlanta, GA, USA October 24-26 2001
 - [2] Integrated Solutions for Energy & Facility Management. Proceedings of WEEC Atlanta, GA, USA 2001. October 24-26
- (A további előadások mind a fenti konferencia kiadványából valók.)
- [3] Chvala, W.D.: Technology Potential of Thermal Energy Storage (PES) Systems in Federal Facilities
 - [4] Granger, A.J.: Engineering, Construction and Operation of a Large Thermal Storage System.
 - [5] Kedia, A&D.: Electrification's of Remote Rural Communities in the Himalayas Through Solar-Hydro Hybrid Power Project
 - [6] Khachatryan, L.: A Model of Solar Passive Heated Energy Efficient House.
 - [7] Wirdzek, Fh.: Labs 21. Improving the Environmental Performance of U.S. Laboratories
 - [8] Rawligns, Ph.: The Military Family Housing Energy Solution
 - [9] Ganzer, St.: Geothermal Site Survey Requirements
 - [10] Jackson, D.: Generating Powerful Savings: Deregulated Energy Procurement and the Value of RFPs (Request for Proposals)
 - [11] Roosa, St.: Measurement & Verification for the Real World
 - [12] Budharaja, V.S.: Reliability Issues Facing the U.S Electric Industry
 - [13] Blooquist, R.G.: Combined Heat and Power: Equipment Options and Applications
 - [14] Clark, S.P.: Dallas/Fort Worth International Airport Central Utility Plant Upgrades
 - [15] Witherspoon, L.: Current Environmental Policy Challenges for CHP Equipment Supplies Viewpoint
 - [16] Alper, H.: Hydrocarbon, Waste Streams Meet a Revolutionary Technology
 - [17] Moncrief, W.A.: Power Quality Impacts of Distributed Generation: Actions and Interactions of Customer-Owned Generation
 - [18] Bloemen, E.: Allocate Distribute and Increase the Value of Assets with Web-Based Strategies for Facility Management
 - [19] Boucher, M.J.: How to Research Energy Information of Any Type on the Internet.

A kapcsolati energia hasznosítása az új mágneses erőgépben

Utilization of Contact Energy at New Magnetic Power Machine

Dr. Fekete Gábor

Miskolci Egyetem, Elektrotechnikai-Elektronikai Tanszék

Abstract

The newly developed contact energy control strategy gives excellent results without calculation or measurement of rotor speed. The control strategy gives high precision and excellent dynamic behavior. The machine is able to work on any set points with high stability. The self-control of the contact energy E is realized. The contact energy control method is a new theory of control strategy that unifies the different types of inverter-fed drives. This method gives opportunity for optimal energy transfer with higher efficiency, for matching to the technology and also for computer control. New powerful industrial magnets give the possibility of development of a new magnetic power machine, which power source is given by the mechanical rectified and transformed E contact energy. The contact energy for continuous work is produced by the oriented field of powerful industrial magnets. The paper demonstrates the application of new theory at new magnetic power machines. The power source of new magnetic power machines is environment friendly and it is present in all parts of the space.

Bevezetés

Napjainkban a hagyományos energiaforrások energia készletének vészes csökkenése az érdeklődés fókuszába helyezte az új alternatív, környezetbarát energiaforrások kutatását. A dolgozatban bemutatásra kerülő új mágneses erőgép energiaforrása a kereskedelemben egyre jobban terjedő nagyteljesítményű ipari mágnesek. A mágneses erőgépet a hagyományos villamos gépekhez hasonlóan két mágneses tér kapcsolatából származó energia működteti. Az egyik mágneses teret szokásos elnevezéssel, $\vec{\phi}$ fluxus térvektorral a másikat \vec{I} áram térvektorral jellemezzük és kölcsönhatásukat az $\vec{E} = T + j \cdot E_0$ kapcsolati energia térvektorral írjuk le, amely potenciális energia. A hivatalos tudomány több természeti jelenség okát nem ismeri, azonban elméletileg le tudja írni. A Maxwell egyenletek is helyesen írják le az elektromágneses tereket, de nem mondják meg, hogy a természetben az egyenletek igazságáért ki és hogyan felelős, valamint mi a mágneses és a villamos tér. Einstein a munkásságáért Nobel díjat kapott. Ezt követően szerette volna megalkotni az általános téregyenletet, azonban erre nem kerülhetett sor, mivel nem tudta értelmezni a gravitációs teret. Ma már azt a tudomány által elfogadott eredményt is kritikával kell fogadni, hogy egy m tömeg fénysebességen végtelenné válik. A 22 éves kutató munkám során sikerült felismerni, és magyarázatot adni a mágneses, a villamos és a gravitációs térre. A felismerések alapján megalkottam egy új térelméletet. A létünk alapját jelentő, a teret kitöltő, nem anyagi jellegű energiamezőt, röviden térenergiát definiáltam és energia modell segítségével matematikai összefüggésekkel leírtam. Az új térelmélet alapján a mágneses és a villamos tér, a térenergiának gerjesztett anyaggal létesített irányított tere. Amennyiben speciális anyagot gerjesztünk, például rézanyagban áramot folyatunk, vagy speciálisan ötvöztött anyagot

gerjesztünk, például mágnes anyagot felmágnesezünk, akkor a létrehozott irányított teret mágneses térnek nevezzük. Azonban, ha úgy gerjesztjük az anyagot, hogy töltése van, vagy töltésmegoszlás keletkezik az anyagban, akkor az így létesített irányított tér a villamos tér. Az előzőek alapján definiálva, az E kapcsolati energia egy rendszer anyagai, illetve gerjesztett anyagai között kialakuló energia. Ha Einstein felismerte volna, hogy a teret, a nem anyagi jellegű energiamező tölti ki, akkor arra az eredményre juthatott volna, hogy egy anyagnak a nagyobb sebességek tartományában nem az m tömege, hanem az m tömeg tehetetlensége nő meg. Értelmezni tudta volna, hogy a testek tehetetlenségét mi okozza és hogyan. Az új térelmélet ezekre magyarázatot ad, továbbá magyarázatot ad az energia-megmaradás törvényére is. A kutatási eredmények alapján kijelenthető, hogy a tudományos világ által megalkotott mechanikus, villamos, mechatronikus periodikusan működő rendszerekben a térenergia csak az energiaszállítást végezheti, azonban perióduson belüli paradigmaváltással a térenergia átalakulhat számunkra munkavégző energiává, új környezetbarát energiaforrássá. Frekvenciaváltós indukciós gépes hajtásaimban az új kapcsolati energia szabályozási eljárással (CBEC és EBCC) a térenergia az optimális energiaszállítást végzi. Az új mágneses erőgépben viszont a térenergia, perióduson belüli paradigmaváltással, új energiaforrásként jelenik meg.

A kapcsolati energia térvektor

A komplex teljesítmények mintájára, az \bar{E} kapcsolati energia térvektor előállítására a $\bar{\phi}$ fluxus térvektorból és az \bar{I} áram térvektorból:

$$\begin{aligned}\bar{E} &= (\bar{\phi} \cdot \bar{I}^*)^* \cdot j = ((\phi_y + j \cdot \phi_x) \cdot (I_y - j \cdot I_x))^* \cdot j = \\ &= (\phi_x \cdot I_y - \phi_y \cdot I_x) + j \cdot (\phi_y \cdot I_y + \phi_x \cdot I_x) = M + j \cdot E_0 \quad (\text{VAs}).\end{aligned}\quad (1)$$

Az eredmények alapján a potenciális wattos energia (M) azonos az indukciós gép tengelyén jelentkező nyomatékkal (M_w), azaz $M = M_w$. Az előző összefüggések alapján adódik, hogy az E kapcsolati energiát leíró, \bar{E} kapcsolati energia térvektor az indukciós gép M wattos energiájának és E_0 mágneses energiájának együttes szabályozására kiválóan alkalmas.

A kapcsolati energia hasznosításának elmélete az új mágneses erőgépben

Az előzőekben ϕ fluxussal jellemzett irányított teret és az I sztátor árammal jellemzett irányított teret az ipari mágnesek létesítik. A mágneses kapcsolat periódusaira a kapcsolati energia integrálja:

$$E = \frac{1}{l} \cdot \left(\int_{l^+} \bar{E}^+ \cdot d\bar{l}^+ + \int_{l^-} \bar{E}^- \cdot d\bar{l}^- \right) = E^+ + E^- = 0 \quad (\text{VAs}). \quad (2)$$

A mágneses erőgép kimeneti energia integrálja a mágneses kapcsolat periódusaira (célszerűen a tengelynyomaték):

$$E_{Ki} = \frac{1}{l} \cdot \left(\int_{l^+} \delta^+ \cdot \bar{E}^+ \cdot d\bar{l}^+ + \int_{l^-} \delta^- \cdot \bar{E}^- \cdot d\bar{l}^- \right) = \delta \cdot E^+ \quad (\text{VAs}), (\text{Nm}). \quad (3)$$

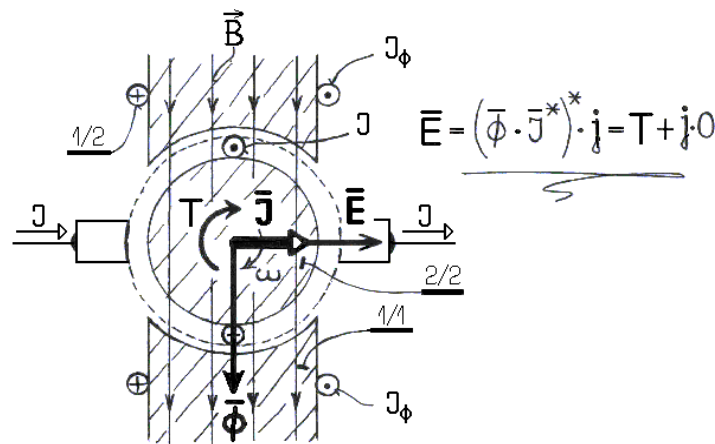
$$(l = l^+ + l^- \quad \text{és} \quad E^+ = -E^-)$$

- Ahol: l a kapcsolati energia pályagörbéje a mágneses kapcsolat periódusaira,
 δ az integrált energia egyenirányítási koefficiens,
 $+$ a mágneses mozgást segítő hatás érvényesülése,
 $-$ a mágneses mozgást akadályozó hatás érvényesülése.

Amennyiben $\delta=0$ a térenergia a készülék kimenetén munkát nem végez. A hagyományos építésű zárt rendszerű mechanikai szerkezet nem működőképes. A térenergiával és létének hatásával részletesen a [7], [8] irodalmak foglalkoznak. Ha $\delta>0$, akkor a készülék kimenete munkát végez (motoros üzem). Ha $\delta<0$, akkor a készülék kimenő energiája ellenében munkát kell befektetni (generátoros féküzem).

Az új mágneses erőgép származtatása az egyenáramú gépből

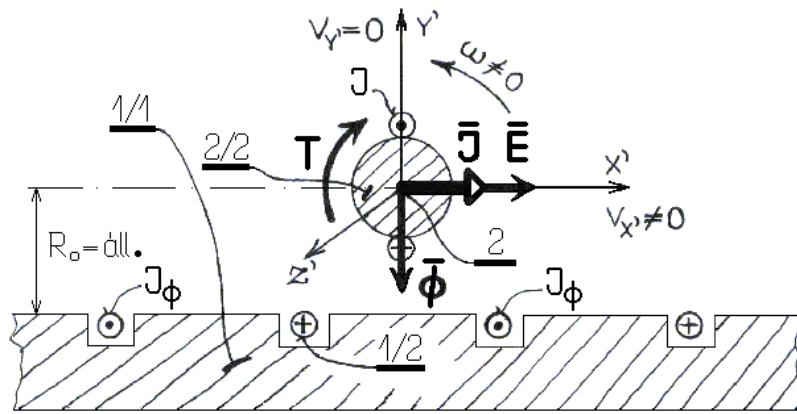
Az 1. ábrán az egyenáramú gép modellje látható. A $\bar{\phi}$ fluxus térvektor az I_ϕ fluxus képző áram hatását veszi figyelembe. Az I áram az armatúrát gerjeszti és hatásának leírását végzi az \bar{I} áram térvektor.



1. ábra

Az egyenáramú gép modellje

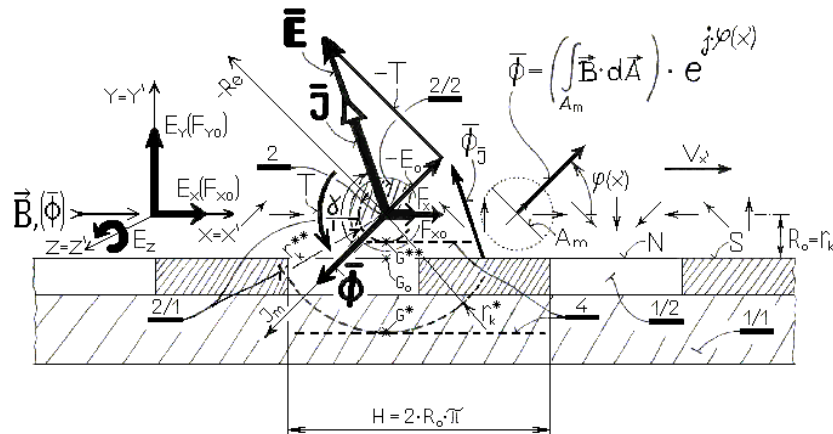
A $\bar{\phi}$ és \bar{I} térvektorokkal jellemzett mágneses tér kölcsönhatása eredményezi e hatást leíró \bar{E} kapcsolati energia térvektort. A gép konstrukciójából adódóan $\bar{\phi}$ és \bar{I} térvektorok merőlegesek és így \bar{E} kapcsolati energia térvektornak csak az T wattos energia komponense van, ami a gép forgató nyomatékát szolgáltatja. Az ω szögsebesség a tengely szögsebessége. A 2. ábrán az egyenáramú gép szerkezeti részei láthatók egy új kapcsolati elrendezésben. A gerjesztést biztosító 1/2 mágnesek vagy tekercsek, jelenleg tekercsek 1/1 fluxus vezetővel összekötve szimmetrikusan kerültek egymás mellé téve, valamint további tekercsek mindkét irányban ciklikusan ismétlődve kerültek elhelyezésre. A 2/2 mágnes vagy tekercs, jelenleg az egyenáramú gép forgórészéhez hasonlóan vasmagos tekercs és I árammal van gerjesztve, valamint úgy került behelyezve az I_ϕ fluxus képző áram által létesített mágneses térbe, hogy az adott helyzetben hasonló mágneses kapcsolati viszonyok alakuljanak ki mint az egyenáramú gépnél, ahol szintén csak forgató nyomaték lépett fel.



2. ábra

Az egyenáramú gépből származtatott lineáris modell

Ha a 2. ábrán jelzett módon az y' irányú elmozdulást pl. a z' tengelyben elhelyezett csapágy y' irányú megtámasztásával megakadályozzuk, akkor csak az x' irányú elmozdulás és a forgás biztosított a 2 gördülőrész számára. Így a $v_{y'}$ sebesség nulla és a $v_{x'}$ sebesség meg az ω szögsebesség tetszés szerint változhat. A 2 gördülőrészt R_0 hullámtávolságban helyezzük el és további kényszereket fogaskerék és fogasléc kapcsolatot alkalmazunk a 3. ábrán látható módon. Az új szerkezeti elrendezéseknél elmarad a hagyományos villamos gép elrendezéseknél szokásos indukált feszültség. Az új 3. ábrán látható elrendezésben a kapcsolati energia mechanikus szűrésének elméletével [9] irodalom foglalkozik részletesen.

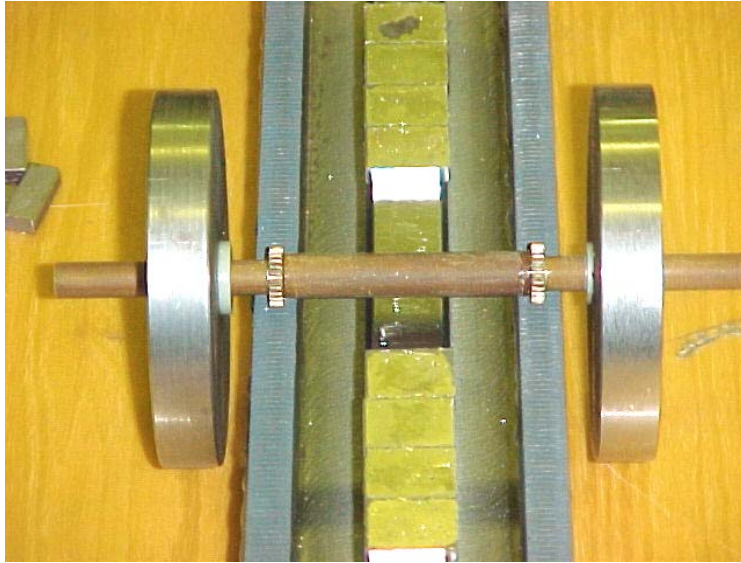


3. ábra

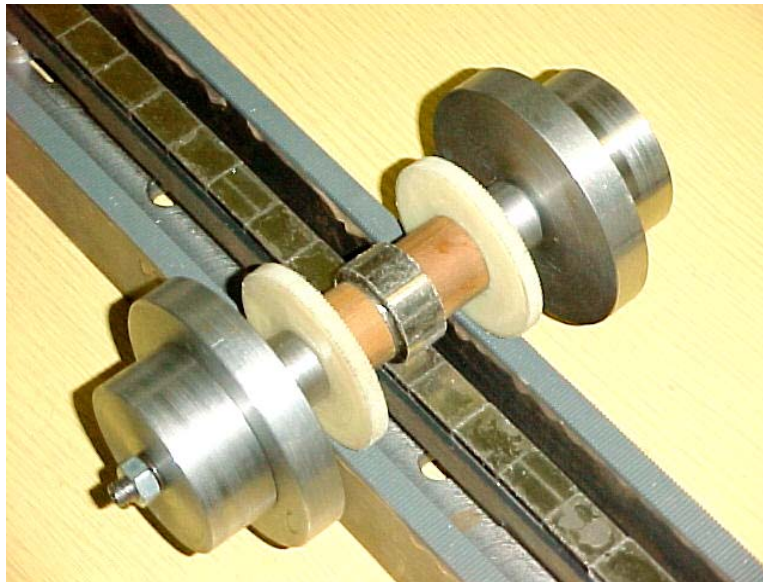
A kapcsolati energia mechanikus szűrése mágneses elrendezés esetén

A megépített kísérleti berendezés

A lineáris elrendezésű rendszer működő képességét két modellen ellenőriztük. A 4. ábrán az egy póluspárú, az 5. ábrán a több póluspárú lineáris modell látható. A többpólusú rendszer 30 cm hosszon 2,5 kg tömeget 2%-os emelkedőn vitt fel az ismétlődési fél periódus hosszon. A kísérlet visszaigazolta a továbbfejlesztés lehetőségét.



4. ábra
Lineáris modell - a gördülő rész egy póluspárú



5. ábra
Lineáris modell - a gördülő rész több póluspárú

Összegzés

A kapcsolati energia szabályozás egy új szabályozási eljárás, új elmélet, amely egységesíti a frekvenciaváltós hajtásokat és alapul szolgál az új mágneses erőgép működésének elméleti megközelítésére. A szakirodalomból ismert kapcsolati energia szabályozás az indukciós gépekre, áramalapú energiaszabályozás "Current Based Energy Control" (CBEC) vagy energiaalapú áramszabályozás "Energy Based Current Control" (EBCC). Az új mágneses erőgép a nagyenergiájú ipari mágnesek kapcsolati energiáját, mechanikus energia egyenirányítás során, munkavégzésre, tengelye kimenetén folyamatosan szolgáltatja. Az új mágneses erőgép energiaforrása környezet barát és a tér bármely pontján jelen van.

Irodalom

- [1] Fekete, G. - Ádám, T.: *A New Current Based Contact Energy Controlled CSI-Fed Induction Motor Drive*. 15th International Conference on Electrical Machines, ICEM 2002, Brugge, Belgium, 2002. Proceedings, pp: 239, Full paper, CD-ROM.
- [2] Fekete, G.: *A New Energy Based Current Controlled CSI-fed Induction Motor Drive*. 11th International Symposium on Power Electronics, Ee 2001. Novi Sad, Yugoslavia, 2001. Proceedings, pp: 216-220.
- [3] Fekete, G.: *Modified CSI Configuration for Realization of Induction Motor Drive Contact Energy Control*. 14th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, EDPE 2001, High Tatras, Slovakia, Proceedings, pp: 159-163.
- [4] Fekete, G.: *New Contact Energy Control and Current Commutation for CSI-Fed Induction Motor Drive*. microCAD `2001, International Computer Science Conference, University Of Miskolc, 2001 , pp: 11-14.
- [5] Fekete, G.: *A New Energy Controlled Current Source Inverter Fed Induction Motor Drive*. 9th International Conference and Exhibition on Power Electronics and Motion Control, EPE-PEMC 2000, Kosice, Slovak Republic, 2000. Proceedings, Vol. 7. , pp: 130-134.
- [6] Fekete, G. - Niessen, E.: *Eljárás a frekvenciaváltós hajtások energiaszabályozással való fordulatszám- és nyomatékszabályozására*. Magyar Szabadalom H 02 P 17/00 , P9401116, 2000.
- [7] Fekete, G.: *A tér, a térenergia és az irányított tér*. Tanulmány, (nem publikált), Miskolci Egyetem, 2002.
- [8] Fekete, G.: *A gravitációs, a mágneses, és a villamos tér*. Tanulmány, (nem publikált), Miskolci Egyetem, 2002.
- [9] Fekete, G. *Eljárás a mágneses térben elhelyezett indukált feszültség nélküli gördülőrész mozgatására és berendezés az eljárás fogatosítására*. Miskolci Egyetem, Magyar szabadalmi bejelentés, ügyszám: P0200069, 2002.
- [10] Fekete, G.: *Speed Control of Induction Motor Drives with Controlling Contact Energy*. Energetika-elektrotechnika Konferencia, ENELKO 2001. Cluj-Napoca, 2001. Proceedings, pp: 68-74.
- [11] Fekete, G.: *Az optimalizált kapcsolati energia szabályozás elmélete az indukciós gép hajtásban és az új mágneses erőgépben*. Energetika-elektrotechnika Konferencia, ENELKO 2002. Cluj-Napoca, 2002. Proceedings, pp: 34-41.

Aszinkronmotor robusztus szabályozása H_∞ szabályozóval

Robust Control of Induction Motor Using H_∞ Controller

**Dr. Fodor Dénes¹, Dr. Szalay László¹, Dr. Vass József¹
Dr. Bíró Károly Ágoston², Dr. Szabó Loránd², Dobai Barna Jenő²**

¹Veszprémi Egyetem, Műszaki Informatikai-
és Villamosmérnöki Kar, Automatizálás Tanszék

²Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamosgépek Tanszék

Abstract

The paper deals with H_∞ controller design based on the induction motor's model given in its state space representation in d-q reference frame. Some model simplifications had been made, which was considered as modelling noise of the system. The controller was synthesised to minimise the effects of the disturbances entering the plant and the influence of the measurement noise and modelling errors. All the results are showing good reference tracking and dynamical behaviour.

1. Bevezetés

A szakembereknek sokrétű elvárásai vannak a villamosgépek szabályozóival szemben: robusztusság, jó referencia követési tulajdonság zavarok megjelenése esetén is, stb. Minden követelménynek maximálisan megfelelő megoldás nem létezik, a választás a tulajdonságok fontossági sorrendje, valamint az adott alkalmazás követelményei szerint történik.

A cikk olyan H_∞ szabályozó tervezésével, szimulálásával és tesztelésével foglalkozik, amely a különböző zavarok (mérési zajok és nem mérhető fizikai mennyiségek) hatásait igyekszik kiküszöbölni háromfázisú aszinkronmotorok esetében. Cél a H_∞ szabályzó előnyeinek kihasználása az ideálistól (zajmentes) eltérő esetben is.

2. Az aszinkronmotor modellje

Az aszinkrongépek állapotegyenletei álló koordinátarendszerben jól ismertek [1]:

$$\frac{d\Psi_{R\alpha}}{dt} = -\frac{R_R}{L_R}\Psi_{R\alpha} - \omega_R\Psi_{R\beta} + \frac{R_R L_m}{L_R}i_{S\alpha} \quad (1)$$

$$\frac{d\Psi_{R\beta}}{dt} = \omega_R\Psi_{R\alpha} - \frac{R_R}{L_R}\Psi_{R\beta} + \frac{R_R L_m}{L_R}i_{S\beta} \quad (2)$$

$$\frac{di_{S\alpha}}{dt} = -\frac{1}{L_S\sigma} \left[\bar{R}i_{S\alpha} - \frac{L_m R_R}{L_R^2}\Psi_{R\alpha} - \frac{L_m}{L_R}\omega_R\Psi_{R\beta} \right] + \frac{1}{L_S\sigma}u_{S\alpha} \quad (3)$$

$$\frac{di_{S\beta}}{dt} = -\frac{1}{L_S\sigma} \left[\bar{R}i_{S\beta} - \frac{L_m R_R}{L_R^2} \Psi_{R\beta} + \frac{L_m}{L_R} \omega_R \Psi_{R\alpha} \right] + \frac{1}{L_S\sigma} u_{S\beta} \quad (4)$$

Az (1)÷(4) egyenletek az ortogonális álló koordinátarendszerben érvényesek, érdemes ezeket a rotorfluxushoz rögzített forgó, úgynevezett d, q koordinátarendszerbe [1] transzformálni a Park transzformáció segítségével, hiszen ebben a koordinátarendszerben minden vektor állni fog (a motor normál működése során mindegyik vektor azonos szögsebességgel forog). A transzformáció után a fluxusnak csak egy, d irányú komponense lesz. A fluxus helyett egy új mennyiség, a mágnesezési áram kerül bevezetésre:

$$\bar{i}_{mR} = \frac{1}{L_m} \bar{\Psi}_R(t) e^{j\varepsilon_R(t)} \quad (5)$$

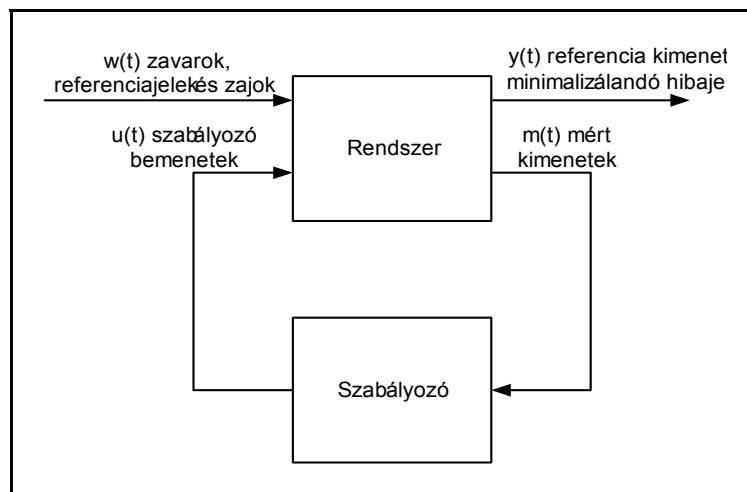
A rendszer állapotegyenlete i_{mR} , i_{Sd} és i_{Sq} -t állapotváltozókkal a forgó koordinátarendszerben $T_R = L_R / R_R, T_S = L_S / R_S$ esetén a következő lesz [1]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{mR} \\ i_{Sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_S} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_R} & \frac{1-\sigma}{\sigma T_R} & \omega_F \\ \frac{1}{T_R} & -\frac{1}{T_R} & 0 \\ -\omega_F & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \omega_F & -\frac{1}{\sigma T_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{mR} \\ i_{Sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Sd} \\ u_{Sq} \end{bmatrix} \quad (6)$$

ahol a $\omega_F = \omega_R + \omega_s$ a fluxus sebesség értéke és ω_s a szlipsebesség.

3. A H_∞ szabályozó elméleti háttere

A szabályozási probléma megfogalmazása általános esetben a következő [2]: adott az 1. ábrának megfelelő szabályozási struktúra. A rendszer bemenetei a zavarok, zajok, parancsjelek, referencia és a szabályozó által előállított jelek.



1. ábra
Standard H_∞ szabályozási probléma

A rendszer kimenetei egyrészt a mért fizikai mennyiségek, másrészt az úgynevezett referencia kimenet, amelynek minimalizálása lesz a cél a szabályozó tervezési eljárás során. A rendszer viselkedését leíró állapotter egyenletek a következők:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + B_u u(t) + B_w w(t) \\ y(t) &= C_y x(t) + D_{yu} u(t) \\ m(t) &= C_m x(t) + D_{mw} w(t)\end{aligned}\tag{7}$$

ahol A a rendszermátrix, B_u a szabályozó bemenet bemeneti mátrixa, B_w a zavarok bemeneti mátrixa, C_y a kimeneti mátrix, D_{yu} a bemenet kimenetre gyakorolt hatását jellemzi, C_m a mérési mátrix és D_{mw} a mérési zajmátrix.

Teljesülniük kell továbbá a következő feltételeknek:

$$D_{mw} B_w^T = 0, \quad D_{mw} B_w^T = 0, \quad D_{yu}^T C_y = 0, \quad D_{yu}^T D_{yu} = I\tag{8}$$

Az előbbi feltételek értelmében a rendszer bemenetein jelentkező zavarok és a mérési zajok eltérőek, a kimeneti egyenlet normalizálja a mérési zajokat, a referencia kimenet egy, csak az állapotoktól függő részből és egy, csak a szabályozó bemenettől függő részből áll és a szabályozó bemenettől függő rész maga a szabályozó bemenet vagy annak transzponáltja. További feltételezés, hogy a rendszer irányítható a szabályozó bemenet és a zavarok felől, megfigyelhető a mért kimenetek és a referencia kimenet felől (ez garantálja a rendszer stabilizálhatóságát visszacsatolás segítségével).

A szuboptimális H_∞ szabályozási probléma [3] azon visszacsatolásos szabályozó megtalálása, amelyre az alábbi zárt kör átviteli függvényének normája korlátos adott $[0, t_f]$ intervallumon, azaz:

$$\|G_{yw}\|_{\infty, [0, t_f]} = \sup_{\|w(t)\|_{2, [0, t_f]} \neq 0} \frac{\|y(t)\|_{2, [0, t_f]}}{\|w(t)\|_{2, [0, t_f]}} < \gamma\tag{9}$$

A probléma megoldása két Riccati egyenlet megoldásával adható meg. A Riccati egyenletek megoldásai idővariáns mátrixok lesznek. Az így kapott szabályozó becselő részének erősítése és az állapotvisszacsatoló részének erősítése állandósult állapotot érnek el bizonyos idő után, így olyan alkalmazási területeken, ahol az időbeli működési időtartomány nagy a tranziensek idejéhez képest, az idővariáns szabályozó helyett használhatók az állandósult állapotbeli értékek. Az állandósult állapotú H_∞ szabályozó megoldása a következő szuboptimális szabályozási problémának [3].

A következő feladat azon lineáris, időinvariáns szabályozó megtalálása, amelyet a Laplace tartományban a (10) egyenlet ír le és amely stabilizálja a zártkörű rendszert és a zárt kör normája korlátos (11):

$$u(s) = K(s)m(s)\tag{10}$$

$$\|G_{yw}\|_{\infty} < \gamma\tag{11}$$

A szabályozó kiszámítása ebben az esetben leegyszerűsödik a következő két Riccati egyenlet megoldására megfelelően nagy γ esetén:

$$PA + A^T P - P(B_u B_u^T - \gamma^{-2} B_w B_w^T)P + C_y^T C_y = 0 \quad (12)$$

$$AQ + QA^T - Q(C_m^T C_m - \gamma^{-2} C_y^T C_y)Q + B_w B_w^T = 0 \quad (13)$$

Ezeket a mátrixegyenleteket P -re illetve Q -ra kell megoldani. Ha a pozitív szemidefinit megoldásokra igaz, hogy

$$\left\{ A - (B_u B_u^T - \gamma^{-2} B_w B_w^T)P \right\} \text{ és } \left\{ A - Q(C_m^T C_m - \gamma^{-2} C_y^T C_y) \right\}$$

stabil, vagyis a mátrixok sajátértékeinek valós része negatív, valamint $\rho(PQ) < \gamma^2$, azaz a spektrális rádiusz (a sajátértékek abszolút értékeinek maximuma) korlátos, akkor a szabályozó, amely a rendszerrel azonos rendű, a (14) állapotter reprezentációval adott és a mátrixai a (15) és (16) alapján számíthatók ki.

$$\begin{aligned} \dot{x}_c(t) &= A_c(t)x_c(t) + B_c(t)m(t) \\ u(t) &= C_c(t)x_c(t) \end{aligned} \quad (14)$$

$$A_c(t) = A + \gamma^{-2} + B_w B_w^T P(t) - B_u B_u^T P(t) - (I - \gamma^{-2} Q(t)P(t))^{-1} Q(t) C_m^T C_m \quad (15)$$

$$B_c(t) = (I - \gamma^{-2} Q(t)P(t))^{-1} Q(t) C_m^T, \quad C_c(t) = -B_u^T P(t) \quad (16)$$

4. A szabályozó tervezése

A 2. fejezetben ismertetett modell segítségével került sor a szabályozó tervezésre az aszinkronmotorhoz. Az egyszerűsítési lépések hasonlóak az előbbi fejezetben tárgyaltakkal, itt azonban nem történik meg a lineáris és nemlineáris tagok szétválasztása. Mint ismeretes, a motor folyamatos működése során fontos a fluxus konstans szinten tartása, a modell átalakítása ennek függvényében munkaponti linearizálással kerül levezetésre [4]. A mező orientált szabályozás során a d szabályozási kör segítségével valósítható meg a fluxus állandó szinten tartása.

Tegyük fel, hogy az előbbi követelménynek sikerült megfelelni. Az (5) egyenletből ezért az következik, hogy ekkor a mágnesezési áram konstans.

$$\frac{di_{mR}(t)}{dt} = \frac{1}{T_R} i_{Sd}(t) - \frac{1}{T_R} i_{mR}(t) \quad (17)$$

A (17) egyenletben ekkor az első tag zérus és emiatt $i_{Sd} = i_{mR}$, továbbá i_{mR} is konstans, ezért $\frac{di_{Sd}(t)}{dt} = 0$.

A motor dinamikus viselkedése így már két differenciálegyenlettel írható le:

$$\frac{di_{Sq}(t)}{dt} = -\frac{1}{\sigma T_S} i_{Sq}(t) - \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega_F(t) i_{mR}(t) - \omega_F(t) i_{Sd}(t) + \frac{1}{\sigma L_S} u_{Sq}(t) \quad (18)$$

$$\frac{d\omega_R(t)}{dt} = \frac{3}{2} \frac{p^2}{J} (1-\sigma) L_S i_{mR}(t) i_{Sq}(t) - \frac{p}{J} m_L \quad (19)$$

Az adott feltételek mellett így a (21) és (22) összefüggések felhasználásával felírható ebből a szabályozó tervezéséhez az egyszerűsített modell:

$$\omega_R = \omega_F - \frac{i_{Sq}}{T_R i_{mR}^{ref}}, \quad i_{mR} = i_{mR}^{ref} \quad (20)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Sq} \\ \omega_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_S} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{T_R} - \frac{1}{T_R} & -\frac{1-\sigma}{\sigma} i_{mR}^{ref} - i_{mR}^{ref} \\ \frac{2}{3} \frac{p^2}{J} (1-\sigma) L_S i_{mR}^{ref} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sq} \\ \omega_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} \\ 0 \end{bmatrix} u_{Sq} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \end{bmatrix} m_L \quad (21)$$

A szabályozni kívánt rendszer általános esetben a következő egyenletekkel írható le:

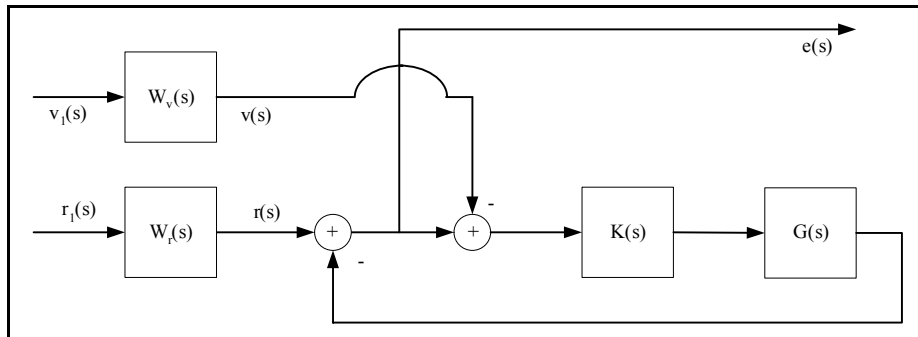
$$\dot{x}(t) = Ax(t) + [B_u B_w] \begin{bmatrix} u(t) \\ w(t) \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} m(t) \\ y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_m \\ C_y \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 & D_{mw} \\ D_{yu} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(t) \\ w(t) \end{bmatrix} \quad (23)$$

Az egyszerűsített modellt (21) kell ilyen alakra hozni.

A szabályozás egyik fontos célja az előírt referenciajel követése. Ehhez a legjobb módszer súlyfüggvények definiálása [5] a referenciára és mérési zajra a 2. ábrának megfelelően.

Ezáltal a két differenciálegyenletből álló rendszer (21) kiegészül még két differenciálegyenlettel, és együtt egy negyedrendű rendszert alkotnak, ahol az új állapotváltozók x_r és x_v .



2. ábra
Súlyfüggvényekkel kiegészített rendszer

A szabályozással szembeni további elvárás a nulla maradandó szabályozási eltérés elérése, ezért a referenciajel $r_I(s)$ súlyozó függvénye $W_R(s) = 1/(s + \varepsilon)$ alakú, ahol ε kicsi érték. Továbbá a mérési zaj súlyozó függvénye $W_v(s) = s/(s + 10)$ alakú.

Az kapott új állapotegyenlet:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Sq} \\ \omega_R \\ x_r \\ x_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & 0 \\ a_{21} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\varepsilon & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -10 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sq} \\ \omega_R \\ x_r \\ x_v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [u_{Sq}] + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -\frac{p}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 10 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_L \\ r \\ v \end{bmatrix} \quad (24)$$

Ebben az esetben a_{11} , a_{12} és a_{21} értéke a (21)-ben szereplő értékeknek felelnek meg, míg \square a hangolási paraméter aminek jellemzően kicsi az értéke (0.01). A (22)-(23) egyenleteknek megfelelő összeállítás eléréséhez a kimeneti egyenletet kell megfogalmazni. A mért érték a rendszerben a referenciasebesség és a valós sebesség különbsége a mérési zajjal terhelve. A referencia kimenet (a szabályozó ezt a kimenetet minimalizálja) egyrészt a sebességeltérésből (a mérési zaj nélkül), ennek súlyozása c_{track} (szintén tervezési paraméter), másrészt a szabályozó jelből áll, ennek együtthatója c_{sig} pedig szintén hangolási paraméter.

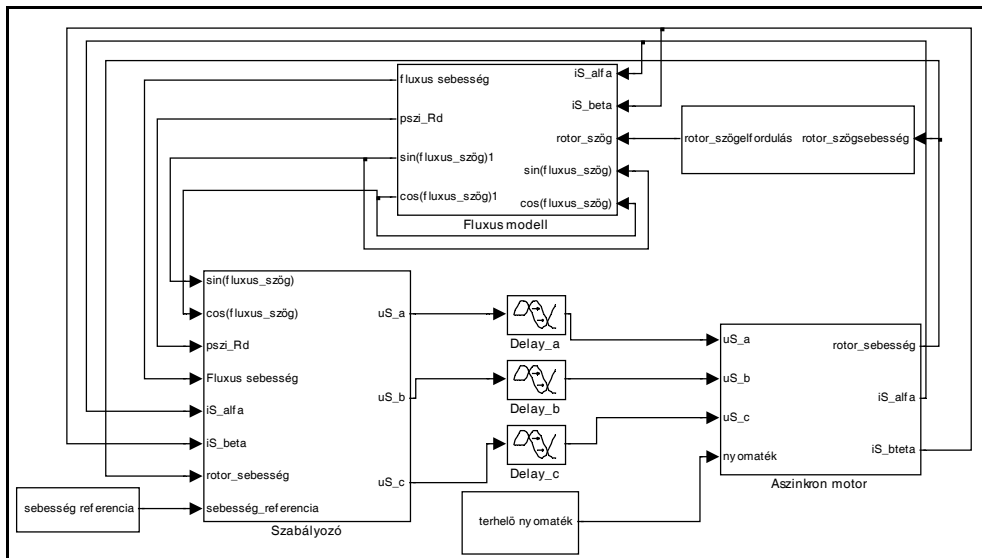
$$\begin{bmatrix} m(t) \\ y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 & -1 \\ -c_{track} & 0 & c_{track} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sq} \\ \omega_R \\ x_r \\ x_v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ c_{sig} \end{bmatrix} [u_{Sq}] + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_L \\ r \\ v \end{bmatrix} \quad (25)$$

A c_{sig} értéke kicsi, hiszen a szabályozó célja ezen érték véges szinten tartása, de nem szabad azt nulla szint közelébe hoznia. A másik két tervezési paraméter c_{track} és \square segítségével a zajérzékenység állítható, ezek azonban egymástól nem állíthatók függetlenül, hiszen ha a rendszer érzékeny a sebességeltérésre, akkor érzékeny lesz a mérési zajra is (ez ugyanolyan hibajellet generál).

Elődleges szempont volt a jó referenciakövetés, ezért c_{track} értéke alapján történt a hangolás. A (24) és (25) egyenletek segítségével lett a szabályozó megtervezve, az alábbi értékeket alkalmazva: $\varepsilon = 0.01$, $c_{track} = 2$, $c_{sig} = 0.001$, valamint az optimálisnál 10%-kal nagyobb \square értékek.

5. A szabályozó szimulációja

A szabályozási rendszer szimulációja a MATLAB/Simulink programozási környezetben készült [7, 8]. Az ábrának megfelelő összeállítás szerint. A rendszer átfogó képe a 3. ábrán látható. A motor bemenetei az állórészi feszültségek, illetve a terhelő nyomaték, a kimenete a rotor szögsebessége, illetve a mért áramok. A szabályozó és motor közötti késleltetésnek a valós rendszerekben a szabályozó feszültséget előállító inverter működése során jelentkező késleltetések miatt van szükség. A fluxus modell biztosítja a mennyiségek elforgatásához szükséges szöget, illetve a becsült fluxus értéket, amely a d szabályozási körhöz szükséges.



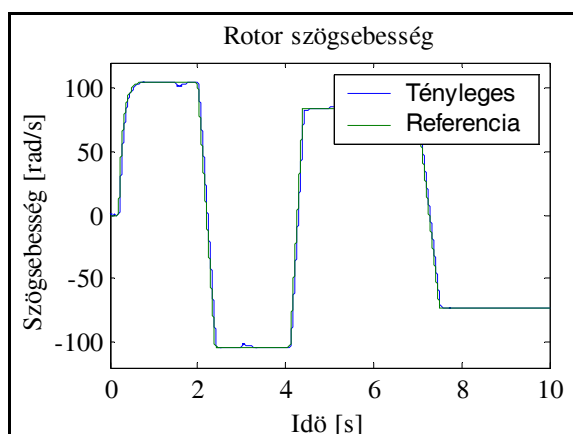
3. ábra

A szabályozási rendszer SIMULINK modelljének felépítése

A szabályozó blokkon belül található a két különálló (d és q) szabályozási kör, a koordinátarendszerek közötti transzformációért felelős blokkok, valamint a mérési zajt előállító blokk és limitáló blokkok. A szabályozás igényeinek való minél jobb megfelelés érdekében a q kör szabályozója integrátor tagot is tartalmaz, így nem lesz maradandó szabályozási eltérés.

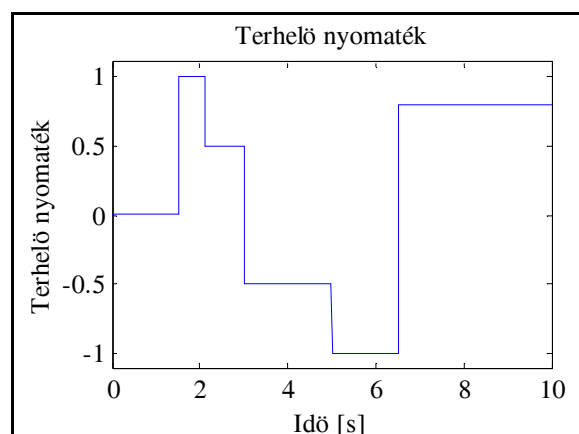
6. Szimulációs eredmények

A szimuláció során lehetőség nyílik különböző referenciajelek esetén a rendszer várható viselkedését megfigyelni. Az alábbi ábrák a lefutatott szimulációk eredményeit mutatják. A 4. ábra a referenciakövetési tulajdonságot szemlélteti, kezdetben az előírt fluxus kialakulásáig nincs sem terhelő nyomaték, sem sebességreferencia, a szimulációhoz használt terhelő nyomaték a mellette látható ábrán található. Jól láthatóan a szabályozó teljesíti a tőle elvárt legalapvetőbb követelményt, vagyis jól követi a megadott referenciát.



4. ábra

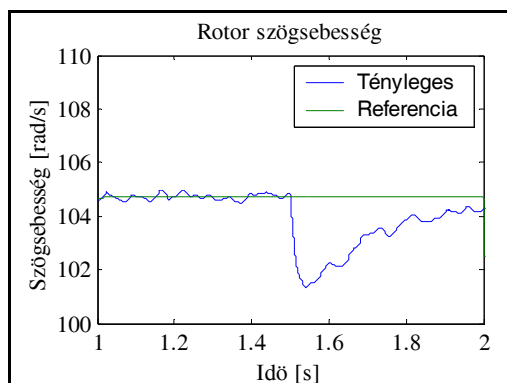
A referenciakövetés vizsgálata



4. ábra

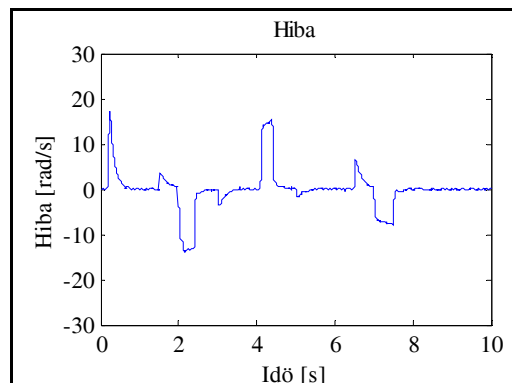
A terhelő nyomaték

A 6. ábrán az 1 és 2 másodperc közötti részt kinagyítva jól látható a terhelő nyomaték változásának hatása. A változás pillanatában a sebesség a változás irányától függően elmozdul a stacionárius állapotból valamilyen irányba, amíg a szabályozó a motor nyomatékát a kívánt értékre nem változtatja. A 7. ábra mutatja a szabályozás során előálló hibajeleket, amely jól láthatóan stacionárius állapotban nullához tart.



6. ábra

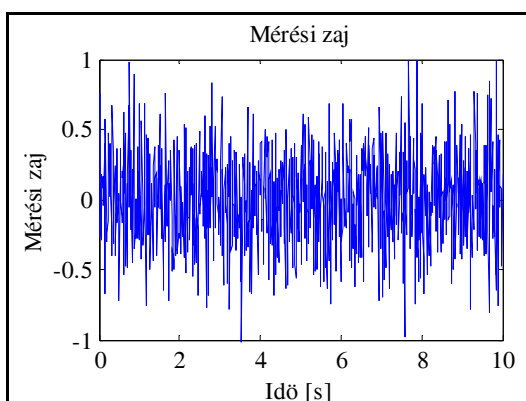
A nyomatékváltozás hatása



7. ábra

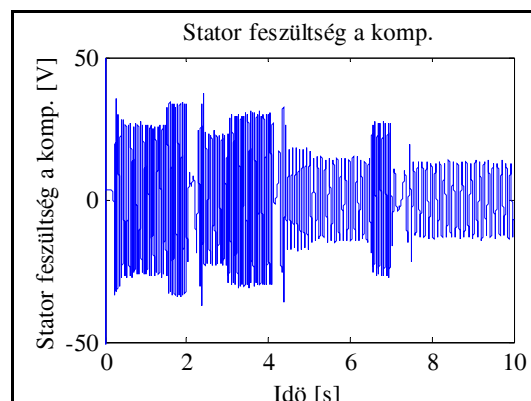
A sebességeltérés értéke

A 8. és 9. ábra a mérési zajt, illetve a motor bemenetén megjelenő állórészi feszültség a komponensét mutatja, amelyen jól látszik a feszültség amplitúdójának és frekvenciájának változása a sebesség és a terhelés változása függvényében.



8. ábra

A használt mérési zaj

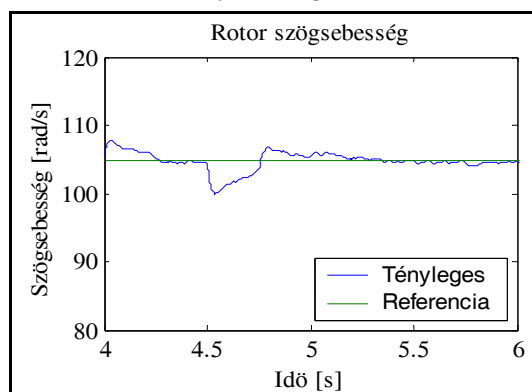


9. ábra

A motor feszültség bemenete

A további eredményeket tanulmányozva megállapítható, hogy sikerült a feltevésnek megfelelően a fluxus konstans szinten tartása.

A 10. ábra gyorsan változó terhelő nyomaték mellett mutatja a sebességet. Ennek fontos szerepe lehet az alkalmazásokban, hiszen a sebesség szinten tartása fontos akkor is, ha a terhelő nyomaték időközben megváltozik. Ez utóbbi eredmény jól mutatja a rendszer robusztusságát is.



10. ábra

A referencia tartása nyomatékváltozás esetén

7. Következtetések

Az eredményeket tanulmányozva bebizonyosodott, hogy a tervezett szabályozót alkalmazó rendszer jó eredményeket mutat, teljesíti a tőle elvárt követelményeket (jó referenciakövetés, zavarok hatásainak csökkentése) és zajos környezetben is robusztus viselkedést mutat. A jó dinamikus viselkedés és egyszerűség alkalmassá teszik valós idejű alkalmazásokban történő használatra.

Mindezek miatt a rendszert megépítették, dSPACE DS1102 típusú DSP kártyán implementálva a vezérlési kódokat. A kísérleti rendszer szintén jó eredményeket mutatott [8].

8. Köszönetnyilvánítás

Ez a publikáció részben a "Magyar-román kormányközi TÉT együttműködés 2003 - 2004" részét képező "Adaptív és robusztus algoritmusok vizsgálata váltakozó áramú motorok sebesség érzékelő nélküli szabályozásához" című, 13/2002 számú kutatási projekt keretében elvégzett kutatómunka eredményei alapján készült.

9. Irodalomjegyzék

- [1] Fodor, D.: Real-Time Digital Signal Processor Based Vector Sensorless Control of Induction Motor, PhD Thesis, 2001.
- [2] Brunsbach, B-J., Henneberger, G.: Einsatz eines Kalman-Filters zum feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschine ohne mechanische Sensoren, Archiv für Elektrotechnik, 1990.
- [3] Burl, J.B.: Linear Optimal Control and methods. Addison Wesley Longman Inc., 1999.
- [4] Fodor, D., Szalay, L., Bíró, K.: H_∞ output feedback controller design for AC motor control, Proceedings of the 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC '2002), Dubrovnik & Cavtat, cikk CD-n: T9-055.pdf.
- [5] Skogestad, S., Postlethwaite, I.: Multivariable Feedback Control Analysis and Design, John Wiley & Sons Ltd. 1996.
- [6] Szabó, L.: Medii de programare uzuale în ingineria electrică - MATLAB, Editura MEDIAMIRA, Cluj-Napoca, 2003.
- [7] ***: Using Simulink Version 4, The MathWorks Inc., Natick, 2000.
- [8] Fodor, D., Szalay, L., Vass, J., Bíró, K., Szabó, L.: Experimental Investigation on Robust Control of Induction Motor Using H_∞ Output Feedback Controller, Proceedings of The International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE 2003), 24-26 September 2003, Podbanské (Szlovákia). Nyomtatásban.

A távhőellátás környezeti haszna

Environmental Benefit of Cogeneration

Dr. Gács Iván

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Energetikai Gépek és Rendszerek Tanszék

Abstract

The paper shows that the cogeneration makes the fuel saving possible and consequently decreasing the environmental pollution. The main result of cogeneration is the decreasing of air pollutant emission of carbon dioxide and nitrogen oxides. An other benefit is that the emission in the most cases will be far from the densely populated area. A numerical evaluation is shown for the properly planned cogeneration.

1. Bevezetés

Magyarországon az energiahordozók felhasználásának mintegy harmada fordítódik fűtésre, nem közömbös a környezet szempontjából, hogy a fűtési hőigények kielégítése mekkora környezetterhelést eredményező technológiával oldódik meg. Ez a mutató más, hasonló klímájú országban is e körül mozoghat. A legkedvezőbb energetikai mutatókkal megvalósítható hőellátási mód a kapcsolt energiatermelési módokat (is) alkalmazó távhőellátás. Ugyanakkor a távhőellátás köre szélesebb is lehet, mint a fűtési hőigények kielégítése: a távhőellátás kiterjedhet a technológiai hőigények (gőzigények) kielégítésére is.

Mint a továbbiakban bemutatjuk, a kapcsolt energiatermelés módot ad arra, hogy a hőigények kielégítésének legkisebb alapenergiához való felhasználással és legkisebb környezetterheléssel járó megoldását valósítsuk meg. Ugyanakkor hangsúlyozni kell, hogy nem minden távhőellátás tesz eleget e feltételeknek. Azok a távhőrendszerek, amelyek kapcsolt energiatermelés nélkül vagy elavult, korszerűtlen paraméterű berendezésekkel állítanak elő távhőt, általában inkább a környezetterhelés és az energiahordozó igény növekedését eredményezik.

Ha azt kívánjuk értékelni, hogy egy távhőszolgáltatás környezetbarát-e, elsőként azt a kérdést kell feltenni, hogy **mihez képest?**

Viszonylag egyértelmű a helyzet, ha egy meglévő, valamilyen egyedi fűtéssel rendelkező körzetet állítanak át távhőellátásra. Ilyenkor az átállítás előtti és utáni állapotok összehasonlítása lehet az értékelés alapja. Ilyen átállítás a 60-as, 70-es években elég gyakori volt, korunkban azonban nem jellemző.

Ha nem távhőre történő átalakítást, hanem eleve távhőellátással létesült körzetet kell értékelni, akkor csak egy fiktív, feltételezett ellenváltozattal lehet az összehasonlítást elvégezni. Az összehasonlító hőellátási módként a továbbiakban - itt nem részletezhető okok miatt - az épületenkénti egyedi gázkazánt választjuk.

2. A távhőellátás környezeti hatásai

A hőellátás messze kiemelkedő jelentőségű környezeti hatása a levegőszennyezés. Az egyéb szennyezések (víz, talaj, zaj, hulladék) viszonylag csekélyek a levegőszennyezési hatásokhoz

képest. Ugyanígy az is belátható, hogy a hőellátás - mint minden tüzelőanyag-felhasználással járó tevékenység - esetében az életút teljes kibocsátásának messze kiemelkedő hányada a technológia közvetlen tüzelőhő felhasználásakor keletkező szennyezőanyagok mennyisége. Ennek megfelelően a környezeti előnyt az üzemelés alatti levegőszennyező kibocsátásokból kiindulva kell értékelni.

A levegőkörnyezeti hatáson belül értékelni kell a kibocsátások és az immissziók alakulását. Jelen dolgozat csak a kibocsátás értékelésével foglalkozik, a környezeti koncentrációk alakulásával és számításával más források foglalkoznak [1]...[4].

3. Kibocsátások meghatározása

A szennyezőanyag kibocsátásokat általában a következő összefüggéssel lehet leírni:

$$E = \dot{Q}_{üi} \cdot f \cdot (1 - \varepsilon), \text{ g/s}$$

ahol $\dot{Q}_{üi}$ a felhasznált tüzelőanyag hőteljesítmény, MW, f a fajlagos szennyezőanyag keletkezési ráta, g/MJ, ε pedig a szennyezőanyag leválasztási foka a természetes leválasztódási folyamatok és a leválasztó berendezés hatásának figyelembevételével.

Mivel a hőellátásnál vizsgálandó szennyezőanyagokra (nitrogénoxidra és széndioxidra) nincs sem természetes leválasztódási folyamat, sem leválasztó berendezés (legalábbis az esetek többségében), ezért az összefüggésből az $(1 - \varepsilon)$ tényező általában elhagyható.

3.1. Fajlagos szennyezőanyag keletkezés

A fajlagos szennyezőanyag keletkezés földgáz tüzelés esetén széndioxidra tüzelési módtól függetlenül:

$$f_{CO_2, \text{gáz}} = 56 \pm 1 \text{ g/MJ}$$

A fajlagos szennyezőanyag keletkezési tényező nitrogénoxidra erőteljesen függ a tüzelési módtól és a berendezés méretétől. A tüzelőberendezések jelentős részére különböző rendeletek rögzítenek felső határértékeket. Ezek a határértékek a füstgázban megengedett koncentrációk és vonatkoztatási oxigéntartalom formájában adják meg, de ezek az értékek átszámíthatók g/MJ mértékegységű fajlagos kibocsátásokká.

3.2. Tüzelőanyag hőteljesítmény

A hőigények kielégítéséhez szükséges tüzelőanyag hőteljesítmény:

$$\dot{Q}_{üi} = q_Q \cdot \frac{\dot{Q}_0}{\eta_f \cdot \eta_{sz}}, \quad (1)$$

ahol \dot{Q}_0 a megfelelő belső hőmérséklet fenntartásához szükséges fűtési hőteljesítmény, q_Q a hőtermelés fajlagos hőfelhasználása, η_f a felhasználás hatásfoka, η_{sz} pedig a hőszállítás hatásfoka.

A felhasználás hatásfoka:

$$\eta_f = \frac{\dot{Q}_0}{\dot{Q}_{bevitt}}, \quad (2)$$

ami jól szabályozható egyedi fűtésnél egynek tekinthető, kevésbé jól szabályozható fűtési rendszerrel az átlagos túlfűtés mértékétől függően egyenlő kisebb érték. Magyarország klimatikus viszonyai között 1°C évi átlagos túlfűtés kb. 6% többlet energia-bevitelt jelent. Ha összehasonlítási alapként nem az egyedi lakásfűtést tekintjük, hanem a - sokkal realisabb - házankénti központi fűtést, akkor a fűtési egyenletlenségekből eredeztethető felhasználási hatások nem mutathatnak lényeges eltérést a távhőellátást tartalmazó változathoz képest.

A hőszállítás hatásfoka:

$$\eta_{sz} = \frac{\dot{Q}_{bevitt}}{\dot{Q}_{kiadott}}, \quad (3)$$

ahol $\dot{Q}_{kiadott}$ a központosított hőforrásból kiadott hőteljesítmény, ami a hőszállító vezetékek hővesztésével nagyobb, mint a fogyasztóhoz bevitt hőteljesítmény. Ilyen hővesztés nem terheli az egyedi hőellátási módokat.

E két veszteségtényező - ill. annak növekménye - a központos hőellátási módokat terheli, általában 5...20% veszteséget okozva. A kulcs tényező ezek után a q_Q fajlagos hőfelhasználás (hőráfordítás), ami közvetlen (kazánban történő) hőtermelésnél a kazán hatásfokának reciproka (azaz általában 1,1...1,25), kapcsolt energiatermelésnél jóval egy alatt lehet.

A kapcsolt energiatermelésnél elérhető tüzelőanyag-felhasználás és az abból következő kibocsátás-csökkenés számításának módját [5]...[7] alapján mutathatjuk be, kizárólag ellennyomású jellegű hőtermelésre. Ilyenek az ellennyomású gőzkörfolyamat vagy azt tartalmazó gáz/gőz kombinált ciklus és a teljes hőhasznosítást megvalósító gázturbina körfolyamat vagy gázmotor. Az elvételes jellegű hőtermelés kezelhető olyan módon, mint egy közös berendezésben szuperponált ellennyomású kapcsolt energiatermelés és egy egycélú, csak villamosenergiát termelő folyamat.

Erre az esetre a tüzelőhő megtakarítást az irodalom a következő formában írja fel:

$$\dot{Q}_{meg} = \frac{\dot{Q}}{\eta_{FM}} + \frac{P}{\eta_{KE}} - \frac{\dot{Q}+P}{\eta_k} = \dot{Q} \cdot \left[\frac{1}{\eta_{FM}} - \frac{1}{\eta_k} + \sigma \cdot \left(\frac{1}{\eta_{KE}} - \frac{1}{\eta_k} \right) \right], \quad (4)$$

ahol \dot{Q} a kapcsolt energiatermelésnél kiadott hőteljesítmény, P ugyanott a villamos teljesítmény, η_k a kapcsolt energiatermelés hatásfoka, η_{FM} a kiváltott, kapcsolt energiatermelés nélküli (pl. fűtőműves) hőellátás hatásfoka, η_{KE} a kiváltott, kapcsolt energiatermelés nélküli (pl. kondenzációs) villamosenergia-termelés hatásfoka, σ pedig a fajlagos kapcsolt villamosenergia-termelés:

$$\sigma = \frac{P}{\dot{Q}}. \quad (5)$$

A hatásfokok értelmezése a következő:

$$\eta_k = \frac{\dot{Q}+P}{\dot{Q}_{ü,k}}, \quad \eta_{FM} = \frac{\dot{Q}}{\dot{Q}_{ü,FM}}, \quad \eta_{KE} = \frac{P}{\dot{Q}_{ü,KE}}, \quad (6)$$

ahol a $\dot{Q}_{\ddot{u},j}$ a j típusú energiatermelő berendezés bevitt tüzelőanyag hőárama.

Fajlagos tüzelőhő megtakarítást többféle módon is definiálhatunk. Az irodalomban általában a fűtési hőteljesítményre fajlagosítást találhatjuk (α_{meg}), esetünkben azonban célszerű bevezetni a nem kapcsolt energiatermelés összes hőfelhasználására fajlagosított hőmegtakarítás fogalmát is (β_{meg}):

$$\alpha_{meg} = \frac{\dot{Q}_{meg}}{\dot{Q}} = \frac{1}{\eta_{FM}} - \frac{1}{\eta_k} + \sigma \cdot \left(\frac{1}{\eta_{KE}} - \frac{1}{\eta_k} \right), \quad (7)$$

$$\beta_{meg} = \frac{\dot{Q}_{meg}}{\dot{Q}_{\ddot{u},FM} + \dot{Q}_{\ddot{u},KE}} = \frac{\frac{1}{\eta_{FM}} - \frac{1}{\eta_k} + \sigma \cdot \left(\frac{1}{\eta_{KE}} - \frac{1}{\eta_k} \right)}{\frac{1}{\eta_{FM}} + \frac{\sigma}{\eta_{KE}}} = 1 - \frac{1 + \sigma}{\frac{\eta_k}{\eta_{FM}} + \frac{\sigma \cdot \eta_k}{\eta_{KE}}}. \quad (8)$$

Ezt a gondolatmenetet azonban esetünkben kissé korrigálni kell. Ez ugyanis azon alapul, hogy központos hőellátást (fűtőműves) cserélünk le egy másfajta, kapcsolt energiatermelést is tartalmazó központos hőellátásra. Esetünkben azonban azt akarjuk vizsgálni, hogy milyen változás következik be az egyedi hőellátásról központosítottá történő átálláskor. Ez azt jelenti, hogy a kiadott hőteljesítmény nem azonos a megfelelő belső hőmérséklet fenntartásához szükséges fűtési hőteljesítménnyel, hanem annál az (1)...(3) összefüggésnél leírt veszteségekkel nagyobb mértékű. A továbbiakban célszerűen mindent az (1) összefüggésben szereplő \dot{Q}_0 hőteljesítményre kell vonatkoztatni. Ehhez vezessük be a központos hőellátást terhelő veszteségeket együttesen figyelembe vevő

$$\eta_{kp} = \eta_f \cdot \eta_{sz} = \dot{Q}_0 / \dot{Q}_{kiadott} \quad (9)$$

hatásfokot. Evvel, továbbá a fűtőművi hatásfok helyett az egyedi tüzelőberendezés η_e hatásfokának bevezetésével a (4), (7) és (8) összefüggések új alakja:

$$\dot{Q}_{meg} = \frac{\dot{Q}_0}{\eta_e} + \frac{P}{\eta_{KE}} - \frac{\dot{Q}_{kiadott}}{\eta_k} + P = \dot{Q}_0 \cdot \left[\frac{1}{\eta_e} - \frac{1}{\eta_k \cdot \eta_{kp}} + \frac{\sigma}{\eta_{kp}} \cdot \left(\frac{1}{\eta_{KE}} - \frac{1}{\eta_k} \right) \right], \quad (10)$$

$$\alpha_{meg} = \frac{1}{\eta_e} - \frac{1}{\eta_k \cdot \eta_{kp}} + \frac{\sigma}{\eta_{kp}} \cdot \left(\frac{1}{\eta_{KE}} - \frac{1}{\eta_k} \right), \quad (11)$$

$$\beta_{meg} = \frac{\frac{1}{\eta_e} - \frac{1}{\eta_k \cdot \eta_{kp}} + \frac{\sigma}{\eta_{kp}} \cdot \left(\frac{1}{\eta_{KE}} - \frac{1}{\eta_k} \right)}{\frac{1}{\eta_e} + \frac{\sigma}{\eta_{KE} \cdot \eta_{kp}}} = 1 - \frac{1 + \sigma}{\frac{\eta_k \cdot \eta_{kp}}{\eta_e} + \frac{\sigma \cdot \eta_k}{\eta_{KE}}}. \quad (12)$$

3.3. A kibocsátás-csökkenés számítása

A tüzelőanyag megtakarítás segítségével számítható a szennyezőanyag kibocsátás csökkenése is. Olyan szennyezőanyagnál, amelynek fajlagos keletkezési tényezője minden

energiatermelési módra azonos (ilyen földgáztüzelések esetén a **széndioxid**), a kibocsátás csökkenése a tüzelőanyag-felhasználás és a fajlagos keletkezési tényező szorzata:

$$E_{meg} = f_{CO_2} \cdot \dot{Q}_{meg} = f_{CO_2} \cdot \dot{Q}_0 \cdot \left[\frac{1}{\eta_e} - \frac{1}{\eta_k \cdot \eta_{kp}} + \frac{\sigma}{\eta_{kp}} \cdot \left(\frac{1}{\eta_{KE}} - \frac{1}{\eta_k} \right) \right]. \quad (13)$$

A fajlagos kibocsátás-csökkenés:

$$\alpha_{meg,E} = f_{CO_2} \cdot \left[\frac{1}{\eta_e} - \frac{1}{\eta_k \cdot \eta_{kp}} + \frac{\sigma}{\eta_{kp}} \cdot \left(\frac{1}{\eta_{KE}} - \frac{1}{\eta_k} \right) \right], \quad (14)$$

Ez - ellentétben az α_{meg} fajlagos hőmegtakarítással - nem dimenziótlan, hanem az f tényezővel megegyező (pl. g/GJ) mértékegységű mutató és azt mutatja, hogy egységnyi (pl. 1 GJ) szükséges fűtési hőigény kielégítéséhez mennyivel kisebb szennyezőanyag kibocsátás tartozik központosított, kapcsolt energiatermelés esetén.

A (12) összefüggéssel definiált fajlagos tüzelőanyag megtakarítás (β_{meg}) azonos a relatív kibocsátás csökkenés ($\beta_{meg,E}$) értékével, hiszen annak meghatározásához a számlálót és a nevezőt ugyanavval a fajlagos keletkezési tényezővel kell szorozni.

Olyan szennyezőanyagnál (esetünkben a **nitrogénoxid**), amelynél berendezés-specifikus a fajlagos keletkezési tényező, az összefüggések némileg bonyolultabbak lesznek. A kibocsátás csökkenését a (13) összefüggéshez hasonló módon számíthatjuk:

$$E_{meg} = \dot{Q}_0 \cdot \left[\frac{f_e}{\eta_e} - \frac{f_{kp}}{\eta_k \cdot \eta_{kp}} + \frac{\sigma}{\eta_{kp}} \cdot \left(\frac{f_{KE}}{\eta_{KE}} - \frac{f_{kp}}{\eta_k} \right) \right], \quad (15)$$

ahol az f_j tényezők jelentik a j típusú energiatermelő berendezés fajlagos keletkezési tényezőjét.

A fajlagos kibocsátás-csökkenést vonatkoztassuk a szükséges hőtéljesítményre:

$$\alpha_{meg,E} = \frac{f_e}{\eta_e} - \frac{f_{kp}}{\eta_k \cdot \eta_{kp}} + \frac{\sigma}{\eta_{kp}} \cdot \left(\frac{f_{KE}}{\eta_{KE}} - \frac{f_{kp}}{\eta_k} \right). \quad (16)$$

A relatív kibocsátás-csökkenések meghatározásához vezessük be a három berendezés fajlagos keletkezési tényezőinek arányszámait a következő formában:

$$\delta_e = f_e / f_{kp} \quad \text{és} \quad \delta_{KE} = f_{KE} / f_{kp}. \quad (17)$$

Evvel a relatív kibocsátás-csökkenés:

$$\beta_{meg,E} = \frac{\frac{f_e}{\eta_e} - \frac{f_{kp}}{\eta_k \cdot \eta_{kp}} + \frac{\sigma}{\eta_{kp}} \cdot \left(\frac{f_{KE}}{\eta_{KE}} - \frac{f_{kp}}{\eta_k} \right)}{\frac{f_e}{\eta_e} + \frac{\sigma \cdot f_{KE}}{\eta_{KE} \cdot \eta_{kp}}} = 1 - \frac{1 + \sigma}{\frac{\eta_k \cdot \eta_{kp} \cdot \delta_e}{\eta_e} + \frac{\sigma \cdot \eta_k \cdot \delta_{KE}}{\eta_{KE}}}. \quad (18)$$

4. A kapcsolt energiatermelés kibocsátásainak értékelése

4.1. Széndioxid kibocsátás

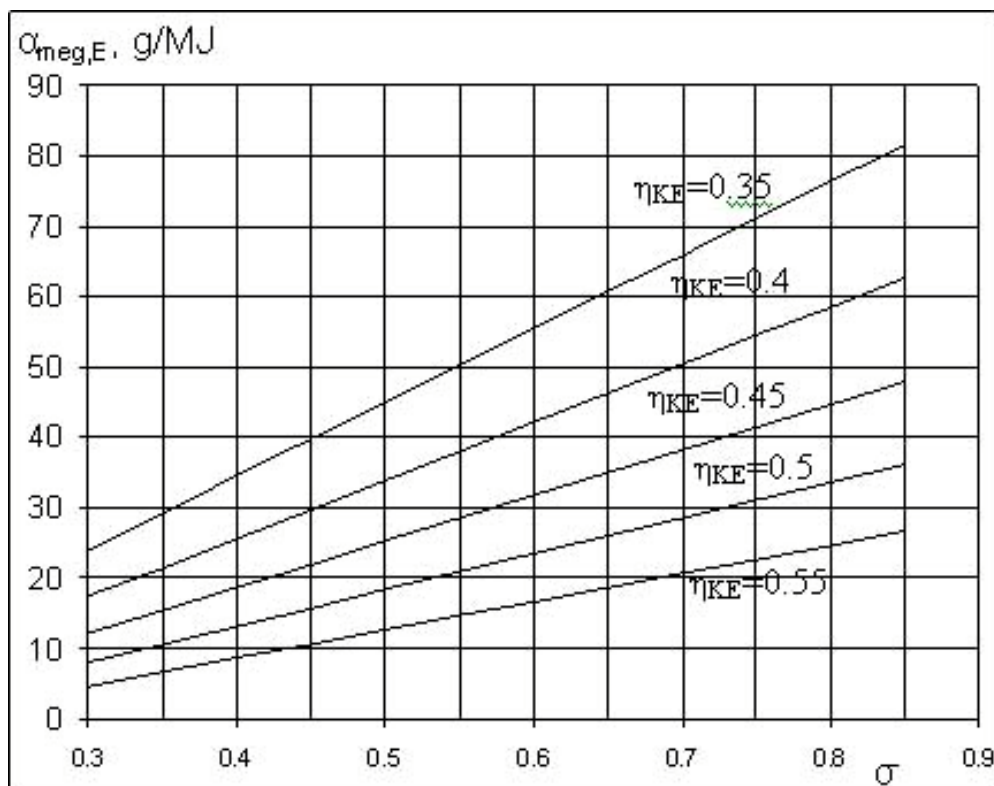
A széndioxid kibocsátás fajlagos és relatív csökkenését az **1.** és **2. ábra** mutatja be a fajlagos kapcsolt villamosenergia-termelés függvényében, a paraméter a helyettesítő kondenzációs erőmű hatásfoka. A következő adatokat állandó értéken tartottuk:

$$\eta_k = \eta_e = 0.85$$

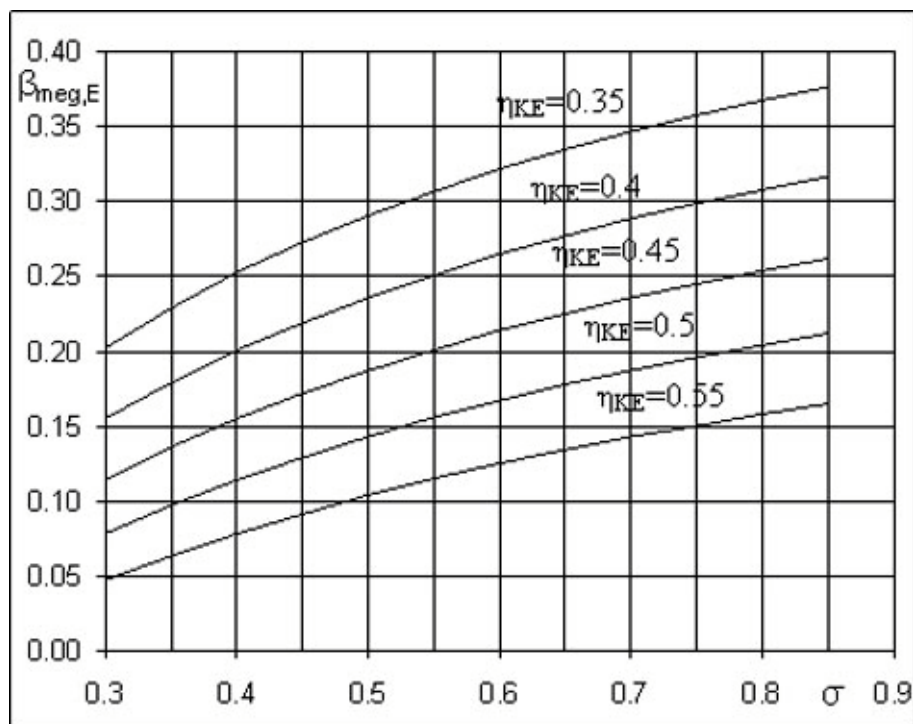
$$\eta_{kp} = 0.9$$

$$f_{CO_2} = 56 \text{ g / MJ}$$

A [8]-ban bemutatott EU direktíva tervezetben a közvetlen villamosenergia-termelés megkívánt hatásfoka földgáztüzelés esetében 55%, ami igen korszerű kombinált gáz/gőz körfolyamatú erőműben érhető el. Ugyanitt a gőzerőművi kapcsolt energiatermelésre $\sigma = 0,45$, gázmotorra $\sigma = 0,75$, kombinált gáz/gőz körfolyamatú erőműre $\sigma = 0,85$ értéket adnak meg. Ilyen paraméterek mellett a 10...27 g/MJ fajlagos kibocsátás-csökkenés és 10...16% relatív kibocsátás-csökkenés adódik. Ha figyelembe vesszük, hogy Magyarországon reálisan inkább 45-50% hatásfok vehető figyelembe még egy feltételezett kombinált ciklusú erőműben is és az alacsonyabb paraméterek miatt a fajlagos kapcsolt villamosenergia-termelés értéke is mintegy 10%-kal alacsonyabb lehet, akkor a kibocsátás-csökkenés tartománya 12-40 g/MJ és 12-24% lesz. Vagyis a kevésbé magas paraméterek mellett a kapcsolt energiatermelés haszna nő!



1. ábra
Fajlagos CO_2 kibocsátás-csökkenés



2. ábra
Relatív CO₂ kibocsátás-csökkenés

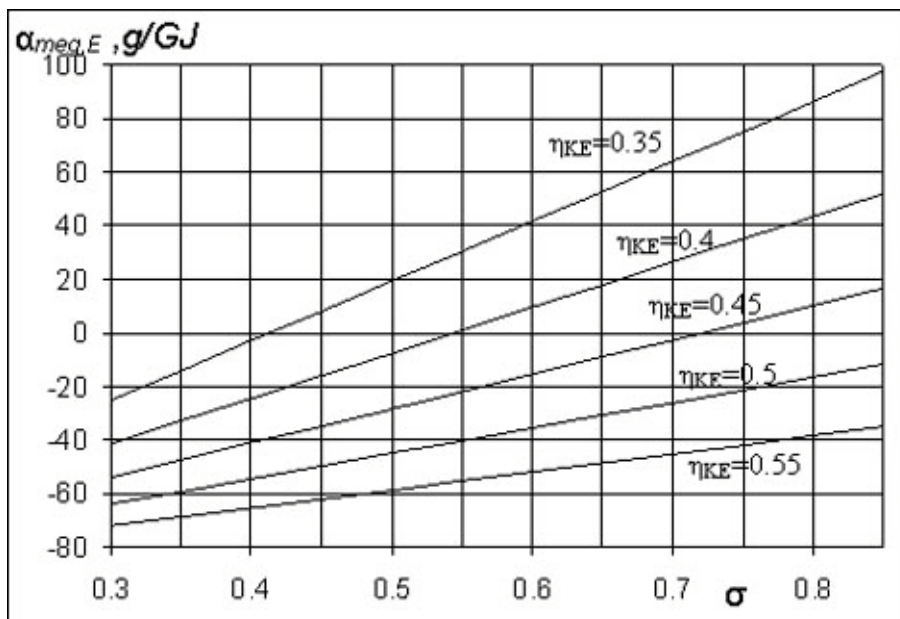
Jóval kedvezőbb értékeket kapunk, ha a mai hazai villamosenergia-rendszer nem egészen 35%-os hatásfokát vesszük alapul. Ekkor akár 70 g/MJ ill. 35% kibocsátás-csökkenés is elérhető.

Az egyedi hőellátás η_e hatásfokának javítása, a központos hőellátás veszteségeit figyelembe vevő η_{kp} hatásfok és a kapcsolt energiatermelés η_k eredő hatásfokának a rontása csökkenti a kapott értékeket. Az előző számok alapján az mondható, hogy igen korszerű villamosenergia-termelés (55% átlagos hatásfok) esetén elég hatékony és környezetbarát a kapcsolt energiatermelés, ha a kibocsátás-csökkenés értéke eléri fűtési hőre vetítve a 10-20 g/MJ értéket ill. az összes kibocsátás 10-15%-át. Ugyanakkor a Magyarországon figyelembe vehető kb. 35% átlagos kondenzációs erőművi hatásfok esetén elérhető ezen értékek közel háromszorosa is.

4.2. Nitrogénoxid kibocsátás

A nitrogénoxidok esetén elsősorban a közvetlen károsító hatások elkerülése a cél. Ennek megfelelően a lakóterületen kialakuló immisszió értékelése alapján lehet a távhőellátás előnyét kimutatni.

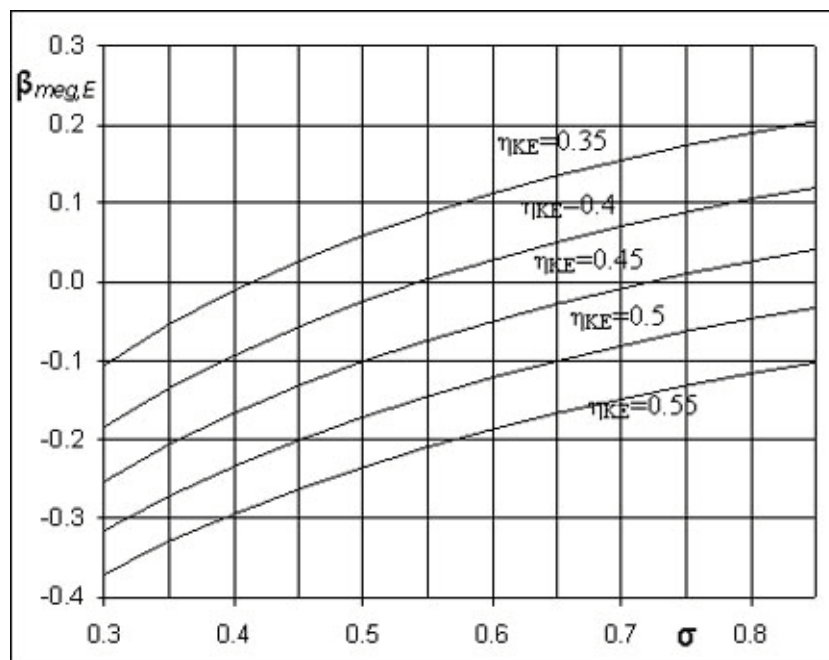
A hatékony kapcsolt energiatermelést lehetővé tevő gázturbinák és gázmotorok fajlagos nitrogénoxid kibocsátása valamivel magasabb, mint a kisebb teljesítményű egyedi fűtőberendezéseké. Ennek ellenére a kapcsolt energiatermelés alapenergiához tartozó megtakarítása lehetővé teszi, hogy a nitrogénoxid kibocsátás ne növekedjék, vagy ne növekedjék számottevően. Egységnyi fűtési hőkiadásra jutó NO_x kibocsátás csökkenés az energiatermelés jellemzőinek függvényében a **3. ábrában**, a relatív NO_x kibocsátás csökkenés a **4. ábrában** látható. Az ábrákban szembejövő a sok negatív érték, azaz kibocsátás növekedés. Ez akkor áll elő, ha minden berendezés fajlagos kibocsátása megegyezik a rendeletekben megadott határértékekkel, a fajlagos kapcsolt villamosenergia-termelés értéke alacsony és az összehasonlító villamosenergia-termelés jó hatásfokú.



3. ábra

Fajlagos NO_x kibocsátás-csökkenés

Ugyanakkor a központosított hőellátás nagyobb kibocsátás esetén is csökkentheti a lakóközvetben kialakuló immissziót. A kémény megfelelő elhelyezésével és magasságmegválasztásával elérhető, hogy a legmagasabb immissziók is csökkenjenek és az évi átlagos koncentráció is évi átlagos terhelhetőségnek csak egy csekély részét érje el. Ezt a két szempontot kell vizsgálni, ha a távhőellátás légszennyezettségre gyakorolt kedvező hatását kívánjuk értékelni.



4. ábra

Relatív NO_x kibocsátás-csökkenés

5. Irodalom

- [1] Gács I.- Bodnár I.: Levegőszennyező anyagok terjedésének modellezése. ERŐTERV Közlemények 32. p.54.-63., 1994
- [2] Gács I.: Szennyezőanyagok légköri terjedésének matematikai és fizikai modellezése. In: A levegőkörnyezet szabályozás-orientált modellezésének perspektívái. MTA-BME, Budapest, 1995. p.12.-17.
- [3] Gács I.: Energetikai levegőszennyezés matematikai modellezése. Kandidátusi értekezés. Budapest, 1988.
- [4] Gács, I. - Bihari, P.: Development of air pollution dispersion software at BUTE Department for Energy. 4th International Scientific Conference on Effective Production, Transmission and Consumption of Energy (Košice, Slovakia May 21st-24th, 2002) Acta Mechanica Slovaca, Ročník 6. 2/2002 Košice. ISSN 1335-2393 p. 221-226.
- [5] Büki G.: Fűtőerőművek és távhőrendszerek. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1980.
- [6] Büki G.: Energetika. Műegyetemi Kiadó, Budapest, 1997.
- [7] Kapcsolt energiatermelés Magyarországon. Országtanulmány II. (Tervezet) Magyar Kapcsolt Energia Társaság, 2003.
- [8] Büki G. - Szederkényi S.: EU-direktíva a kapcsolt energiatermelésről. Magyar Energetika, 2002/5.

Váltakozó áramú motorok skaláris és vektoriális szabályozási struktúrái

Scalar- and Vector-control Structures of AC Motors

**Dr. Imecs Mária¹, Incze János Jób¹,
Szabó Csaba¹, Dr. Ádám Tihamér²**

¹Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamos Hajtások és Robotok Tanszék

²Miskolci Egyetem, Automatizálási Tanszék

Abstract

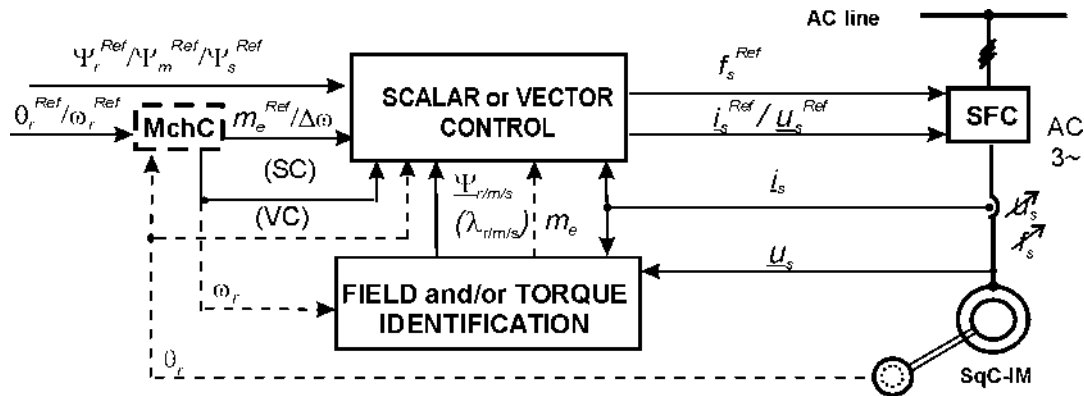
The paper deals with the synthesis of the scalar and vector control systems for AC motors, giving an overview from the classical V/f open-loop- to the field-oriented closed-loop methods. There are presented generalised block schemes for control of the brushless- and double-fed induction and synchronous motors. Analysis and comparison of the different control structures is made, considering the actuators with respect to the prescribed reference values, the external- and internal-control loops, the computation of the control variables with respect to the interaction of the control loops, based on the classical steady-state- and the generalized space-phasor machine models. There are presented simulation results of the squirrel-cage induction motor and permanent magnet synchronous one, fed by current- or voltage-source frequency converter and controlled with various scalar and vector procedures.

1. Bevezetés

A háromfázisú (forgómezős) váltakozó áramú gépek sebességének és/vagy nyomatékának valamint fluxusának a szabályozása sokkal bonyolultabb, mint az egyenáramú motoroké. A nehezen szabályozható viselkedés azzal magyarázható, hogy a matematikai modelljeik változó paraméterűek, többváltozósak, bonyolult belső kapcsolatokkal, melyek matematikailag nemlineáris szerkezethez vezetnek. Míg az egyenáramú gépnél a nyomaték közvetlenül az armatúra- (forgórész-) áram függvénye és a gerjesztő- (állórész-) áram segítségével az eredő mező állandó értéken tartható, addig a váltakozó áramú gépeknél ez a természetes szétcsatolás nem létezik. Ezért, elektromágneses szempontból, ezek a gépek a legnehezebben tanulmányozhatók. A váltakozó áramú gépek vezérlési és szabályozási eljárásai alapvetően **skaláris**- vagy **vektoriális** jellegűek lehetnek. A skaláris hajtásoknál csak a mennyiségek alap-harmonikusának amplitúdóját (vagy effektív értékét) vezérlik, míg a vektoriális szabályozásoknál a háromfázisú áramoknak és feszültségeknek megfelelő **térfázor** szögelfordulását is. A skaláris eljárások számítását a gép állandósult állapotának megfelelő helyettesítő-kapcsolási vázlat alapján végzik, mely a **klasszikus időfázor** elméleten alapszik. A vektoriális szabályozási rendszerek matematikai hátterében a váltakozó áramú gépek, **Park-vektor** (térfázor) elmélete alapján - vektoriális vagy mátrix alakban felírt, jól ismert **általános (állapotváltozós) egyenletrendszer**-ei állnak, figyelembe véve a gép dinamikus (tranzien) viselkedését is. A beavatkozó szerv rendszerint valamilyen típusú frekvenciaváltó, mellyel - mint ismert - az úgynevezett **veszteség nélküli szabályozás**-t lehet biztosítani.

2. Előírt alapjelek, beavatkozó szervek és külső (fő) szabályozási hurkok

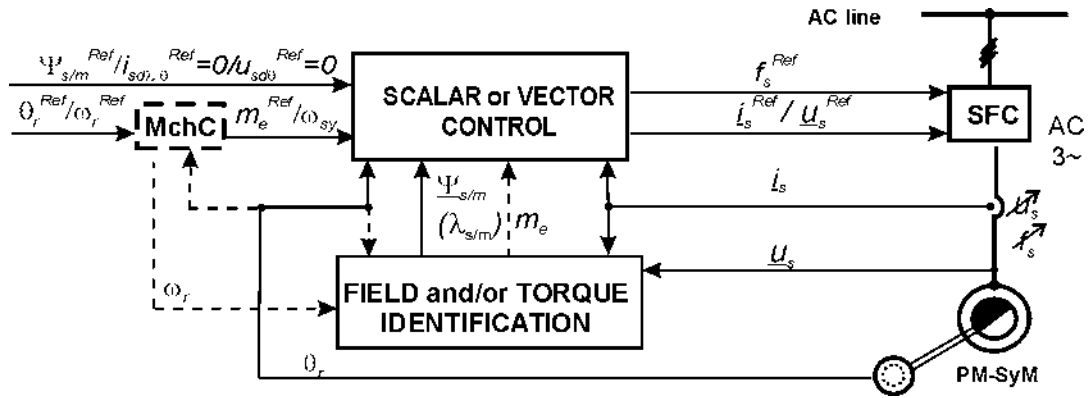
Villamos hajtásoknál általában mechanikai és mágneses mennyiségeket szabályozunk egy-, két- vagy három külső-, azaz főhurkos struktúrákkal. A mechanikai mennyiségeket, úgymint a pozíció (θ_r), sebesség (ω_r) és/vagy nyomaték (m_e), több visszacsatolással az úgynevezett **aktív hurok**-ban szabályozzuk, melynek a szerkezete nem függ a motor típusától (egyen- vagy váltakozó áramú, indukciós vagy szinkron gép), sem a szabályozás (skaláris vagy vektoriális) jellegétől. Az 1., 2., 3. és 4. ábrákon a mechanikai mennyiségek szabályozása a MchC blokkban történik. Ha az vezető alapjel a pozíció vagy a sebesség, akkor az MchC fogja képezni a motor előírt elektromágneses nyomatékát. Az indukciós gépnél (1. és 3. ábrákon) ehelyett egyenesen a csúszásnak megfelelő szögsebesség ($\Delta\omega$) is lehet a kimenő jel, illetve a szinkron gépeknél (2. és 4. ábrákon) a szinkron szögsebesség (ω_{sy}). A **reaktív hurok**-ban/hurkokban (lehet kettő is) a motor mágneses mennyiségeit szokták szabályozni, úgymint a gép (Ψ_s állórész-, Ψ_r forgórész- vagy Ψ_m légrész-) mezejének a nagyságát és/vagy a hozzátartozó mágnesezési (i_{ms} , i_{mr} vagy a konvencionális i_m) áramot. A szinkron motoroknál ezenkívül még más reaktív mennyiségek is szabályozhatók, úgymint a teljesítménytényező ($\cos\varphi_s$) vagy az armatúra hosszirányú visszahatása, mely lehet mező- vagy forgórész-orientált ($i_{sd}\lambda/\theta$).



1. ábra

*A kalickás vagy rövidre-zárt forgórészű indukciós motorok
általános szabályozási struktúrája*

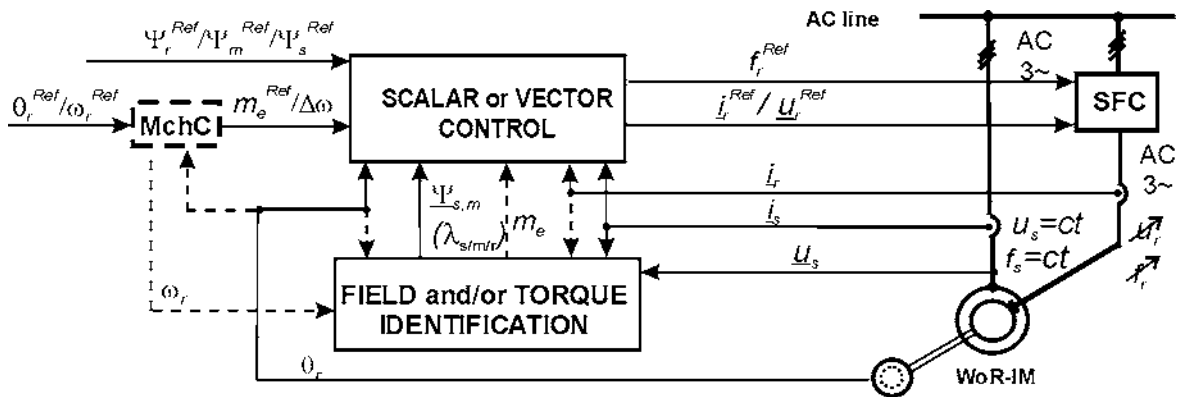
A korszerű villamos hajtásokban a váltakozó áramú motorok szabályozására, mint beavatkozó szervet, leggyakrabban frekvenciaváltókat (SFC) használnak, mellyel általában a forgómezős motorok állórészét tápláljuk be. Így működtetik a különböző típusú szinkron motorokat (2. és 4. ábra), valamint a kalickás- (SqC-IM) vagy rövidre-zárt forgórészű indukciós gépeket (1. ábra). A csúszógyűrűs indukciós gépek (WoR-IM) kaszkád kapcsolásánál a frekvenciaváltó a forgórész kapcsain szabályoz, onnan energiát irányít vissza a hálózatba (AC~) vagy onnan is betáplál (3. ábra).



2. ábra

*Az állandó mágnessel gerjesztett szinkron motorok
általános szabályozási struktúrája*

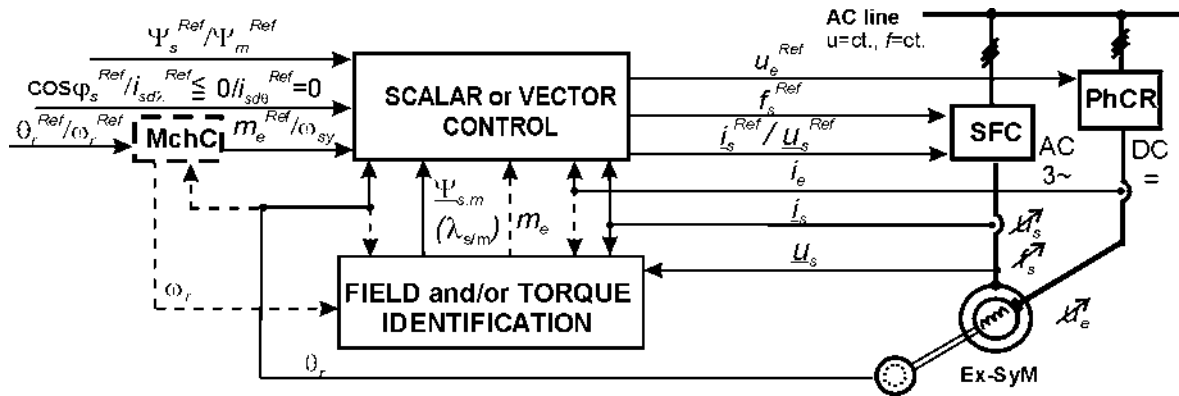
A frekvenciaváltóknak két kimeneti jelét lehet változtatni, azaz a motor két bemenő mennyiségét lehet vezérelni: a frekvenciát (f_s / f_r) és a feszültséget (u_s / u_r) vagy az áramot (i_s / i_r). Matematikailag a változók szempontjából ez tulajdonképpen azt jelenti, hogy a motornak ugyancsak két kimenő mennyiségét írhatjuk elő alapjelként, ami két fő-, azaz külső szabályozási hurokhoz vezet. Ezek közül az egyik a mechanikus mennyiségek aktív-, a másik a mágneses mennyiségek reaktív hurokjá. Az állandó mágnessel gerjesztett szinkron gépeknél (PM-SyM) csak egy reaktív mennyiséget lehet szabályozni (2. ábra). Az egyenáramú (DC=) gerjesztő-tekerccsel rendelkező szinkron gép (Ex-SyM) változtatható gerjesztő-mezővel működhet (4. ábra). Ez azt jelenti, hogy az eredő fluxus mellett, még egy reaktív mennyiséget szabályozhatunk, ami lehet akár a teljesítmény-tényező, akár a hosszirányú armatúra-visszahatás. Itt a beavatkozó szerv egy hálózati kommutációjú egyenirányító (PhCR) szokott lenni. Tehát ilyen esetben két reaktív külső szabályozási hurok lesz, ami végül is egy harmadik főhurkos struktúrára vezet.



3. ábra

*A csúszógyűrűs indukciós gépek kaszkád kapcsolásának
általános szabályozási struktúrája*

A forgómező nagyságát és pozícióját, valamint a motor nyomatékát a legkönnyebben az állórész áramaiból (i_s) és feszültségeiből (u_s) lehet kiszámítani (FIELD and/or TORQUE IDENTIFICATION). Ha az impulzus-moduláció miatt a szaggatott feszültséget nem lehet megmérni, akkor annak az értékét a modulációs logikából kell azonosítani.



4. ábra

*A gerjesztő-tekerccsel rendelkező szinkron
gép általános szabályozási struktúrája*

Az előírt alapjelek és a beavatkozó-jelek között különböző szabályozási struktúrákat lehet alkalmazni a skaláris- és vektoriális eljárások (SCALAR or VECTOR CONTROL), alapján, vagy azok kombinálásából. Az 1.-4. ábrán a szaggatott vonallal megjelölt részek akár hiányozhatnak is.

3. Beavatkozó jelek, belső szabályozási hurkok a skaláris- és vektoriális rendszerekben

A váltakozó áramok elméletében a számítások leegyszerűsítésére a mennyiségeket vektorokkal helyettesítjük, melyek segítségével tulajdonképpen egyenáramú mennyiségekre lehet visszavezetni a számításokat. A szinuszos mennyiségeknél állandósult állapotban a klasszikus időfázort, továbbá - aszimmetrikus üzemiállapot esetén - azok szimmetrikus összetevőit használják. Tranziens üzemiállapotban, valamint áramirányítóról táplált háromfázisú gépek esetében a térfázoros (Park- vagy *háromfázisú vektor*-nak is nevezik) módszerre van szükség, melynél nincs semmiféle kikötés a fázismennyiségek időbeli változására (tartalmazhatnak bármilyen felharmonikus vagy lehetnek akár egyenáramok is), csupán a tekercsek térbeli szimmetriája és a mező térbeli szinuszos eloszlása a feltétel. A térfázor meghatározása közvetlenül a fázismennyiségek pillanatértékével történik, melyeket a tekercsek mágnesezési irányába mutató vektorokká alakítunk, majd összeadunk és az eredővel arányos vektorként értelmezzük, mint az alábbi képlet is mutatja:

$$\underline{i} = i e^{j\varepsilon} = k_{Ph} \left(\underline{i}_1 + \underline{a} \underline{i}_2 + \underline{a}^2 \underline{i}_3 \right) \text{ és } \underline{u} = u e^{j\gamma} = k_{Ph} \left(\underline{u}_1 + \underline{a} \underline{u}_2 + \underline{a}^2 \underline{u}_3 \right), \quad (1)$$

ahol k_{Ph} az arányossági tényező. Ennek legalább hatféle változata fedezhető fel a szakirodalomban. A leggyakrabban használt érték $2/3$, mellyel mi is dolgozunk, tulajdonképpen az egységnyi (1:1) léptéktornak felel meg. Ezek szerint a térfázor vetületei a fázistengelyek irányába közvetlenül a pillanatértékekkel egyenlő nagyságú mennyiségeket adnak. Térfázorokkal nagyrészt minden üzemiállapot kiszámítható. Az időfázoros számítások a térfázoros módszer sajátos esetei lesznek, belefoglalva a szimmetrikus összetevők módszerét is.

A skaláris rendszereknél rendszerint a szinuszos mennyiségek vagy az alap-harmonikus effektív (*rms*) értékét, esetleg az amplitúdóját (*peak value*) írják elő, mérik, számítják, vezérlik- vagy szabályozzák. Ez csupán a háromfázisú áramok-, feszültségek- és fluxusokhoz tartozó vektorok modulusát jelenti anélkül, hogy azok szögelfordulását figyelembe vennék. Tehát a skaláris eljárásoknál a beavatkozó jelek, melyekkel a frekvenciaváltót vezérlik, nem

mások mint a motor kapcsaira előírt feszültség (U_s^{Ref}) vagy a benne folyó áram (I_s^{Ref}) nagysága és azok frekvenciája (f_s). Így a beavatkozás nem vektoriális jellegű.

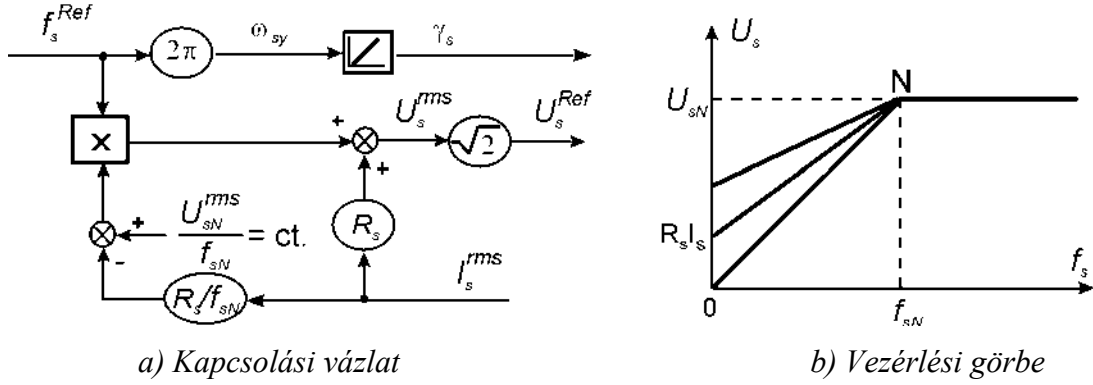
A vektoriális rendszerekben, úgy a beavatkozó jel, mint a beavatkozó szerv is vektoriális jelleggel kell rendelkezzen. Ezért a modulus mellett a vektorok fázisszögét is azonosítják, számítják és felhasználják a szabályozáshoz. A beavatkozó jelet lehet poláris koordinátákban (modulus, azaz az alap-harmonikus amplitúdója, illetve a szögelfordulás), vagy egyenesen háromfázisú pillanatértékekben képezni, attól függően, hogy a beavatkozó szerv, azaz a frekvenciaváltó milyen igényel az impulzus-modulációs eljárásától függően. A frekvenciaváltó kimenő frekvenciája megegyezik a térfázor szögének a deriváltjával. Ezek szerint az előírt frekvencia magától, természetesen adódik.

A vektoriális eljárások nagyrészt a **mező-orientációs elv**-en alapulnak és szétcsatolt többváltozós szabályozási rendszerekhez vezetnek. A vektoriális szabályozási struktúrák kiképzése a váltakozó áramú gépek térfázoros modelljeit veszik figyelembe. A szabályozott motoráramot az orientációs mező irányában két merőleges (d-q) összetevőre bontják, mely szétcsatolási (*de-coupling*) eljárás a szabályozási körben tulajdonképpen egy ekvivalens egyenáramú gépmodellhez vezet. Következésképpen a váltakozó-áramú motor mechanikai- és mágneses mennyiségeit a megfelelő egyenáramú jelleggel bíró kétfázisú (aktív-, azaz nyomatékképző-, valamint reaktív-, azaz mágnesező-) áram összetevővel szabályozzuk. Ezek után viszont a frekvenciaváltó vezérlése a **szétcsatolt áram-összetevők** szabályozási hurokjainak az újracsatolását (*re-coupling*) igényli. Ezt a műveletet a jól ismert koordináta- és fázis-transzformációkkal végezzük el, melyeket egybevéve **Park-transzformáció**-nak is neveznek. Ennek következtében a kétfázisú mező-orientált mennyiségekből a háromfázisú természetes vezérlési jeleket származtatjuk. A váltakozó-áramú gépeknél nemcsak az elektromágneses nyomaték, hanem a kapocsfeszültség képletében is jelentkezik az úgynevezett **keresztthatás** (*cross-effect*). Ha a frekvenciaváltó a vezérlőjeleket feszültségben igényli, akkor a feszültség-keresztthatást (mely tulajdonképpen az indukált elektromotoros feszültségnek tulajdonítható) ajánlatos figyelembe venni. A feszültség kiszámításánál szükség van az orientációs mező kiszámított nagyságára és szögsebességére.

4. Vektoriális és skaláris szabályozó jelek képzése a kefenélküli motorok esetében

A kefenélküli motorokat csak egy oldalról, az állórészről, lehet táplálni. Ebben a kategóriába sorolhatjuk a kalickás forgórészű indukciós gépeket, valamint az állandó-mágnessel gerjesztett szinkron gépeket, melyek a légrésben szinuszos elosztású mezővel rendelkeznek.

Időrendben véve, a legelső veszteség nélküli vezérlés, melyet nyílthurokban és mechanikus érzékelő nélkül (*sensorless*) alkalmaztak, a ma már klasszikusnak számító úgynevezett **V/Hz módszer** volt. Ez egy tipikus skaláris eljárás, mely közvetett úton (vagyis szabályozó nélkül) próbálja empirikusan állandó értéken tartani az állórész eredő fluxusát. Csak egy alapjelet kell előírni - a betáplálási frekvenciát - ugyanis a feszültséget a gép állandósult állapotának megfelelő időfázoros képletéből számolják ki. Eleinte elhanyagolták még az állórész ohmos feszültségesést is. Ez a módszer mindkét (indukciós- és szinkron-) motortípusra alkalmazható, ugyanis az állórész elvileg megegyezik, és ebből kifolyólag a matematikai képlet is, melyen az eljárás alapszik, ugyanaz. Később különböző módosításokkal próbálták feljavítani a vezérlés minőségét, például az indukciós motoroknál a csúszás (*slip*) hozzáadásával, ha a forgórész sebességet írták elő a szinkron sebesség (frekvencia) helyett. Az ohmos feszültségesés kompenzálására többféle módszer is ismeretes. Ma már általában az áram visszacsatolás valamilyen formában mindig jelen van.



5. ábra

A nyílthurkú V/Hz skaláris vezérlés áram-visszacsatolással

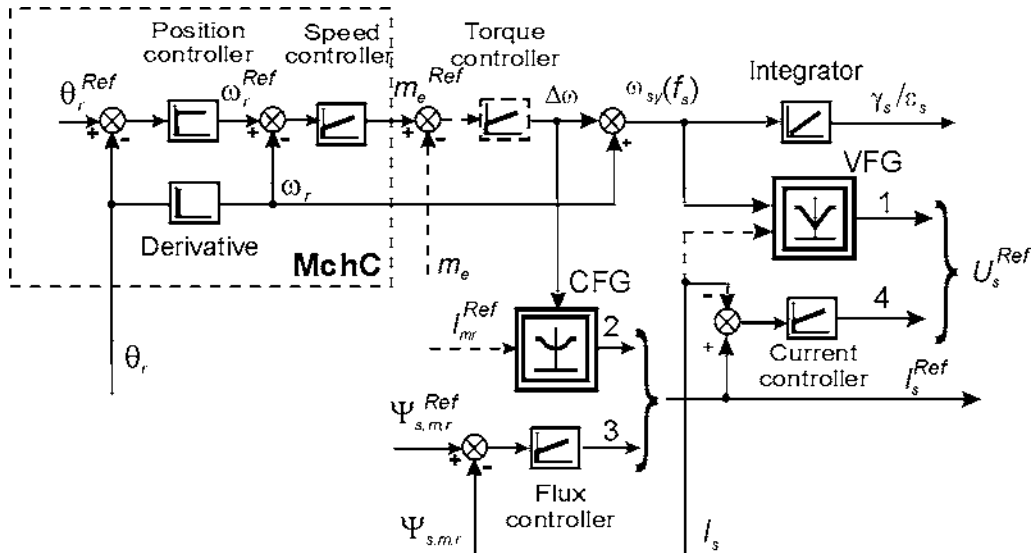
Az 5. ábrán egy ilyen egyszerű vezérlés elvi kapcsolási rajzát és vezérlési függvényét adtuk meg, ahol az állórész áramnak a visszacsatolás az ohmos feszültségesés pótlására szolgál az alábbi képlet alapján:

$$U_s^{Ref} = \sqrt{2} \left(R_s I_s^{rms} + \frac{U_{sN}^{rms} - R_s I_s^{rms}}{f_{sN}} f_s^{Ref} \right). \quad (2)$$

A fluxus szabályozása történhet közvetlen úton is, azaz szabályozóval. A 6. ábrán az indukciós motor skaláris szabályozásának több lehetséges megoldását tüntettük fel. A szaggatott vonallal megjelölt részek, akár ki is hagyhatók, azaz nem feltétlenül szükségesek. Az 1-es és 4-es kimenetek a feszültségben vezérelt frekvenciaváltókra vonatkoznak. Az állórész-feszültség beavatkozó jelét (U_s^{Ref}) vagy egy függvénygenerátorral - a VFG (*Voltage Function Generator*) blokkal - számoljuk (1-es kimenet), például az előzőleg leírt (5. ábrán bemutatott) eljárás alapján, vagy közvetlenül származtatjuk az álló-részáram szabályozója (Current controller) segítségével (4-es kimenet). A 2-es és 3-as kimenetek az áramban vezérelt frekvenciaváltókra vonatkoznak. Az állórész-áram beavatkozó jelét (I_s^{Ref}) itt is lehet a közvetlenül szabályozott fluxus (Flux controller) szabályozójából nyerni (3-as kimenet), vagy egy függvénygenerátorral - a CFG (*Current Function Generator*) blokkal - képezni (2-es kimenet), az alábbi képlet segítségével:

$$I_s^{Ref} = I_{mr}^{Ref} \sqrt{\left(\frac{\tau_r}{\Delta\omega} \right)^2 + 1} = I_{mr}^{Ref} \sqrt{\left(\frac{k_m L_r}{m_e^{Ref}} \right)^2 + 1}, \text{ ahol } I_{mr} = \frac{\Psi_r}{L_m}. \quad (3)$$

Mint látható, a forgórész fluxust (Ψ_r), vagy a neki megfelelő mágnesezési áramot (I_{mr}) kell előírni, felhasználva a szabályozás során előállított nyomaték- (m_e) vagy csúszás ($\Delta\omega$) alapjelét is, attól függően, hogy melyikkel rendelkezünk az aktuális struktúrában.



6. ábra

Az indukciós motorok jellegzetes skaláris szabályozási struktúráinak összefoglaló vázlata

Mechanikus érzékelő esetén a sebességet zárt hurokban, a már előzőleg említett MchC blokkban szabályozzák, mely a 6. ábrán kifejtve látható. Természetes kölcsönviszonyuknak köszönhetően, a szögelfordulás, a sebesség, illetve az elektromágneses nyomaték egyazon (a már említett aktív-) hurokban, kaszkádban szabályozhatók. Amennyiben nem szükséges a szögelfordulás szabályozása, a pozíciószabályozó (Position controller) lekapcsolható, így a sebesség lesz az előírt alapjel.

Skaláris hajtásokban a $\Delta\omega$ csúszás szabályozása tipikusan jellemző. Ilyen struktúrákban az aktív hurokban mindig megtalálható egy összegező, mely a forgórész megmért vagy kiszámított (ω_r) sebességéhez hozzáadva az előírt csúszást tulajdonképpen a motor szinkronsebességét (ω_{sy}) határozza meg, az alábbi képlet alapján

$$\omega_{sy} = \Delta\omega + \omega_r. \quad (4)$$

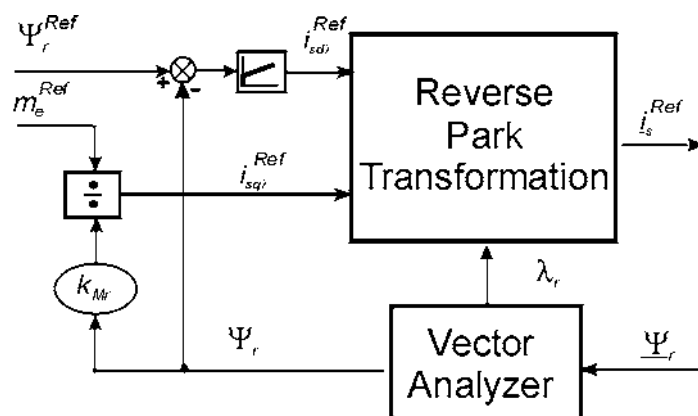
A képletben említett ω_{sy} , szinkron-, $\Delta\omega$ a csúszásnak megfelelő, valamint ω_r a forgórész szögsebességek, mindhárom egyenesen arányos az állórész-mennyiségek f_s , a forgórész-mennyiségek f_r , illetve a forgórész f_m frekvenciájával. Az előírt feszültség- illetve áram frekvenciájából (f_s), vagy annak a lüktetéséből (ω_{sy}) képezik integrálással a beavatkozó-jelek alap-harmonikusainak az argumentumát, ami a háromfázisú mennyiségeknek megfelelő térfázor szögelfordulásának felel meg: γ_s a frekvenciaváltó feszültségvezérlése esetében és ϵ_s az áramszabályozásánál. Azoknál az indukciós motoroknál, melyeknél nem szabályozzák a sebességet, hanem csak a nyomatékot, sebességérzékelő nélkül (*sensorless*) nem is működtethetők csak a vektoriális rendszerek, ugyanis a skaláris struktúrákban, az előbb említett összegező miatt, erre a nem túl olcsó érzékelőre szükség van.

Mivel a $\Delta\omega$ csúszás, a motor nyomatékával egyenesen arányos, a skaláris struktúráknál a nyomatékból a következő képlettel közvetlenül kiszámítható:

$$\Delta\omega = \frac{R_r}{k_M} \frac{m_e}{\Psi_r^2}, \quad (5)$$

illetve a sebességszabályozó kimenetén közvetlenül generálható. Ilyen struktúrákban a nyomaték-szabályozó (Torque controller) is hiányzik, azaz a sebességszabályozó (Speed controller) kimenetén egyenesen a csúszás lesz a következő előírt jel.

Számos olyan skaláris sebességszabályozási struktúrát tanulmányoztunk, melyeknél az indukciós motor csúszását és az eredő-fluxusát közvetlenül (szabályozóval) szabályozzuk. Ezek már összetételükben eléggé közel állnak a vektoriális rendszerekhez. Nem kell egyebet tenni, mint a csúszás helyett az állórész-áram aktív összetevőjével ($i_{sq\lambda}$) dolgozni, valamint a reaktív hurokban a fluxus-szabályozó kimenetén, az áram modulusa helyett, annak a mágnesezési összetevőjét ($i_{sd\lambda}$) generálni. Ezek után következhet a vektoriális rendszerek legtipikusabb számítása, a Park-transzformáció. A beavatkozó jelek számítására az inverz Park-transzformáció (Reverse Park Transformation) szolgál, mint ahogyan a 7. ábra is mutatja:



7. ábra

Az indukciós motorok vektoriális rendszereire jellemző szabályozási struktúrarészlet

A **Park-transzformáció** tulajdonképpen két egymásután következő átalakításnak felel meg. Inverz transzformáció esetében a koordináta-transzformációt a fázis-transzformáció követi, ha a frekvenciaváltó beavatkozó jeleire háromfázisú koordináta-rendszerben van szükség. Ha a beavatkozó jeleket poláris koordinátákban kell képezni, akkor a klasszikus fázis-transzformációt vektor analízátorral helyettesítjük. Az ellenőrző jelek számításánál a direkt Park-transzformációt alkalmazzuk. Következésképpen ez a blokk végzi el az állórész-áram szétcsatolását (*de-coupling*) az ellenőrző-jelek számításánál, valamint a **szétcsatolt áram-összetevők** hurokjainak az újracsatolását (*re-coupling*) a szabályozó jelek (^{Ref} felső indexel jelölt változók) képzésénél.

Az orientációs-fluxus szögelfordulását (itt λ_r), az úgynevezett közvetlen mező-orientációs (*direct field-orientation*) rendszerekben, ugyancsak egy tipikusan vektoriális szabályozásra jellemző blokk segítségével számoljuk ki, az úgynevezett vektor analízátorral (Vector Analyzer).

Mind a skaláris-, úgy a vektoriális szabályozási rendszerekben is hiányozhat a nyomatékszabályozó, azzal a különbséggel, hogy az előírt nyomatékból az aktív állórész-áramot ($i_{sq\lambda}$) számoljuk, a következő képletekkel:

$$i_{sq\lambda} = \frac{m_e}{k_M^r \Psi_r} \text{ vagy } i_{sq\lambda} = \frac{m_e}{k_M \Psi_s}, \quad (6)$$

attól függően, hogy milyen mező-orientációs szabályozást alkalmazunk, azaz forgórész- (Ψ_r) vagy állórész-fluxus (Ψ_s) szerint.

A $\Delta\omega$ csúszás számítása vektoriális struktúráknál is előfordulhat, ahol Ψ_r fluxus-orientáció esetében, a következő képlettel szokásos dolgozni:

$$\Delta\omega = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{sq\lambda}}{i_{sd\lambda}} \quad (7)$$

Ebből számítják ki az orientációs fluxus szögelfordulását a közvetett mező-orientációs (*indirect field-orientation*) eljárásoknál.

Nagy légréssel rendelkező állandó-mágnes forgórészű szinkronmotorok PM-SyM működési módja többnyire az armatúraáram- (vagy a feszültség-) vektor és forgórész hosszanti szimmetriatengelye közötti merőlegesség elvén alapszik. Ebből a célból zérus alapjelet előírva a hosszirányú armatúra-visszahatást semlegesítjük, mely műveletet nyílt hurokban kielégítően el lehet végezni. A szabályozási hurkok összezsugorításához ismernünk kell a forgórész pozícióját (θ_r), ugyanis eszerint történik a szabályozás orientációja.

Áramban vezérelt frekvenciaváltóról való betápláláskor a szabályozókörben a szabályozó jelek kiszámítása nem paraméter-érzékeny, ezért ezek a struktúrák jóval egyszerűbbek. Ezzel szemben, ha feszültségben vezérelt frekvenciaváltót használunk, a rendszer paraméterfüggővé válik, ugyanis figyelembe kell vennünk a feszültség-keresztthatást:

$$u_{sd\theta}^{Ref} = v_{sd\theta}^{Ref} - \omega L_{sq} i_{sq\theta} \quad \text{és} \quad u_{sq\theta}^{Ref} = v_{sq\theta}^{Ref} + \omega L_{sd} i_{sd\theta} + \omega \Psi_{PM} . \quad (8)$$

Az összefüggések forgórész-orientált ($d\theta - q\theta$) koordinátarendszerben íródtak, ahol $u_{sd\theta}^{Ref}$ és $u_{sq\theta}^{Ref}$ az állórész-feszültség összetevői, illetve $v_{sd\theta}^{Ref}$ és $v_{sq\theta}^{Ref}$ az áramszabályozók kimenetén jelentkező feszültség alapjelek, amelyek nem tartalmazzák a keresztthatást, ω a szögsebesség, míg Ψ_{PM} az állandó mágnes fluxusa.

Kis légrésű szinkronmotoroknál, ahol az armatúra-visszahatás nem elhanyagolandó, ajánlatos az eredő állórész-fluxust (Ψ_s) közvetlenül szabályozni. Ebben az esetben igazi mező-orientációt kell alkalmazni, mely az eredő-fluxus szerint történik. Az egységnyi teljesítménytényezővel való működést is hasonlóképpen valósítunk meg, csak ebben az esetben az eredő-fluxus szerint orientált hosszirányú armatúra-áram visszahatását semlegesítjük.

5. Vektoriális és skaláris szabályozó jelek képzése a gyűrűs motorok esetében

A forgórészen gyűrűvel rendelkező gépeket két oldalról is be lehet táplálni. Ezeket főleg nagy teljesítményeknél alkalmazzák. Ide tartoznak a tekercselt forgórészű indukciós gépek, valamint a gerjesztő-tekercsel ellátott szinkron motorok. Ezeknél az állórész mennyiségek szabályozása mellett forgórész-köri beavatkozást is lehet alkalmazni.

A csúszógyűrűs indukciós gépek (WoR-IM) klasszikus, szinkron-fordulatszám alatti, kaszkád kapcsolásban a beavatkozó szerv egy egyirányú egyenáramú-közbensőkörös, természetes-kommutációjú áramirányító (a forgórész felől diódás egyenirányítóval), ami a forgórészt egy transzformátoron keresztül ugyanarra a háromfázisú váltakozó-áramú (AC 3~) hálózatra kapcsolja, amire az állórész már eredetileg közvetlenül rá van kötve. Az adott beavatkozó-szerv miatt ezeknek a kapcsolásoknak a szabályozása csak skaláris jellegű lehet, ugyanis csupán egy külső-, a mechanikus mennyiségek szabályozására szolgáló, alapjellel rendelkezik (hasonlóan az 5. ábrán bemutatott MchC blokkhoz), melyhez egy - a forgórész egyenáramú közbensőkör áramszabályozására való, belső hurok csatlakozik.

A korszerűbb, szinkron-fordulatszám feletti kaszkád kapcsolásokban viszont beavatkozó-szervként már kétirányú - a gép oldaláról nézve kényszer-kommutációjú - áramirányító szükséges, mely hasonló felépítésű az állórészen betáplált indukciós motornál használt frekvenciaváltókkal (SFC), mint ahogyan az a 3. ábrán is látható. Ebben az esetben a beavatkozó-szerv két vezérlési-jelének köszönhetően a mágneses mennyiségeket szabályozó hurok is kialakítható, skaláris vagy akár vektoriális jelleggel.

A nagyteljesítményű, árammal gerjesztett szinkron motorok (Ex-SyM) esetében két beavatkozó szervet lehet alkalmazni, ugyanis az állórész-feszültséget szabályozó áramirányítón kívül, általában a forgórész áramát is egyenirányítóról (PhCR) vezérlik, ahogyan a 4. ábrán is látható. Ez rendszerint a teljesítménytényező ($\cos\varphi_s$) beállítására szolgál. Ugyanis a szinkron gép, a gerjesztő-áramtól függően, nemcsak induktív-, hanem kapacitív teljesítménytényezővel is működhet. A klasszikus hajtásoknál az állórészben kétirányú, egyenáramú-közbensőkörös, természetes-kommutációjú áramirányító használatos, viszont mindkét (hálózati- és motor-) oldalról is vezérelt egyenirányítóval rendelkezik. Ezek a hajtások skaláris jellegűek. A gerjesztő-áram beavatkozó-jelét az előírt $\cos\varphi_s$ és Ψ_s -ből nyílthurkos (visszacsatolás nélküli) számítással kapjuk, az aktív szabályozókör által generált állórész áramnak a figyelembevételével.

Ha viszont a szinkrongép állórészében a beavatkozó-szerv egy frekvenciaváltó (SFC), akkor mindhárom (egy aktív- és két reaktív-) szabályozási hurok, melyekről már szó volt az előzőekben, akár skalárisan, akár vektoriálisan kialakítható (lásd a 4. ábrát). A szinkrongépes hajtások stabilitása általában autó-kommutációval (*self-commutation*) biztosítható. Erre szolgál a forgórész-pozíció (θ_r) jellegzetes visszacsatolása. A vektoriális szabályozáskor a Park-transzformációs blokk végzi ezt a feladatot. Mivel a szabályozás alkalmával, nem a gerjesztő-, hanem az eredőmező-irányába orientálunk, a forgórész pozíciója helyett az orientálási fluxus (λ) szögelfordulását használjuk erre a célra, akárcsak az indukciós motorok vektoriális struktúráiban. Míg a skaláris struktúrákban három független vagy mesterségesen összekapcsolt hurok van, addig a vektoriális rendszerekben a három fő szabályozási kört, a mezőorientálás elvének köszönhetően, a motor természetes viselkedésének megfelelően csatolják össze.

6. Szabályozási rendszerek szimulációs eredményei

A tanulmányaink során indukciós- és szinkron motor szimulációit végeztük el skaláris és vektoriális vezérlésekre MATLAB-Simulink környezetben. Ezeknek a névleges adataik a következők:

– **kalickás-forgórészű indukciós motor** (az 1. ábrán WoR-IM jelöléssel) -

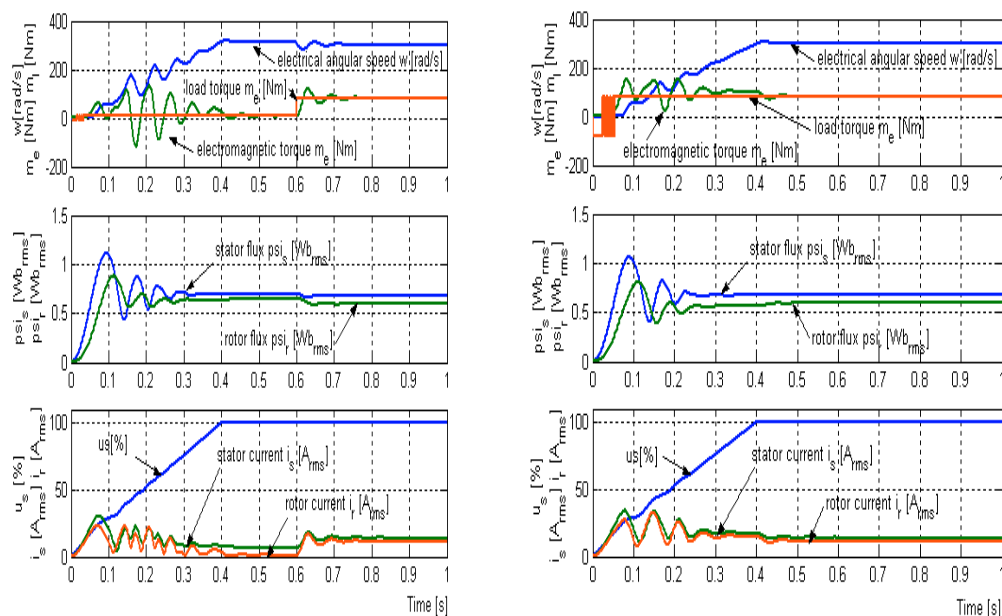
$P_N = 5.5 \text{ kW}$, $n_N = 720 \text{ min}^{-1}$, $f_{sN} = 50 \text{ Hz}$, $U_N = 220/380 \text{ V}^{\text{rms}}$, $I_N = 24.3/14 \text{ A}^{\text{rms}}$, $\cos\varphi_N = 0.735$;

– **állandó-mágnes forgórészű szinkronmotor** (a 2. ábrán PM-SyM jelöléssel) -

$P_N = 540 \text{ W}$, $n_N = 1000 \text{ min}^{-1}$ (50 Hz-en), $U_N = 220 \text{ V}^{\text{rms}}$, $I_N = 1.6 \text{ A}^{\text{rms}}$.

Az indukciós motor nyílthurkú működését az 5. ábrán bemutatott V/Hz skaláris vezérlés esetén vizsgáltuk. A 8. ábrán látható szimulációk esetében a frekvenciát 50 Hz/0.4 s meredekséggel futtatjuk fel a névleges értékre. A feszültség a (2) képlet szerint változik. Terhelő nyomaték (*load torque*) nélküli indításkor - néhány átmeneti lengés után - a motor sebessége eléri az üresjáratú értéket. A 0,6 s időpontban ugrásszerűen leterheljük a gépet a névleges nyomatékkal. Egy rövid tranziens folyamat után a névleges sebességen állandósul a mozgás és a fluxus is stabilizálódik a névleges értéken. Hasonlóképpen indul, a már kezdeti pillanattól, a névleges nyomatékkal leterhelt motor is, viszont nagyobb lesz a gép által

kifejtett elektromágneses nyomaték (*electromagnetic torque*). Mindkét esetben a villamos szögsebesség (*electrical angular speed*) követi az előírt frekvenciát.

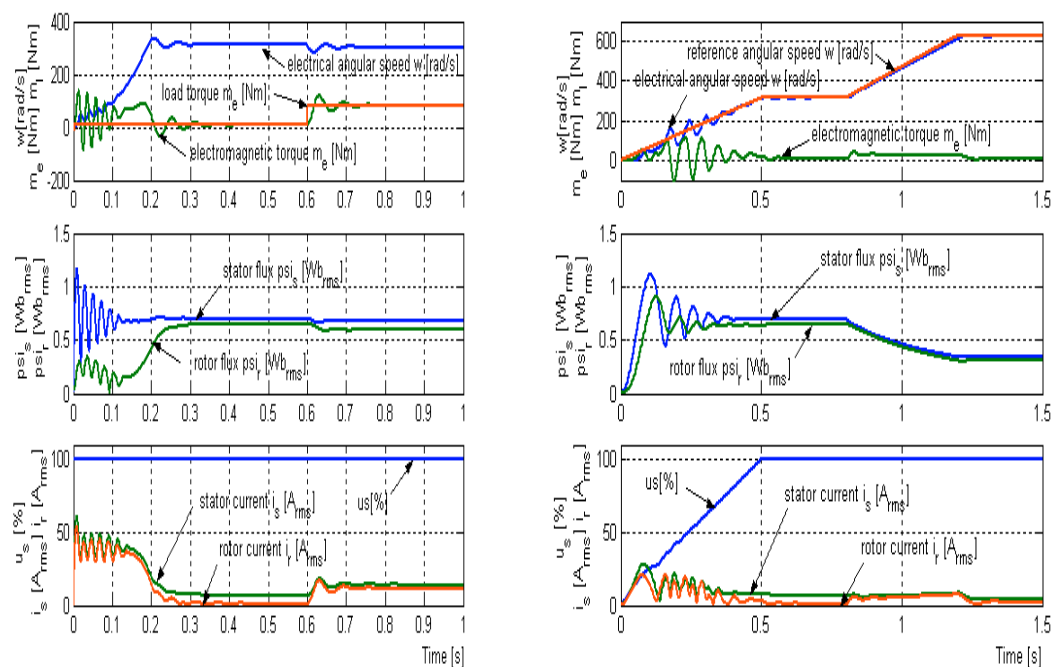


a) Felfuttatott, terhelés nélküli indítás

b) Felfuttatott, névleges leterhelésű indítás

8. ábra

Indukciós motor skaláris szabályozása nyílt hurokban a V/Hz elv szerint felfutó alapjellel

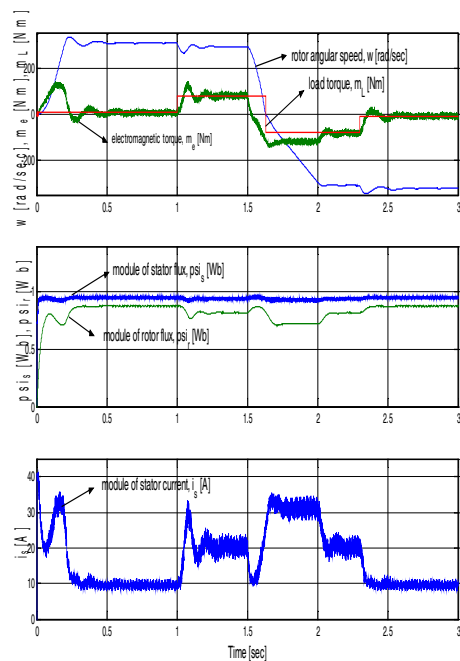
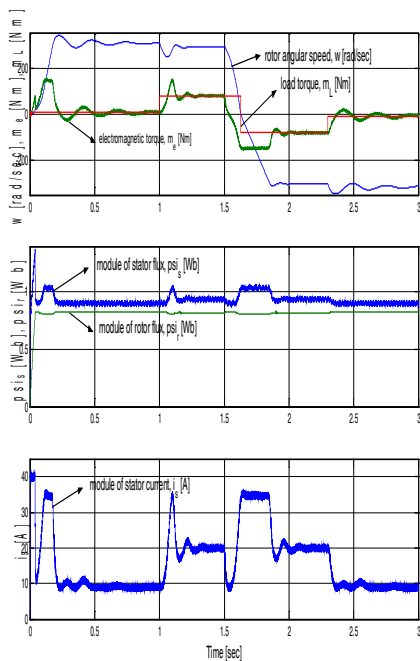


a) Indítás névleges fordulatszámra állandó alapjelle.

b) Terhelés nélküli felfuttatott indítás és mezőgyengítési üzemi a névleges fordulatszám kétszeresén

9. ábra

Indukciós motor skaláris szabályozása nyílt hurokban a V/Hz elv szerint sajátos esetekben

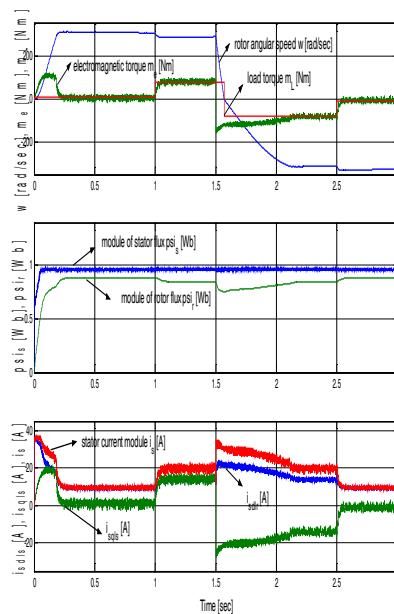
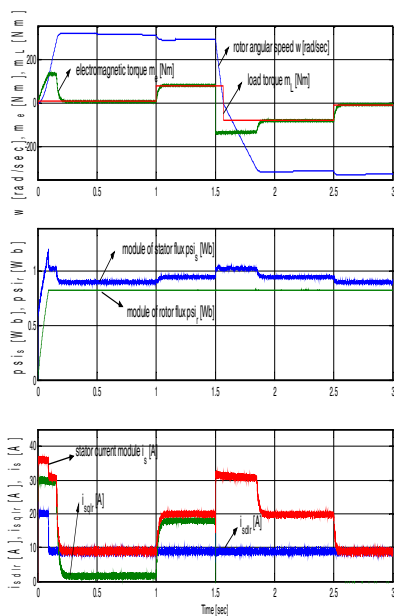


a) Sebesség- és forgórész-fluxus szabályozás

b) Sebesség- és állórész-fluxus szabályozás

10. ábra

Indukciós motor skaláris szabályozása zárt hurokban csúszás-kompenzációval

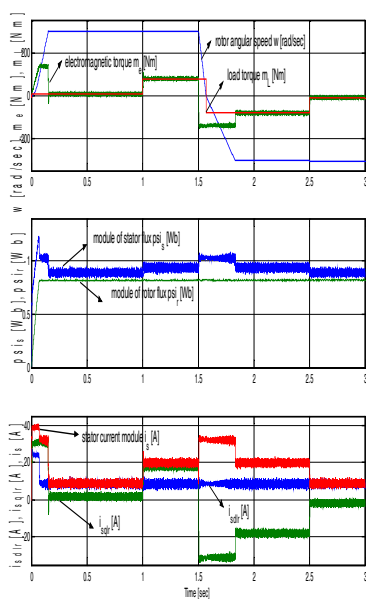


a) Sebesség- és forgórész-fluxus szabályozás, forgórész-fluxus-orientáció esetén

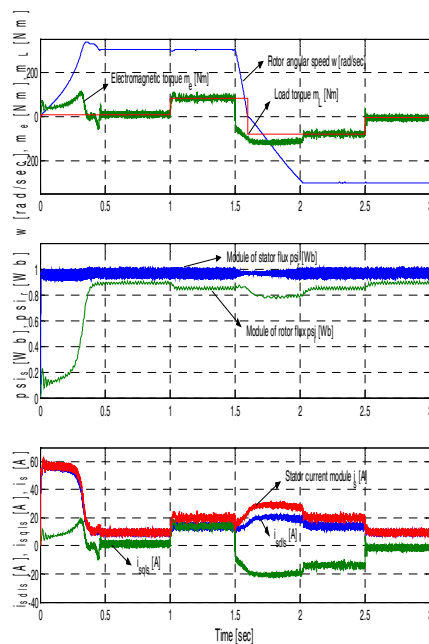
b) Sebesség- és állórész-fluxus szabályozás, állórész-fluxus-orientáció esetén

11. ábra

Áramban vezérelt frekvenciaváltóról táplált indukciós motor vektoriális szabályozása zárt hurokban a mező-orientációs elv szerint



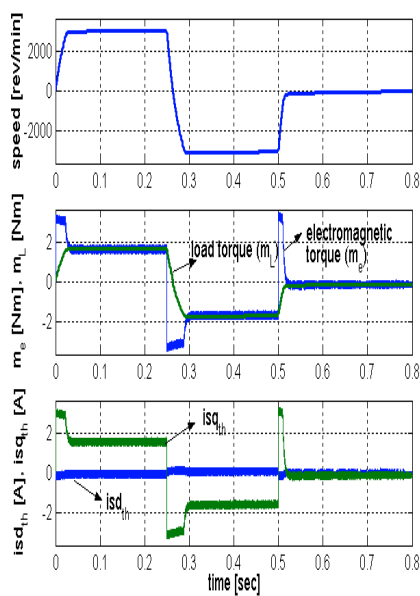
a) Sebesség- és forgórész-fluxus szabályozás, forgórész-fluxus-orientáció esetén



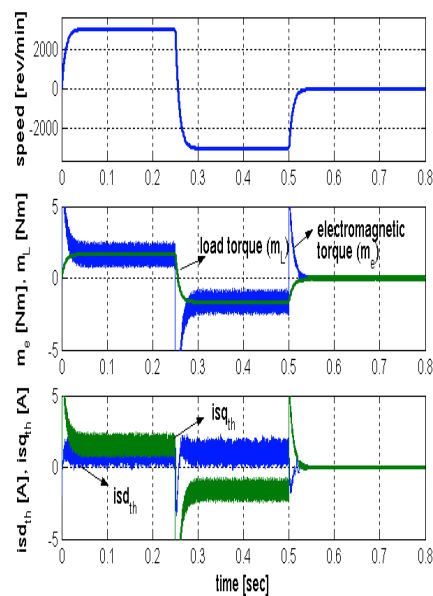
b) Sebesség- és állórész-fluxus szabályozás, állórész-fluxus-orientáció esetén

12. ábra

Feszültségben vezérelt frekvenciaváltóról táplált indukciós motor vektoriális szabályozása zárt hurokban a mező-orientációs elv szerint



a) Áramban vezérelt frekvenciaváltós betáplálás



b) Feszültségben vezérelt frekvenciaváltós betáplálás.

13. ábra

Állandó-mágnes forgórészű szinkronmotor vektoriális szabályozása zárt hurokban forgórész-orientációval

A 9 a) ábrán látható szimuláció esetén az f_s^{Ref} előírt alappjel-frekvencia a kezdeti pillanattól a névleges értéken van. A terhelés nélküli motor ebben az esetben is eléri az előírt fordulatszámot. A 9 b) ábra 50 Hz/0.5 s meredekséggel felfuttatott, terhelés nélküli indítást ábrázol. A gép állandó sebességen üzemel 0,8 s időpontig, miután majd a névleges érték kétszeresére (100 Hz-re) futtatjuk fel 50 Hz/0,4 s meredekséggel. Ebben az üzemmódban a motor mezőgyengítéssel dolgozik. Az ábrán jól követhető miként csökken a fluxus a fordulatszám növekedésével.

Az indukciós motor zárthurkú működését egy olyan skaláris struktúrával tanulmányoztuk, mely csupán egy sebesség- és egy fluxus-szabályozót tartalmaz. A állórész frekvenciát, a 6. ábrán bemutatott, a skaláris rendszerekre jellemző összeadóból származtatjuk. A motort áramban vezérelt frekvenciaváltóról tápláljuk, ezért beavatkozó jelet is áramban generáljuk. Ez a lehető legegyszerűbb kéthurkú skaláris szabályozási struktúra. A 10. a) ábrán látható szimuláció esetében a forgórész fluxusát szabályoztuk, míg a 10. b) ábrán az állórész fluxus szabályozása lett megvalósítva.

A 11. és 12. ábrákon vektoriális struktúrákkal szabályozott indukciós motor szimulációs eredményei láthatók. A motort áramban (11. ábra), illetve feszültségben (12. ábra) vezérelt frekvenciaváltóról tápláljuk. Mindegyik struktúra ugyanazt a két szabályozót tartalmazza, mint az előzőleg leírt skaláris rendszer. A vektoriális szabályozásoknál a 11. a) illetve 12. a. ábrákon forgórész-fluxus, míg a 11. b) és 12. b) ábrákon állórész-fluxus orientáción alapuló struktúrák szimulációs eredményeit mutatjuk be. A 11. a) ábrának megfelelő struktúra a lehető legegyszerűbb kéthurkú vektoriális szabályozási rendszer. A 12. ábráknak megfelelő struktúrákban a feszültség beavatkozó-jeleit a keresztthatás figyelembevételével generáltuk. Az ábrázolt mennyiségek a motor sebessége, elektromágneses illetve terhelő nyomatéka, a forgórész-, illetve állórész-fluxusok és a az eredő állórész-áram modulusa (ezenkívül vektoriális szabályozás esetén ezen áram hossz-, illetve keresztirányú-összetevői is, forgó koordináta-rendszerben ábrázolva).

Az előző esetekben (10., 11. és 12. ábra), azaz úgy a skaláris-, mint a vektoriális szabályozási struktúrák esetében, a motort üresben indítjuk, 1 másodperc elteltével a névleges nyomatékkal ugrásszerűen leterheljük, 1.5 s időpillanatban terhelés alatt irányváltást alkalmazunk, végül 2.3 s-nál levesszük a terhelést és ismét üresjáratban futtatjuk.

A 13. ábrán nagy légréssel rendelkező, állandó-mágnes forgórészű szinkronmotor vektoriális vezérlési struktúráinak szimulációja nyomán nyert eredmények találhatók. A 13. a) ábrán áramban, míg a 13. b) ábrán feszültségben vezérelt frekvenciaváltóról tápláljuk a motort. A szabályozási elvet már a 4. fejezet végén bemutattuk. Mindkét esetben forgórész-orientációt alkalmaztunk, ugyanis ezek vezetnek a legegyszerűbb struktúrákhoz. A 13. b) esetben is a feszültség beavatkozó-jel generálásánál, a (8) egyenlet alapján, figyelembe vettük a keresztthatást. Az ábrázolt mennyiségek a fordulatszám, a motor elektromágneses-, illetve terhelőnyomatéka, az armatúraáram modulusa és ennek vetületei a forgórészhez rögzített koordináta-rendszerben ábrázolva.

7. Általános következtetések

A váltakozó-áramú hajtások szabályozásánál a fluxus és a nyomaték egymástól való függősége miatt a szét nem csatolt skaláris struktúrák, energiafelhasználás szempontjából nem optimalizálhatók. Tranziens állapotban az ilyen rendszerek válaszüze lassú, ugyanakkor stabilitási gondok is felmerülhetnek. Csak, a mező-orientáció elve alapján szétcsatolt, vektoriális rendszerekkel lehet elérni az egyenáramú hajtások jó dinamikáját és biztonságos működését.

A vektoriális rendszerekben a váltakozó-áramú gépeket tulajdonképpen egyenáramban szabályozzák, csak az érzékelt- és a közvetlenül beavatkozó jelek, melyek megteremtik a kapcsolatot a valódi hajtás és annak szabályozó berendezése között, lesznek váltakozó-áramú jellegűek.

Az inverz koordináta-transzformációnak köszönhetően, nemcsak a szinkrongép, hanem az indukciós motor is tulajdonképpen **autó-kommutáció**-val fog működni. Mivel ezeknél a számításoknál szükség van, mint bemenőjelre, a mező szögelfordulására, ennek a visszacsatolásnak köszönhetően alakul ki az a belső autó-kommutációs hurok, amely a skaláris rendszerekhez képest, feltűnően feljavítja a vektoriálisan szabályozott motorok dinamikus viselkedését, megközelítve az egyenáramú hajtások azon tulajdonságait, melyekkel eddig a váltakozó-áramúak nem rendelkeztek.

Nemcsak a motorüzemben működő gépeket lehet vektoriálisan szabályozni, hanem a kimondottan generátorként megtervezett berendezéseket is, melyeknek (szinkron- és aszinkron gépnél egyaránt) a rendszer viselkedése ugyanolyan feltűnően feljavul.

A váltakozó-áramú gépek modelljének, azaz az állapotváltozós egyenletrendszereinek sokváltozós, magasrendű, nemlineáris és paraméterfüggő volta miatt, ezeknek a hajtásoknak az optimális tervezését - stabilitás, dinamika- és energetika szempontjából - csak a vektoriális struktúrák alkalmazásával lehet elvégezni.

A villamos hajtások terén a térfázor elmélet alkalmazásának a legjelentősebb eredménye abban áll, hogy sikerült kidolgozni a vektoriális jellegű mező-orientációs elvet, mely a villamos gépek (motorok és generátorok) **egységes szabályozási elmélet**-éhez vezetett, biztosítva a lehető legjobb dinamikát, stabilitást és energetikailag a legoptimálisabb működést, függetlenül a gép típusától. Így az egységes villamos-gép elmélet mellett, nem túl nagy késéssel, megjelenhetett már azok egységes szabályozási elve is.

8. Irodalom

- [1] Ádám, Tihamér (2002), Kapcsolóüzemű energia-átalakító veszteségcsökkentő vezérlési stratégiái, *Energetika Elektrotechnika Konferencia ENELKO*, Cluj-Napoca, Románia, pp. 10-17.
- [2] Akin, E., Ertan, H. B. & Üctug, M. Y. (2000), Basic control of induction motor drives, *Modern Electrical Drives*, edited by Ertan, H. B. et al., Kluwer Academic Publishers, Dordrecht / Boston / London, pp. 493-521.
- [3] Blaschke, F. (1971), Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvector-Regelung von Drehfeldmaschinen (in German), *Siemens-Zeitschrift* **45**, Heft **10**.
- [4] Boldea, I. & Nasar, S. A. (1998), *Electric Drives*, CRC Press, Boca Raton, London, New York & Washington D.C.
- [5] Bose, K. B. (1986), *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, USA.
- [6] Bose, K. B. (1993), Variable frequency drives - technology and applications (Invited paper), *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE '93*, Budapest, Hungary, June 1-3, pp. 1-18.
- [7] Consoli, A. (2000), Advanced control techniques, *Modern Electrical Drives*, edited by Ertan, H. B. et al., Kluwer Academic Publishers, Dordrecht/Boston/London, pp. 523-582.

- [8] Flöter, W. & Ripperger, H. (1971), Das Transvector-Regelung für den feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschine (in German), *Siemens-Zeitschrift* **45**, Heft **10**.
- [9] Hasse, K. (1969), *Zur Dynamik drehzahlgeregelte Antriebe mit stromrichteragespeisten Asynchron-Kurzschlussläufermaschinen* (in German), PhD Dissertation, Technische Hochschule, Darmstadt, Germany.
- [10] Imecs, Maria (1989), *Sisteme de reglare vectorială a poziției motoarelor asincrone alimentate de la convertoare (Position Vector Control Systems of the Converter-Fed Asynchronous motors)*, in Romanian, PhD Dissertation, Polytechnic Institute, Cluj-Napoca, Romania.
- [11] Imecs, Maria (1998), *From Space Phasors to Motion Control via Power Electronics*, Invited Lecture, Institute of Energy Technology, Aalborg University, Denmark, April 1998.
- [12] Imecs, Maria (1998), Synthesis about pulse modulation methods in electrical drives, Part 1 and Part 2, *Proceedings of CNAE '98*, Craiova, Romania, pp. 19-33.
- [13] Imecs, Maria (1999 a), Synthesis About Pulse Modulation Methods in Electrical Drives, Part 3, *Acta Universitatis CIBIENSIS, Vol. XVI Technical series, H. Electrical Engineering and Electronics*, "Lucian Blaga" Univ. of Sibiu, Romania, pp. 15-26.
- [14] Imecs, Maria (1999 b), Open-Loop Voltage-Controlled PWM Procedures, *Proceedings of ELECTROMOTION '99, Volume I*, Patras, Greece, pp. 285-290.
- [15] Imecs, Maria (1999 b), Open-loop voltage-controlled PWM procedures, *Proceedings of ELECTROMOTION '99, Volume I*, Patras, Greece, pp. 285-290.
- [16] Imecs, Maria (2000 a), How to correlate the mechanical load characteristics, PWM and field-orientation methods in vector control systems of AC drives, *Bulletin of the Polytechnic Institute of Iassy*, Tomul **XLVI (L)**, Fasc. **5**, pp. 21-30.
- [17] Imecs, Maria (2000 b), Villamos hajtások szabályozása mai szemmel, *Energetika Elektrotechnika Konferencia ENELKO*, Cluj-Napoca, România, pp. 7-16.
- [18] Imecs, Maria (2003), From scalar to vector control of AC drives, *International Conference SIELMEN*, Chișinău, Romania.
- [19] Imecs, Maria, & Incze, I. I. (2001 a), MATLAB-Simulink generalized model for double-fed induction motor drives, *Proceedings of Q&R (THETA 12) 2000 International Conference on System Theory, Control, Robotics, Signal Processing, Total Plant Systems, Software*, Cluj-Napoca, Romania, pp. 79-84.
- [20] Imecs, Maria, & Incze, I. I. (2001 b), A simple approach to induction machine parameter estimation, *Workshop on Electrical Machines Parameters*, Technical University of Cluj-Napoca, Romania, pp. 73-80.
- [21] Imecs, Maria; Incze, I. I. & Szabó, Cs. (2000), Unified modelling of AC motors in MATLAB-Simulink environment, *Oradea University Annals, Electrotechnical Section*, Oradea, Romania, pp.21-26.
- [22] Imecs, Mária; Incze, I. I. & Szabó, Cs. (2001), Control strategies of induction motor fed by a tandem DC link frequency converter, *Proceedings of the 9th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2001*, Graz, Austria, p. L1b-7 & CD-ROM.
- [23] Imecs, Maria; Patriciu, Niculina & Benk, Enikő (1997 a), Synthesis about modelling and simulation of the scalar and vector control systems for induction motors, *Proceedings of ELECTROMOTION '97*, Cluj-Napoca, Romania, pp. 121-126.

- [24] Imecs, Maria; Patriciu, Niculina & Benk, Enikő (1997 b), Synthesis about electrical equivalent circuits of induction machine used in scalar and vector control systems, *Analele Universitatii din Oradea, Fascicola Electrotehnică, Sect. C, EMES'97 Engineering of Modern Electric Systems*, Băile Felix, Romania, pp. 50-55.
- [25] Imecs, Maria; Trzynadlowski, A. M.; Incze, J. J. & Szabó Cs. (2002a), Vector control structures of the tandem converter fed induction motor, *Proceedings of the 8th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment OPTIM 2002*, Edited by Transilvania University of Brasov, Romania, pp. 475-480.
- [26] Imecs, Maria & Szabó, Cs., (2003), Control structures of induction motor drives - state of the art (Invited paper for Plenary Session), *Proceedings of 4th Workshop on European Scientific and Industrial Collaboration (Promoting: Advanced Technologies in Manufacturing) WESIC '03*, Miskolc, Hungary, ISBN 963 661 570 5, pp. 495-510.
- [27] Imecs, Mária; Szabó Cs. & Incze J. J. (2002 b), Frekvenciaváltós villamos hajtások négynegyed-es üzemmódban, *Energetika Elektrotehnika Konferencia ENELKO*, Kiadó EMT, Cluj-Napoca, Romania, pp. 53-58.
- [28] Incze J. J. & Imecs, Mária (2000), Aszinkron motorok általánosított modellje és szimulációja, *Energetika Elektrotehnika Konferencia ENELKO*, Kiadó EMT, Cluj-Napoca, Romania, pp. 32-37.
- [29] Kazmierkowski, M. P. & Tunia, H. (1993), *Automatic Control of Converter-Fed Drives*, Elsevier, Amsterdam.
- [30] Kelemen, Á. (1976, 1979), *Acțiōnări electrice (Electrical Drives)*, in Romanian, Editura Didactică și Pedagogică, Bucharest, Romania.
- [31] Kelemen, Á. & Imecs, Mária (1983), *Electronică de putere (Power Electronics)*, in Romanian, Editura Didactică și Pedagogică, Bucharest, Romania.
- [32] Kelemen, Á. & Imecs, Mária (1989), *Sisteme de reglare cu orientare după câmp ale mașinilor de curent alternativ (Field-Oriented Control Systems of AC Machines)*, Editura Academiei Române, Bucharest.
- [33] Kelemen, Á. & Imecs, Mária (1990), Vector control systems for frequency and voltage of synchronous generators, *International Conference on Electrical Machines ICEM '90*, Cambridge, Massachusetts, USA.
- [34] Kelemen, Á. & Imecs, Mária (1990), Vector control systems of synchronous machines: synthesis, *International Conference on Power Electronics PEMC '90*, Budapest, Hungary.
- [35] Kelemen, Á. & Imecs, Mária (1991), *Vector Control of AC Drives*, Volume 1: *Vector Control of Induction Machine Drives*, OMIKK-Publisher, Budapest, Hungary.
- [36] Kelemen, Á. & Imecs, Mária (1993), *Vector Control of AC Drives*, Volume 2: *Vector Control of Synchronous Machine Drives*, Editura-Publisher, Budapest, Hungary.
- [37] Kovács, K. P. & Rácz, I. (1959), *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen*, in German, Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, Budapest.
- [38] Leonhard, W. (1983), Control of AC machines with help of microelectronics, (Survey paper), *The 3rd IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives*, Lausanne, Switzerland.
- [39] Leonhard, W. (1985), *Control of Electrical Drives*, Springer Verlag, Berlin.

- [40] Novotny, D. W. & Lipo, T. A. (2000), *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Clarendon Press, Oxford, UK.
- [41] Lipo, T. A. (1987), Recent progress in the development of solid state AC motors drives, *Electric Energy Conference on Electrical Machines and Drives EECN'87*, Adelaide, Australia, pp. 125-134.
- [42] Späth, H. (1977), *Steuerverfahren für Drehstrommaschinen*, in German, Springer Verlag, Berlin.
- [43] Szabó Cs. & Imecs, Mária (2000), Permanens mágnes forgórészű szinkron motorok szabályozásának szimulációs modelljei, *Energetika Elektrotechnika Konferencia ENELKO*, Kiadó EMT, Cluj-Napoca, Románia, pp. 44-49.
- [44] Szentirmai, L. (2000), Considerations on the industrial drives, *Modern Electrical Drives*, edited by Ertan, H. B. et al., Kluwer Academic Publishers, Dordrecht / Boston / London. Pp. 687-722.
- [45] Trzynadlowski, A. M. (1994), *The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors*, Kluwer Academic Publishers, Boston / Dordrecht / London.
- [46] Trzynadlowski, A. M., Imecs Maria & Patriciu, Niculina (1999), Modeling and simulation of inverter topologies used in AC drives: Comparison and Validation of Models, *Proceedings of ELECTRIMACS*, Lisboa, Portugal, Volume I/3, pp. 47-52.
- [47] Yamamura, S. (1986), *AC Motors for high performance Applications*, Marcel Dekker, Inc., New York & Basel.

Lineáris indukciós motorok számítógépes szimulációja

Computer Aided Simulation of Linear Induction Motors

Dr. Imecs Mária¹, Incze János Jób¹, Dr. Tóth Ferenc²

¹Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamos Hajtások és Robotok Tanszék

²Miskolci Egyetem, Elektrotechnikai-Elektronikai Tanszék

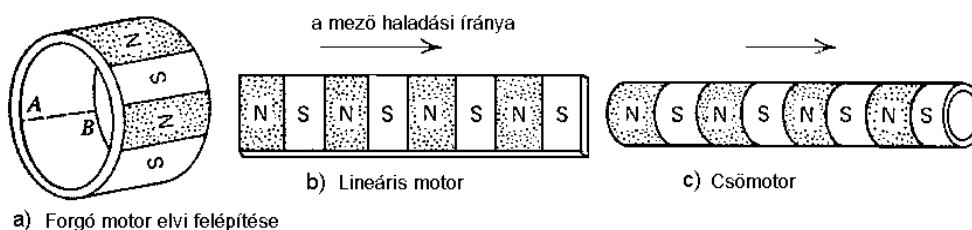
Abstract

The paper deals with computer simulation of a Linear Induction Motor (LIM). They derives from rotating machines, cutting them by a radial plane to the rotational axis and unrolling their structure. Different LIM constructions are presented, e.g. short primary, short secondary, double sided, single sided, etc. Mathematical modelling of LIM is based - with some simplifications - on the general equations of rotating induction machines. Simulation were performed in MATLAB-Simulink environment, consisting in a starting in open loop configuration by no-load condition, followed by loading with rated load. Simulation results agree with the theoretical considerations, confirming the accuracy of modelling.

Bevezetés

A lineáris motorok működési elve ugyanolyan, mint a forgó villamos gépeké, ezért lényegében minden forgó villamos gépnek elkészíthető a lineáris változata. Így beszélhetünk egyenáramú-, szinkron-, indukciós- és különleges vagy speciális lineáris motorokról. A forgó motorok nagyszámú változata miatt sokfajta lineáris motort építhetünk, ha az egyes forgó motorokat többféleképpen alakítjuk át.

Sík lineáris motort legegyszerűbben talán egy az alkotója mentén felhasított és azután síkba kiterített forgó motorból lehet származtatni. Ilyen jellegű kialakítást mutat az 1. ábra [1].



1. ábra

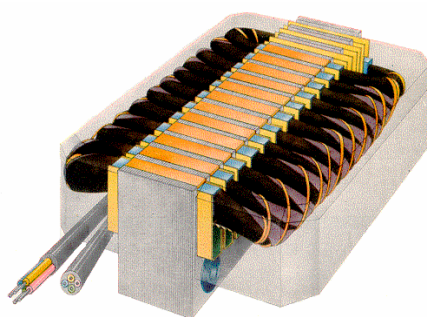
A lineáris motor származtatása forgó gépből [1]

A lineáris motorok egy másik csoportosítási lehetősége abból következik, hogy a gyakorlatban kivitelezhető gépek véges hosszúsággal rendelkeznek. Ily módon a lineáris motorok további két fajtáját szokás megkülönböztetni, mégpedig a rövid primer- (ebben az esetben a szekunder rész az adott pálya hosszúságú), illetve a rövid szekunder-résztű motorokat (természetesen ebben az esetben az adott pályahosszt kell tekercseléssel ellátni).

A lineáris indukciós motor főbb jellemzői

A lineáris indukciós motor primer része legtöbbször téglatest alakú lemezelt vasmagból áll, amelynek hornyaiba helyezik el a többfázisú elosztott tekercselést (2. ábra) [2].

A hornyokba elosztott és általában háromfázisú árammal táplált tekercselés (a sík lineáris felépítés miatt) haladó mágneses teret hoz létre. A mágneses tér x -tengely irányú haladását feltételezve, a mágneses indukció az alábbi módon írható le [3]:

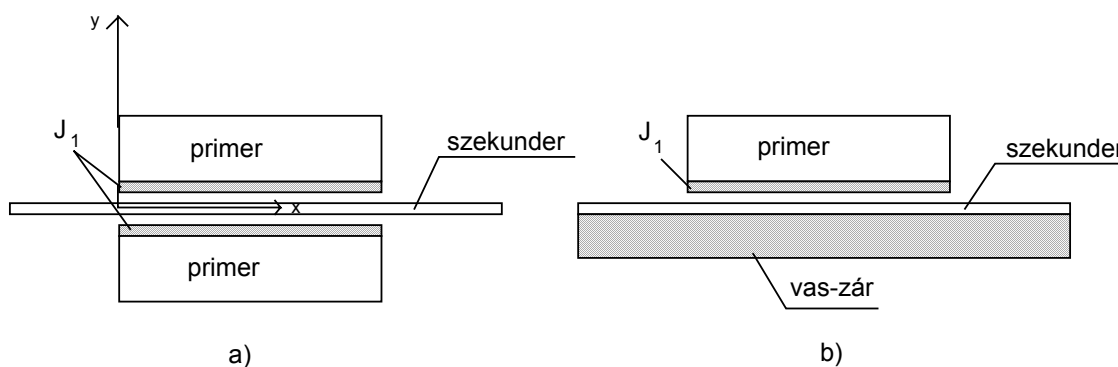


2. ábra

A lineáris indukciós motor konstrukciós rajza [2]

$$b(x, t) = B_s \exp \left[j \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right) \right] + B_1 \exp \left(-\frac{x}{\alpha_1} \right) \exp j \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau_e} x \right) + B_2 \exp \left(\frac{x}{\alpha_2} \right) \exp j \left(\omega t + \frac{\pi}{\tau_e} x \right). \quad (1)$$

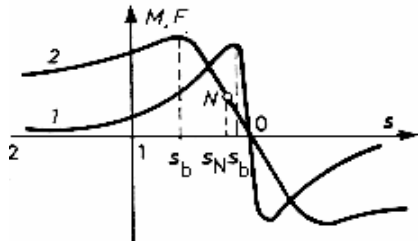
A gyakorlatban alkalmazott lineáris indukciós motorok szekunder részének kialakítása rendszerint eltér a forgó indukciós gépeknél megtalálható rövidre zárt (kalickás), vagy csúszógyűrűs kivitelről. Annak érdekében, hogy a motor beruházási költsége minél kisebb legyen, a szekunder rész rendszerint egy villamos szempontból jó vezető sín. Ezt a jól vezető sít a primer rész közrefoghatja két oldalról (3.a ábra), vagy egy oldalról (3.b ábra). Az előző konstrukciónál kétoldalas, míg az utóbbi kivetelnél egyoldalas motor a szokásos elnevezés. Az egyoldalas motornál a mágneses kör jobb záródása miatt a vezető sít rendszerint vassal fedik le, amit vas-zárnak is neveznek.



3. ábra

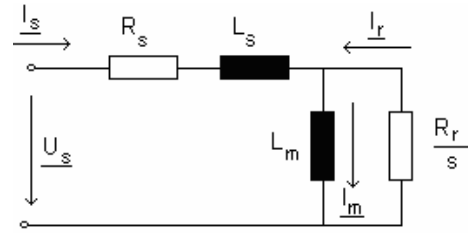
A lineáris indukciós motor elrendezési keresztmetszet vázlata

A forgó és a lineáris indukciós gépek mechanikai jelleggörbéinek összehasonlításából megállapítható, hogy a lineáris motorban a maximális vonóerő nagyobb billenő szlipnél lép fel, mint a forgó motorokban (a 4. ábrán a 2-es görbe a lineáris az 1-es a forgó motoré). Ennek egyik oka, hogy a lineáris motorok általában lényegesen nagyobb légréssel készíthetők el, mint a forgó indukciós motorok, másrészt a lineáris motorok esetén a mágneses légrés a tényleges légrés és a szekunder-vezető vastagságából tevődik össze. A nagy légrés miatt a lineáris indukciós motornál a gép kihasználtságára jellemző érték ($\eta \cdot \cos \varphi$) nem lépi túl a 0,5 értéket, míg ez az érték a forgó gépeknél rendszerint 0,8, vagy ennél nagyobb érték.



4. ábra

A forgó és a lineáris indukciós motor jelleggörbéjének összehasonlítása



5. ábra

A lineáris motor állandósult állapotra vonatkoztatott villamos helyettesítő vázlata

A lineáris indukciós motor matematikai modellezése

Minden lineáris gépnek megfeleltethetünk egy ekvivalens forgó gépet, amelyben a lineáris motor primer részének a szerepét a forgó motor állórésze veszi át, illetve a szekunder résznek a rövidrezárt forgórész fog megfelelni, azzal a különbséggel, hogy a szekunder rész egyszerű volta miatt elhanyagolható ennek a szórási reaktanciája, valamint az áthidaló ág hatásos ellenállása. Belátható, hogy a lineáris indukciós motor helyettesítő kapcsolása hasonlít a forgó motoréhoz, de annál valamivel egyszerűbb. Az 5. ábrán az állandósult állapotra érvényes helyettesítő kapcsolási rajz látható.

A két motortípus közötti megfeleltetést a teljesítményeik azonossága alapján végezzük. A lineáris motor $F(t)$ vonóereje és az ekvivalens forgó motor $m(t)$ forgatónyomatéka között, illetve a lineáris mozgás $v(t)$ sebessége és az ekvivalens forgórész $f(t)$ mozgási frekvenciája között a kapcsolatot az

$$v(t) = \frac{v_N}{f_N} f(t) \quad \text{és} \quad F(t) = \frac{F_N}{m_N} m(t) \quad (2)$$

képletek adják meg, ahol az $_N$ index a gépek névleges mennyiségeit jelenti.

A fentiek alapján a lineáris indukciós motort matematikailag ugyanazzal - az irodalomból jól ismert - egyenletrendszerrel írhatjuk le, mint a forgó indukciós motort. A vonatkoztatási rendszert az állórész rögzített tengelyének megfelelően irányítva, ezek az egyenletek a következő alakúak lesznek [4]; [7]:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{sd}}{dt} = u_{sd} - R_s i_{sd} \\ \frac{d\psi_{sq}}{dt} = u_{sq} - R_s i_{sq} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{rd}}{dt} = u_{rd} - R_r i_{rd} - \omega \psi_{rq} \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} = u_{rq} - R_r i_{rq} + \omega \psi_{rd} \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} i_{sd} = \left(\psi_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \right) \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \\ i_{sq} = \left(\psi_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \psi_{rq} \right) \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} i_{rd} = \left(\psi_{rd} - \frac{L_m}{L_s} \psi_{sd} \right) \frac{L_s}{L_s L_r - L_m^2} \\ i_{rq} = \left(\psi_{rq} - \frac{L_m}{L_s} \psi_{sq} \right) \frac{L_s}{L_s L_r - L_m^2} \end{cases} \quad (6)$$

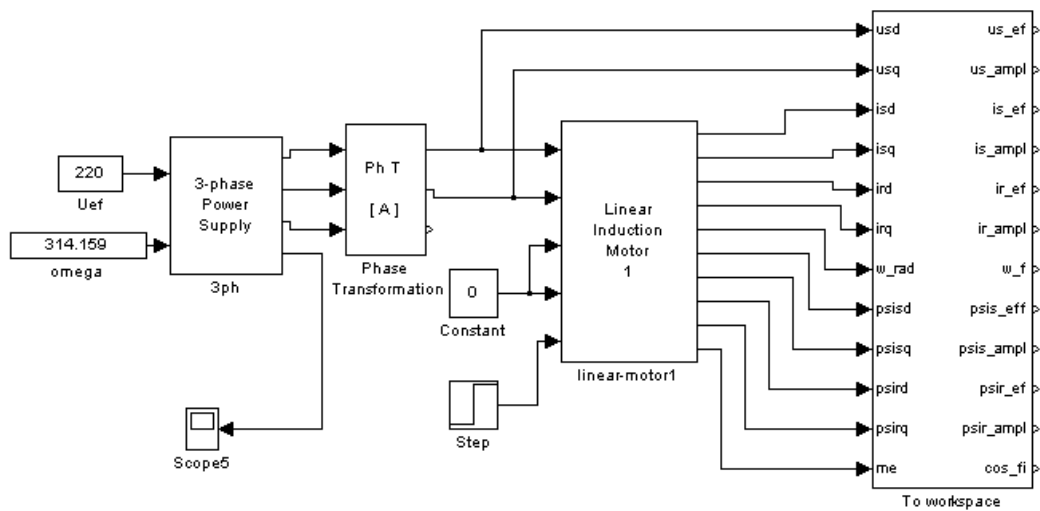
amelyekben a lineáris motor esetére a forgórész szórási reaktanciájának elhanyagolása miatt $L_r=L_m$ lesz. A mozgásegyenlet, z_p póluspárral rendelkező motor esetén, a következő:

$$\frac{J}{z_p} \frac{d\omega}{dt} = m_e - m_t = \frac{3}{2} (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) - m_t, \quad (7)$$

ahol m_e és m_t az ekvivalens elektromágneses illetve terhelő nyomaték.

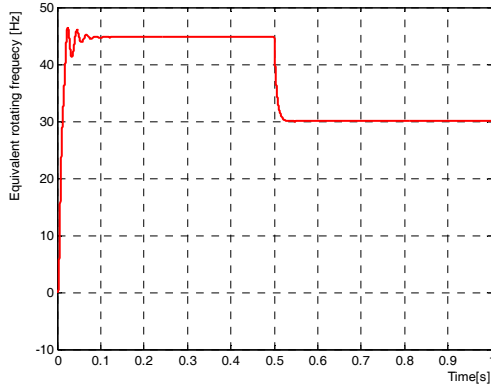
A lineáris indukciós motor szimulálása

A lineáris motor nyílthurkú működését MATLAB-Simulink környezetben vizsgáltuk a 6. ábrán látható szimulálási struktúra alapján. A motort terhelés nélkül indítjuk háromfázisú szinuszos feszültségű hálózatról, majd ugrásszerűen leterheljük a névleges nyomatékkal. A szimulált motor csillagkapcsolású névleges adatai: $U_N=380 \text{ V}^{\text{rms}}$; $I_N=5 \text{ A}^{\text{rms}}$; $P_N=1,4 \text{ kW}$; $f_N=50\text{Hz}$; $v_0 = 3,8 \text{ m/s}$; $F_N=140 \text{ N}$ és paraméterei a következők: $R_s=9 \text{ Ohm}$; $R_r=124,86 \text{ Ohm}$; $X_{\sigma s}=2 \text{ Ohm}$; $X_m=44,24 \text{ Ohm}$, amelyek meghatározása mérésen és számításon alapult. A szimuláció alkalmával a paramétereket a helyettesítő vázlat alapján újraszámoltuk, úgy, hogy a szimuláció kiadja a névleges adatokat.

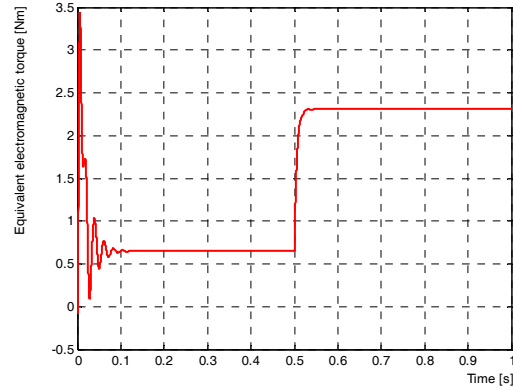


6. ábra
A szimulációs struktúra vázlata

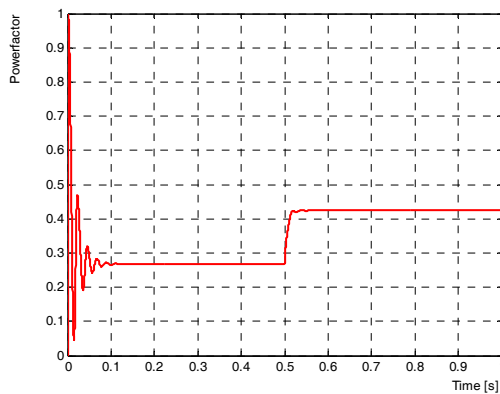
A motort szimuláló blokk a (3)...(6) egyenletek és a (7) mozgásegyenlet alapján megírt *Ss-function* elem. A bemeneti mennyiségek az állórész feszültségek kétfázisú d-q komponensei és a terhelőnyomaték, míg a kimenőmennyiségek az állórész illetve forgórész áramok és fluxusok ugyancsak kétfázisú d-q komponensei, valamint az ekvivalens sebesség és ekvivalens elektromágneses nyomaték [7], [8]. A fenti ábrán a motor baloldalán levő blokkok a táplálást szimulálják, míg a jobboldali blokk a számítási eredmények megőrzésére szolgál, lehetővé téve ezeknek a későbbi feldolgozását. A szimulációs eredmények a következők:



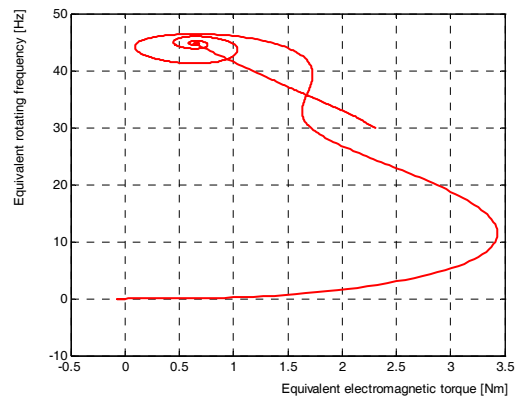
7. ábra
Ekvivalens forgási frekvencia [Hz]



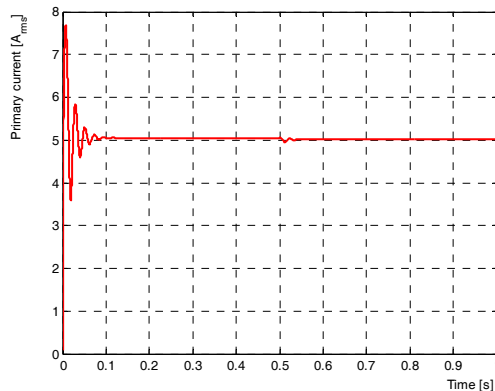
8. ábra
Ekvivalens elektromágneses nyomaték [Nm]



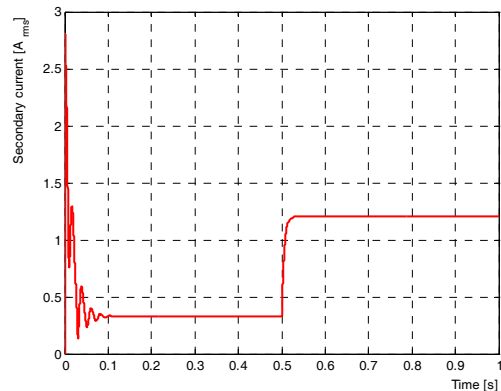
9. ábra
Teljesítménytényező



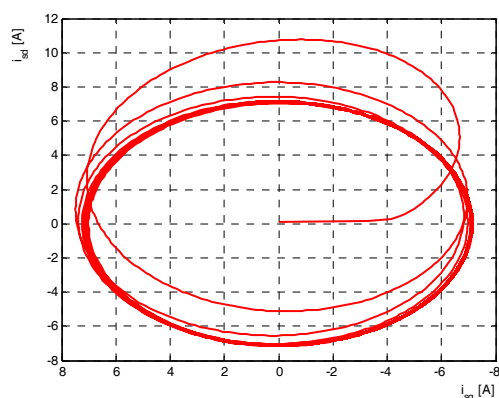
10. ábra
Mechanikai jelleggörbe



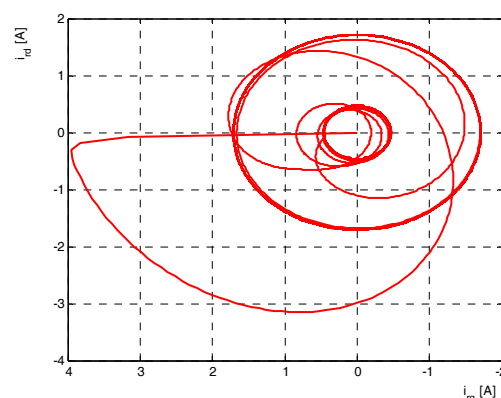
11. ábra
Primer áram [A]



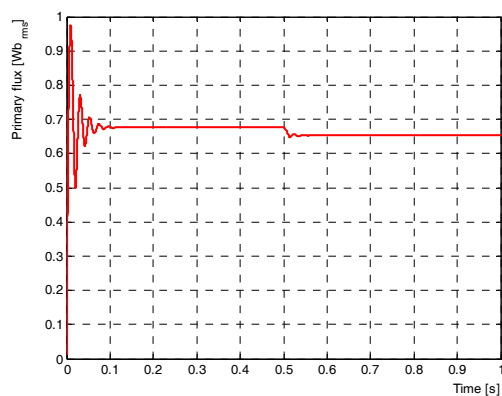
12. ábra
Szekunder áram [A]



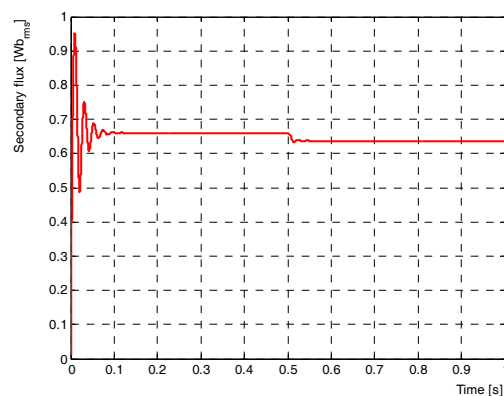
13. ábra
Primer-áram térfazora [A]



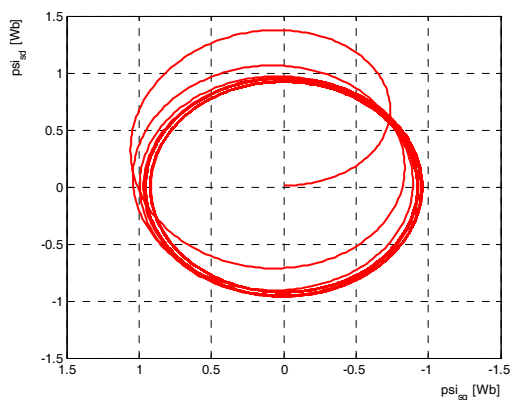
14. ábra
Szekunder-áram térfazora [A]



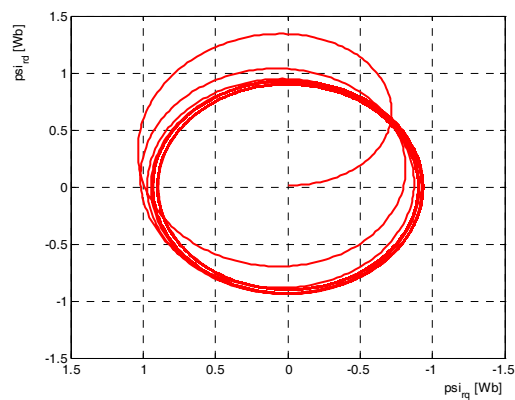
15. ábra
Primer fluxus [Wb]



16. ábra
Szekunder fluxus [Wb]



17. ábra
Primer-fluxus térfazora [Wb]



18. ábra
Szekunder-fluxus térfazora [Wb]

Összefoglaló

A lineáris indukciós motorok tanulmányozása az ekvivalens forgó indukciós motor matematikai modellje alapján történő szimulációval lehetséges. Jól követhetők az indulás tranziens jelenségei, az állandósult terhelésmentes állapot és a jellemző mennyiségek alakulása a névleges leterhelés okozta megváltozott munkapontnak megfelelően.

A szimuláció eredményei megfelelnek az számításra alapuló elvárásoknak. A 140 Nm névleges vonóerőnek megfelelő szekunder áram I_{rN} , csúszás s_N és teljesítménytényező $\cos\varphi_N$ értéke megegyezik a számításokból kapott értékkel.

Köszönetnyilvánítás: a jelen publikáció a magyar - román kormányközi tudományos és technológiai együttműködés keretében, az OM Kutatás-Fejlesztési Helyettes Államtitkárság és külföldi szerződés partnere, a Ministry of Education and Research and Youth (Románia) támogatásával jött létre.

Irodalom

- [1] Nasar S. A., Boldea I.: Linear Motion Electric Machines, John Wiley & Sons.
- [2] Wanderfeld-Linear motoren/VEB Elektromotorenwerk Dresden (1973) Prospektus anyag.
- [3] Yamamura S.: Theory of Linear Induction Motors. University of Tokyo Press, (1972).
- [4] Kelemen Á.; Imecs Mária.: Vector Control of AC Drives, Vol. 1: Vector Control of Induction Machine Drives. OMIKK-Publisher, Budapest, 1991.
- [5] Imecs Mária; Patriciu Niculina; Benk Enikő: Synthesis about electric equivalent circuits of induction machine used in scalar and vector control systems. Analele Universităţii din Oradea, Fascicola Electrotehnică, 1997, Secţiunea: C, pp. 50-55.
- [6] Imecs Mária; Incze I. I. ; Szabó Cs.: Unified Modelling of AC Motors in MATLAB-Simulink Environment. Oradea University Annals, Electrotechnical Section, Oradea, Romania, 2000, pp.21-26.
- [7] Imecs, Mária; Incze I. I.: MATLAB-Simulink generalized model for double-fed induction motor drives. Proceedings of Q&R (THETA 12) 2000 International Conference on System Theory, Control, Robotics, Signal Processing, Total Plant Systems, Software. Cluj-Napoca, Romania, 2000, pp.79-84.
- [8] Imecs Mária; Incze I. I.: A simple approach to induction machine parameter estimation. Workshop on Electrical Machine's Parameters. 2001, Technical University, Cluj-Napoca, Romania, pp.73-80.

Távközlés-oktatás a Miskolci Egyetemen

Telecommunication Education in the University of Miskolc

Dr. Kovács János¹, Dr. Ádám Tihamér²

¹okl.fizikus-okl.villamosmérnök - Dr.Univ., ME Automatizálási TSz. & MATÁV PKI.

² okl. villamosmérnök - PHD. Tanszékvezető, ME Automatizálási TSz.

Abstract

Telecommunications training was launched in 1998 at the University of Miskolc, within the college level electrical engineer training programme. Telecommunications engineering as a subject has been taught at the telecommunications course of the Department of Electrical Engineering since 1996 (for day-time and part-time students). The material of laboratory tests and measuring workshops are constantly being developed.

We can find a short summary of the history of the telecommunication in this article from 1976 till nowadays. This summary is focusing for the history of Hungarian telecommunication, in which we can read about the PKI (Hungarian Telecommunication Development Institute) which is 113 years old. Prof. Békésy György worked in this Institute and he had got Noble Price for his results in December of 1961.

The MATÁV-PKI is helping the telecommunication education in Miskolc, and PKI and ME researching VoIP technology in same network.

1. Előzmények

A Miskolci Egyetemen 1998 februárjában megindult Telekommunikációs szakirányú képzés a főiskolai szintű villamosmérnök-képzésen belül. A Híradástechnika tárgy 1996 óta szerepel a főiskolai szintű Villamosmérnöki Szak Telekommunikációs Szakirány (nappali és önköltséges képzés) programján.

1998 szeptemberében megindult a két féléves Távközléstechnika c. tárgy oktatása.

A távközléstechnika tárgy gyakorlati oktatásában a Miskolci Egyetem szoros együttműködést alakított ki a MATÁV Miskolci Igazgatóságával és Oktatási Központjával, a Westel 900 Hálózatfejlesztési Osztályával, az Antenna Hungária Emődi Mikrohullámú Állomásával és a Kandó Kálmán szakközépiskolával. A hallgatók üzemlátogatásokon vettek részt, elsősorban a MATÁV Miskolci Igazgatóságán, és a MATÁVCOM miskolci igazgatóságán. 2001 februárjában kezdődött el a Mobil távközlés oktatása, majd szeptemberben a Telematika című tárgy oktatása. 2003. Február 10-n az 5 éves gépészmérnök-informatikus képzésen belül megkezdődött a mobil távközlés oktatása.

2001-ben a Miskolci egyetem Villamosmérnöki Intézete és az Informatikai Intézete közösen létrehozta a Hatvani József Doktori Iskola, ami lehetővé teszi a villamosmérnöki szakirányú PHD képzést Miskolcon.

1.1. Az oktatók névsora

Az Automatizálási Tanszék keretében működik a **Telekommunikációs Szakcsoport**, melynek tagjai:

Prof. Dr. Ajtonyi István	a műszaki tudományok kandidátusa
Prof. Dr. Lajtha György	címzetes egyetemi tanár
Dr. Kane Amadu	a műszaki tudományok kandidátusa
Dr. Kovács János	dr. univ. (Matáv-PKI.)
Dr. Czap László	dr. univ.
Dr. Taszner István	dr. univ. (egyetemi adjunktus 2001-ig, Westel900 később)
Serfőző Péter	doktorandusz (egy.ts.)
Ferenczi Zoltán	egy. ts.

Az Elektrotechnikai - Elektronikai Tanszéken **Híradástechnikai Szakcsoport** működik Dr. Kovács Ernő egyetemi docens, tanszékvezető vezetésével.

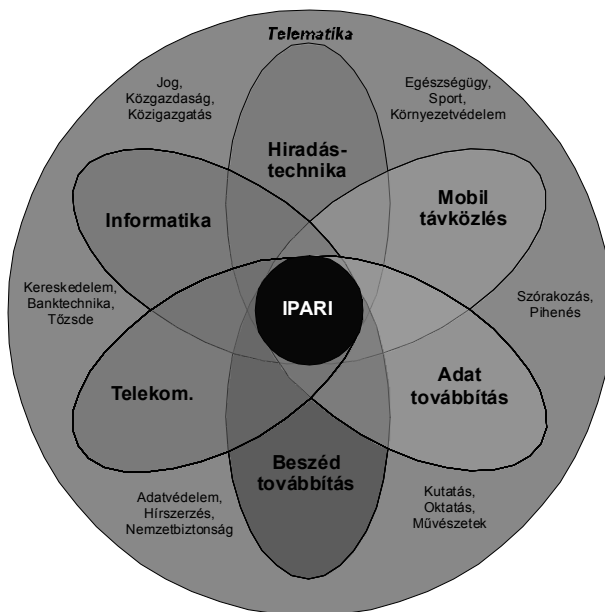
1.2. Hallgatói eredmények

A nappali tagozatos Telekommunikációs képzésben az 1998-99-es tanévben 13 hallgató, az 1999-2000-es tanévben pedig 16 nappali tagozatos hallgató vett részt. A levelező önköltséges képzésben 1998-1999 tanévben 12, 2000-ben pedig 14 hallgató volt.

2. Távközlés oktatás a Miskolci Egyetemen

2.1. Oktatási struktúra

2003-ban az öt éves képzés tárgyainak struktúrája megegyezik a főiskolai képzés tárgyaival. Ezek a Távközlés I. , ami a vezetékes beszédtovábbítással foglalkozik, a Távközlés II , aminek adatátvitel a témája és a mobil távközlés. Ezen túl a Telekommunikáció c. tárgy a műsorszórásra fókuszál, a Telematika egy átfogó képet ad a mai távközlésről, az Ipari kommunikáció pedig a Távközlés műszaki, elektronikai hátterére fókuszál, és a távközlés ipari alkalmazási lehetőségeit mutatja be. Ezt láthatjuk a 2.1.1. ábrán.



2.1.1.

ábra A Miskolci Egyetem Távközlés oktatásának struktúrája

Az ábrán feltüntetett Informatikai képzést az Egyetem Informatikai Intézete biztosítja, az összes többi a Villamosmérnöki Intézet. A híradástechnika tárgyat az Elektrotechnikai - Elektronikai Tanszéken oktatják, míg a "maradékot" az Automatizálási Tanszéken.

2.2. A távközlés történeti áttekintése

Több sikertelen kísérlet után az első használható telefon feltalálója Graham Bell, a bostoni egyetem fiziológiai tanára, aki találmányát 1876-ban a philadelphiai kiállításon mutatta be. Bell készülékének hiányosságát (a mikrofon áramerősségének gyenge voltát) 1877-ben Thomas A. Edison, majd 1878-ban David E. Hughes a telepáram alkalmazásával pótolta.

A telefon tökéletes használatának megoldása hazánkfia, Puskás Tivadar nevéhez fűződik, akinek felismerése, hogy a telefontulajdonosokat egy központba gyűjtse össze és egy kapcsolószerkezet segítségével egymással összekösse, Edisonval, a nagy hírű amerikai feltalálónál elismerést és támogatást talált.

Puskás Tivadar elgondolása szerint nyílt meg 1877 májusában Bostonban a világ első telefonközpontja. 1878-ban Párizsban saját vállalkozásként már központhoz csatlakozó telefonhálózatot létesített, melynek munkálataiba öccsét, Puskás Ferencet is bevonta.

A párizsi központ sikerén felbuzdulva, 1879-ben megbízta öccsét, mint az "Európai Edison Társaság" ausztria-magyarországi képviselőjét, a budapesti telefonhálózat megszervezésével.

Puskás Ferenc 1881 februárjában előfizetői felhívást bocsátott ki, melyben közölte, hogy a telefonhálózat központi hivatala május 1-jén fog a Fürdő utca 10. szám alatt megnyílni, előfizetési díj egy állomásra havonta 15 forint, majd ismertette az előfizetési feltételeket. Csak 25 fő előfizetőt tudott toborozni az **1881. május 1**-jei megnyitásra.

Ez a dátum tekinthető a magyar telefon születésnapjának. A találmány jó működésének hírére fél év múlva már 200-at is meghaladta a budapesti előfizetők száma.

Így indult hódító útjára hazánkban korunk legnépszerűbb technikai vívmánya, napjaink nélkülözhetetlen munkaeszköze, a telefon.

2.3. Előzmények közép Európában [1]

A telefonközpont gondolatának felismerése és megvalósítása előtt Magyarországon is létesítettek elektromos összeköttetéseket. A villamos távbeszélő összeköttetések hazai elterjedéséről képet nyújt a múlt század végén vezetett postai "Vezetéklajstrom", melynek néhány oldalából megtudható, hogy közérdekű táv-beszélő vezetékként tartották nyilván Miskolcon az Önkéntes Tűzoltó Egyesület 1874-ben létesített 860 m vonal- és huzalhosszon levő négy beszélő működtetésére szolgáló összeköttetést. A tűzjelző berendezésre a kereskedelemügyi minisztérium 1874-3865. sz. alatt adott engedélyt határidőtartam nélkül.

Az engedélyezés 1878. IX. 23-án megerősítést nyert, majd 1891. II. 2-án egy jelzőberendezésre is kaptak engedélyt. A miskolci tűzoltókat időrendben csak a kassai egyesület előzte meg 1873. IV. 19. 3801. engedélyszámmal. Nagybecskerek 1874. VI.10-i 5542., Kolozsvár 1874. IX. 25-i 9004. engedélyszámai arra következtetnek, hogy bár egy évben nyíltak meg, működésüket a miskolci megelőzte. Területünkön az egri Önkéntes Tűzoltó Egyesület 1881. XII. 20-án 29 054. számmal kapott tíz évre és másfél kilométer hosszra engedélyt. A vonalak feletti felügyeletet Kassán a posta-igazgatóság, a többi helyen a posta- és távírdafőnök látta el.

A magánhasználatú összeköttetések nagy számára utal, hogy 1891. november végéig, a vezetéklajstrom beteléréig, 279 tételt tüntettek fel.

2.4. A Magyarországi távközlés fejlődés kezdete

Legnagyobb jelentőséggel bírnak a központtal rendelkező közhasználatú távbeszélő vezetékek. Ezek a már említett budapesti központ után időrendben:

1. Táblázat Távbeszélő központok telepítésének időrendje.

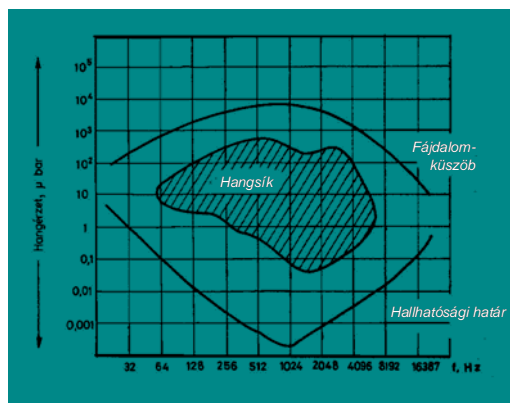
Folyó szám	Helység	Az engedélyes neve	Az engedély kelte	Az engedély száma	Havi előf. díj Ft
1.	Temesvár	Puskás Tivadar	1881.IX.13.	2742	8
2.	Pozsony	Kragl Károly	1883. XII. 9.	23 991	7
3.	Szeged	Puskás Tivadar	1883. XII. 9.	23 991	9
4.	Arad	Puskás Tivadar	1884.1.22.	2442	9
5.	Pécs	Koharits János	1885. III. 22.	26 418	9
6.	Zágráb	Schwartz Vilmos	1886. VIII 7.	38 029	6
7.	Debrecen	Balkányi Miklós	1887. VIII. 24.	26 418	6
8.	Bp-Újpest	Puskás Tivadar	1887. X. 18.	41 356	12,50
9.	Miskolc	Wilhellm Herman és Jenei Soma	1888.IV.29.	14 258	8

A hálózat feletti felügyeletet az igazgatósági székhelyeken az igazgatóság, máshol a posta- és távírdahivatal főnöke látta el. Az 1888-ig fennállott hálózatok közül egyetlenegy sem volt állami kezelésben. 1890-től kezdve az állam a hálózatot fokozatosan megváltotta.

1891-ben létrehozták a Posta Kutató Intézetet (PKI) Budapesten a mai Zombori utcában.

2.5. A MATÁV-PKI bemutatása

Ennek a korszaknak nagy egyénisége a később Nóbél díjat kapott Békésy György (1899.Jún.03-1972).



2.5.1. ábra

A fül hangérzetének síkdiagramja

Békésy György 1923-ban fizikus doktori címet kapott a BME-n, és 1946-ig a PKI Zombori utcai épületében dolgozott. Közben (1939-46) Budapesti Műszaki Egyetem Kísérleti Fizikai Tanszékének professzora is. Távközlési kutatási területe a beszédérthetőség és beszédátvitelhez szükséges frekvencia sáv szélesség meghatározása volt. Kutatásaihoz az emberi fület tanulmányozta, ezért később "szerintem tévesen" orvosi Nobel díjat kapott. 1946-ban emigrált az Egyesült Államokba, majd a Hawaï-i egyetemen tanított. Itt halt meg 1972-ben.

A magyarországi rendszerváltás után az akkori Postát feldarabolták, és szétválasztották a műsortovábbítással foglalkozó Antenna Hungáriára, a távközléssel foglalkozó MATÁV-ra, és a hagyományos postai funkciót ellátó Magyar Postára. 1991-ben a PKI (mint közös kutató bázis) a MATÁV-hoz került, így lett a MATÁV-nak Posta Kutató Intézete. Az új név: MATÁV Rt. PKI-FI.

2001 júniusában a MATÁV korszerű épületbe költöztette a PKI-t a Zombori utcából az Infoparkba.

Ma a távközlés oktatás fejlesztését a Miskolci Egyetemen két kutató segíti, Prof.Dr. Lajtha György, és Dr. Kovács János, akik főállásban a PKI kutatói, mellékállásban óraadók Miskolcon.

3. A Magyar és a Román távközlés kapcsolata

Magyarország földrajzi helyzetét tekintve kedvező helyen fekszik, és tranzit állomás lehet Románia, Bulgária, Szerbia és Horvátország számára. A Román távközlési szakemberek ki is használják ezt a lehetőséget, és két Romániai Mobil szolgáltató, a Cosmocom és a Mobifon Budapest nemzetközi központján keresztül éri el az európai távközlési hálózatot. Jelenleg is folynak közös kutatások VoIP területen a PKI és az SNR között.

4. VoIP technológia

4.1 Elméleti megfontolások

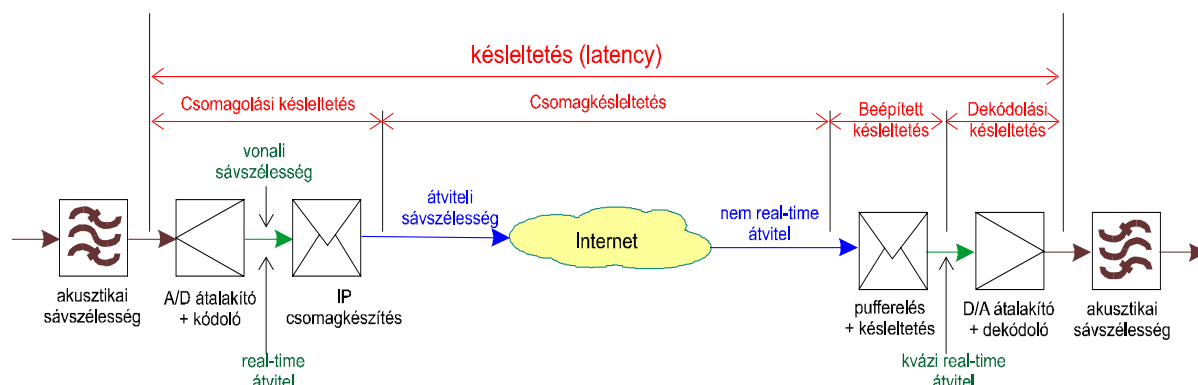
Jelenlegi trendek szerint az IP adatforgalom és ezzel az IP hálózatok dinamikusan nőnek, míg a PSTN elérte csúcspontját, az előfizetős szám stagnál, nincs szükség nagymértékű hálózat, vagy kapacitásbővítésre.

A vonalkapcsolt távbeszélő hálózatok esetén a két fél között adott sáv szélességű csatorna épül ki mindkét irányban, ami a kapcsolat alatt folyamatosan foglalja a gerinchálózat kapacitását,

függetlenül attól, hogy egyszerre mindkét fél vagy csak az egyik beszél, esetleg mindketten hallgatnak.

A csomagkapcsolt (pl.: IP) hálózatok esetén a végberendezések között nincs allokált sávszélesség. Az információt - jellegétől függetlenül - a küldő végberendezés az adott protokoll előírásai szerint csomagokra darabolja, fejléccel látja el, mely tartalmazza a forrás és a célállomás címét és egyéb információkat a csomag sikeres célbajuttatáshoz. Mivel az egymás után elküldött csomagok esetenként más-más útvonalon jutnak el a célba, gyakran előfordul hogy nem sorrendben érkezhetnek meg, ezért a fogadónak a fejlécben levő sorszám alapján újra sorba kell rendezni azokat, visszaállítva az eredeti jelfolyamot. Ha az adó csendben van, nem küld csomagokat, nem foglal sávszélességet. Sávszélesség csak akkor foglaldódik, ha van információátvitel ellentétben a vonalkapcsolás statikus jellegével.

A VoIP mozaikszó a Voice over Internet Protocol kifejezés rövidítése, ami beszéd továbbítását jelenti Internet hálózaton. Jelen cikkünkben nem mutatjuk be részletesen sem az Internet Protocol-t, sem a kapcsolt telefonhálózatot (PSTN = Public Switched Telephone Network), pusztán csak olyan mértékben, hogy érthető legyen az összekapcsolásuk és konvergenciájuk.



4.1.1. ábra
VoIP átvitel elve

A vonalkapcsolt beszédátvitelhez viszonyítva további jelentős előnyök érhetők el a beszédközi szünetdetektálás és hatékony tömörítési eljárások alkalmazásával, hisz így a 64 kbit/s-os beszédcsatorna sávszélességigénye 6-8 kbit/s-ra csökken. Ezeket a kódolási ajánlásokban találjuk meg.

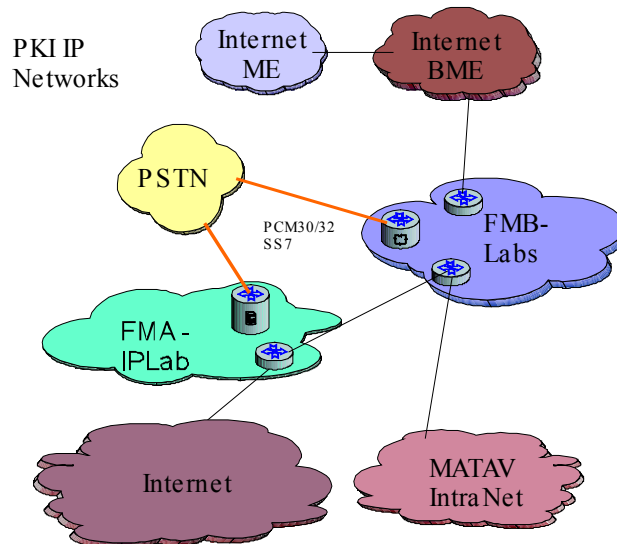
Hang kódolási eljárások az ITU ajánlása alapján:

ITU ajánlás	Akusztikai sávszélesség	Vonali sávszélesség	Csomagolási késleltetés
G.711	3.4 kHz	64 kbit/s	10,20,30 ms
G.722	7.0 kHz	64 kbit/s	< 30 ms
G.723	3.4 kHz	5.3/6.4 kbit/s	30 ms
G.726	3.4 kHz	16,24,32,40 kbit/s	10,20,30 ms
G.728	3.4 kHz	16 kbit/s	10,20,30 ms
G.729	8.0 kHz	8 kbit/s	10,20,30 ms/10 ms FR

5. A Miskolci Egyetem és a PKI közös kutatási terve

5.1. VoIP kutatási terv

A Miskolci Egyetem és a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem közösen nyújtott be pályázatot VoIP hálózatfejlesztési céllal 2003-ban amit a PKI elvekben támogatott egy nyilatkozattal.



5.1.1. ábra

A MATÁV PKI és az egyetemek közös IP kutatási hálózata terve

A cél, közös VoIP kutatási hálózat létrehozása az intézmények között. Az eredményekről 2003.11.21-n a PKI létrehozásának évfordulóján rendezendő ún. PKI napokon szándékozunk beszámolni.

Irodalom

- [1] Kamody Miklós: **100 éves a miskolci telefonközpont**. HTE Borsod Megyei Területi Szervezete, Miskolc 1988.
- [2] Dr. Orhan Gemikonakli: Telematics Systems and Services CCM4041, Middlesex University, 1999
- [3] Mark A. Miller, P.E.: Implementing Ipv6, M&T Books, New York, 1998, ISBN 1-55851-579-8
- [4] Brebovszky Judit: A csomagkapcsolt beszédátvitel minősítése, Híradástechnika Volume LVI. 2001/1
- [5] ITU-T P.861, Objective quality measurement of telephone-band (300-3400Hz) speech-codecs 1996.
- [6] ITU-T G.114 One-way transmission time (2000).

Inverterről táplált mezőorientált szabályozású aszinkron motoros szervo hajtások kapcsolási veszteségének vizsgálata

Investigation of Switching Loss of Inverter Feed Induction Servo Motor Drive
with Field Oriented Control

Kővári Attila, Kádár István, Dr. Halász Sándor

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

Abstract

The losses of an inverter-fed induction motor drive at a given load are depending on the material and construction of the machine, the converter topology and the characteristics of semiconductor power switches, the drive control system and the inverter control (modulation) algorithm. Significant component of overall drive losses are the inverter switching losses (which are proportional to the switching frequency of voltage source inverters). Based on simulation results the switching losses of different inverter control methods are compared in steady state at different load torque and various rotor speeds and in starting up with constant motor torque. The hysteresis, the carrier based PWM and the predictive current control methods were examined and simulated. It is shown that usually the carrier based PWM control produces the lowest switching losses, but for higher speed the results with predictive control are better.

Keywords: AC servo drive, switching losses, inverter control, current vector control

Összefoglaló

Az inverterről táplált aszinkron motorok vesztesége egy adott terhelésnél a motor kialakításától, az áramirányító fajtájától, a félvezető kapcsolóelemek paramétereitől, a szabályozási módszertől és az inverter vezérlő (modulációs) algoritmustól függ. A teljes hajtás veszteségében lényeges tényező a feszültség-inverter kapcsolási vesztesége, amely arányos a kapcsolási frekvenciával. Több inverter vezérlő algoritmus kapcsolási veszteségeit hasonlítottuk össze különböző motor fordulatszám és terhelő nyomaték esetén szimulációs eredmények alapján. A hiszterézises, a vivőfrekvenciás ISZM és a prediktív algoritmust vizsgáltuk állandósult állapotbeli munkapontban és állandó nyomatékú felfutás esetén. A számítások megmutatták, hogy a kapcsolási veszteség általában a vivőfrekvenciás ISZM módszernél a legkisebb, de nagyobb fordulatszámokon a prediktív algoritmus jobb eredményt ad.

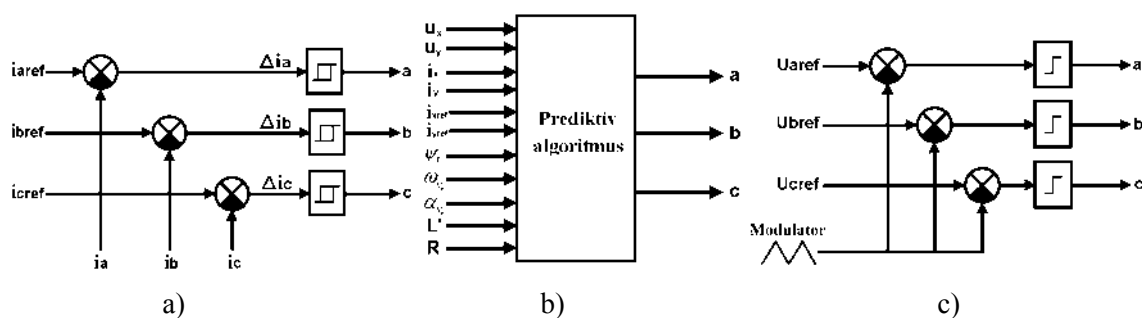
1. Bevezetés

A váltakozó áramú szervo hajtásokban a minél nagyobb dinamika elérése érdekében legtöbbször feszültség-invertert és valamilyen áramvektor szabályozást alkalmaznak. A feszültség-inverterről táplált hajtásokban lévő IGBT kapcsolóelemek veszteségei főképpen 4 paramétertől függenek: a szaturációs feszültségeséstől, a be- és kikapcsolási időtől valamint a kapcsolási frekvenciától. A szaturációs feszültségesés, és a be- és kikapcsolási idő csak kismértékben változtathatóak (jól kialakított meghajtó áramkörökkel), de a kapcsolási frekvencia az alkalmazott áramvektor szabályozástól függ és megfelelő inverter vezérlő algoritmussal csökkenthető.

Ebben a cikkben a legelterjedtebb áramvektor szabályozásokat hasonlítottuk össze szimulációs eredmények alapján. A hiszterézises, a kör toleranciaterületes prediktív (előreszámító) és a vivőfrekvenciás impulzusszélesség modulációs (ISZM) módszereket vizsgáltuk a kapcsolási veszteségre jellemző kapcsolási frekvencia és az áram felharmonikus hiba szempontjából, állandósult állapotban, továbbá állandó nyomatékú felfutásnál.

A hiszterézises szabályozás felépítése a legegyszerűbb: az inverter aktuális kimenetét hiszterézis komparátorok határozzák meg (fázisonként egy komparátor). A kör toleranciaterületes prediktív módszernél az inverter kimenetét egy előreszámító algoritmus határozza meg, amely a motorra jutó áramvektort az alapjel áramvektora köré rajzolt körön (toleranciaterület) belül tartja. Ha a motorra jutó áramvektor eléri a toleranciaterület szélét, akkor lefut egy 2 kommutációt előreszámító algoritmus, amely meghatározza az inverter kvázi optimális feszültség kimenetét. Az algoritmus az előreszámítás eredményei alapján azt a kimeneti feszültségvektort választja, amellyel 2 kommutációval előre a legkisebb kapcsolási frekvencia adódik. A vivőfrekvenciás ISZM módszer állandó frekvenciájú és amplitúdójú háromszög alakú moduláló jelet használ, így a másik két algoritmussal ellentétben kapcsolási frekvenciája állandó. Az algoritmus a moduláló jel és a feszültség alapjel összehasonlításával határozza meg a motorra jutó feszültséget.

Az invertert vezérlő ISZM módszerek vázlata az 1. ábrán látható.



1. ábra

Inverter vezérlő algoritmusok vázlata a) hiszterézises, b) prediktív és c) vivőfrekvenciás ISZM algoritmus (a,b,c az inverter vezérlő kimeneteit jelöli)

2. Alkalmazott jelölések

$\overline{\psi}$: állórész fluxus Park-vektor,

$\overline{\psi}_r$: forgórész fluxus Park-vektor,

m : elektromágneses (villamos) nyomaték,

m_t : terhelő nyomaték,

T_s : névleges indítási idő,

ω_{ψ_r} : forgórész fluxus vektor szögsebessége,

ω_1 : állandósult állapoti szinkron szögsebesség,

U_1 : motor alapharmonikus fázis feszültség csúcsértéke,

R : állórész ellenállás,

L' : állórész tranziens induktivitás,

L_m : mágnesező induktivitás,

L_r : forgórész induktivitás,

R_r : forgórész ellenállás,

ω : forgórész szögsebesség,

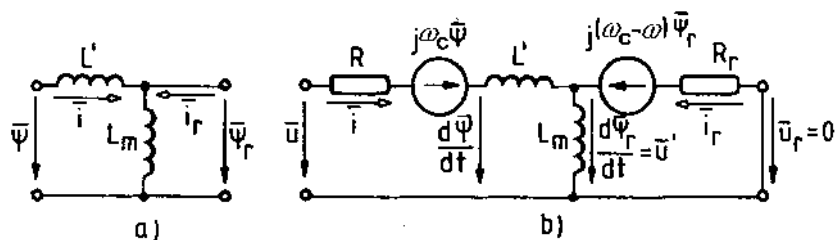
ω_c : koordinátarendszer szögsebessége

ρ_{ψ_r} : az álló koordináta rendszer és a forgórész fluxushoz rögzített koordináta rendszer kö zötti szög.

Az ellenállások és az induktivitások egy fázisra vonatkoznak, a forgórész mennyiségek az állórészre átszámítottak. További egyszerűsítés a forgórész szórási induktivitásának kiküszöbölése [5].

3. Szimulációs környezet

Az aszinkron motor relatív egységekkel felírt fluxus és feszültség Park-vektoros egyenleteinek megfelelő helyettesítő áramköri vázlatok a 2. ábrán láthatók, a szimuláció MATLAB 6.1/SIMULINK 4.1 környezetben történt.



2. ábra

*Aszinkron motor Park-vektoros helyettesítő áramköri vázlata
a) fluxusokra, b) feszültségekre*

Az α - β forgó koordináta rendszer valós tengelyét a $\bar{\psi}_r$ rotor fluxus vektorhoz rögzítjük ezért $\bar{\psi}_r = \psi_{ra} = \psi_r$ és $\text{Im}\{\bar{\psi}_r\} = 0$. Az állórész áramvektor ebben a koordinátarendszerben:

$$\bar{i} = i_\alpha + j i_\beta, \quad (1)$$

az állandósult állapotra vonatkozó motoregyenletek:

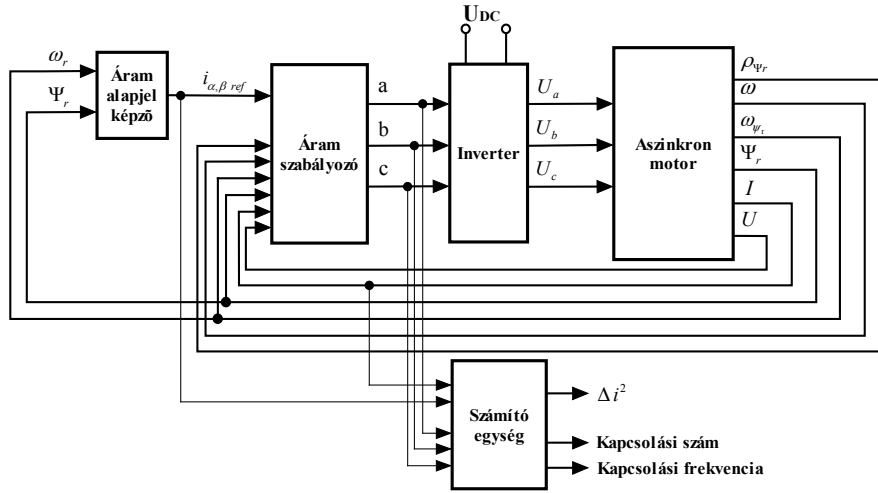
$$\psi_r = \text{áll.}; \quad \bar{i}_r = j i_\beta;$$

$$\bar{\psi} = L' \bar{i} + \psi_r; \quad \omega_{\psi_r} = \omega_1; \quad (2)$$

$$m = m_t; \quad \omega_r = \frac{R_r}{\psi_r^2} \cdot m_t.$$

3.1 Szimuláció vázlata

A szimuláció vázlata a 3. ábrán látható. Az aszinkron motor feszültség-generátoros egyenletei alapján számítjuk ki a motor állórész áramait I , a rotor fluxus szögsebességét ω_{ψ_r} és nagyságát ψ_r , valamint szögét ρ_{ψ_r} . A motort tápláló inverterben ideális kapcsolóelemeket illetve állandó egyenfeszültséget tételeztünk fel, ez utóbbi miatt az egyenirányító híd nincs szimulálva a modellben. Az áram alapjel képző blokk adja az alapjelet az áramszabályozó számára. Az áramszabályozó blokk kimenetei vezérlik az invertert úgy, hogy a motor árama kövesse az alapjelet. A struktúra közvetlen mezőorientált szabályozást valósít meg.



3. ábra
Szimuláció vázlatja

3.2 Szimulációs körülmények

A motor állandósult állapotának biztosítása érdekében a forgórész szögsebességét, a rotor fluxussal arányos $i_{\alpha ref}$ áram alapjelet ($\Psi_r=0.87=\text{const.}$) és a motor nyomatékával arányos $i_{\beta ref}$ áram alapjelet állandó értéken tartottuk. Állandósult állapotban $i_{\alpha ref}$ és $i_{\beta ref}$ a motor egyenleteiből:

$$i_{\alpha ref} = \frac{\Psi_r}{L_m}; \quad i_{\beta ref} = \frac{m_t}{\Psi_r}. \quad (3)$$

A (2) és (3) egyenleteket alkalmazva a szimuláció gyorsan konvergált.

A szimulációs időtartam 4 periódus volt:

$$T_{sim} = 4 \frac{2\pi}{\omega_1}. \quad (4)$$

A főbb motor paraméterek relatív egységekben, 50Hz-re: $R=R_r=0.03$; $L_m=1.5$; szórási induktivitások $L_s=L_{rs}=0.1$; az indítási idő $T_s=40/314$; a névleges szinkron szögsebesség $\omega_1=1$. A közbülső egyenfeszültség nagysága $U_{DC}=2$, ezért a motor maximális fázisfeszültsége $U_1 = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{2}{3} \cdot 2 = \frac{4}{\pi} = 1.27$ ami 27% feszültség tartalékot jelent a névleges értékhez képest. A nagyobb dinamika elérése érdekében szervó hajtásokban rendszerint ennél nagyobb feszültséget alkalmaznak.

A vizsgált áramszabályozások értékelésére 2 paramétert számítottunk:

- az f_{sw} kapcsolási frekvenciát, amely mindhárom fázis összesített n_s kapcsolási számának és a T_{sim} szimulációs időnek a hányadosa

$$f_{sw} = \frac{n_s}{T_{sim}}, \quad (5)$$

- a Δi^2 négyzetes áramhiba-vektor középértékét

$$\Delta i^2 = \frac{1}{T_{sim}} \int \left[(i_\alpha - i_{\alpha ref})^2 + (i_\beta - i_{\beta ref})^2 \right] dt. \quad (6)$$

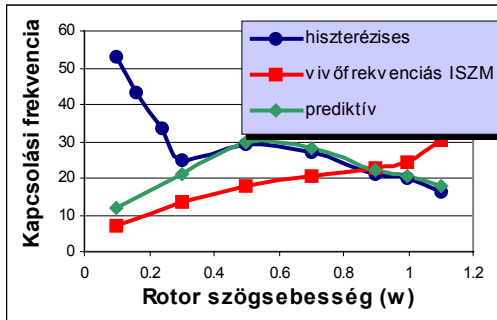
Itt feltételeztük, hogy az áram alapjel az alapharmonikus árammal egyezik meg.

4. Szimulációs eredmények

Az egyes szabályozási megoldások összehasonlítása érdekében állandó terhelő nyomatékú és állandó forgórész szögsebességű munkapontokban vizsgáltuk a kapcsolási frekvenciát és a négyzetes áramhiba-vektor középértékét az alábbiak szerint:

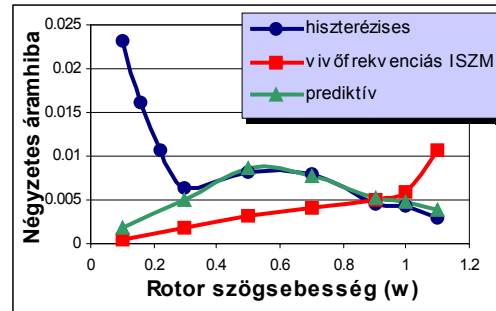
1. Különböző ω rotor szögsebességeknél az f_{sw} kapcsolási frekvenciát számítottuk az egyes algoritmusokkal $\Delta i^2=0.0076$ állandó értéke mellett. Paraméterek: $M=0.7$, $\omega=0.1, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9, 1, 1.1$ (4. ábra).

2. Különböző ω rotor szögsebességeknél a Δi^2 négyzetes áramhiba-vektor középértékét számítottuk $f_{sw}=27.5$ állandó értéke mellett. Paraméterek: $M=0.7$, $\omega=0.1, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9, 1, 1.1$ (5. ábra).



4. ábra
Kapcsolási frekvencia a rotor
szögsebesség függvényében

$\Delta i^2=0.0076$, $M=0.7$

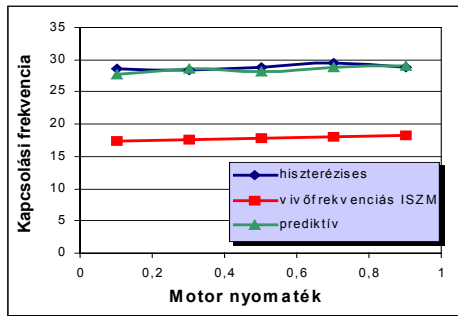


5. ábra
Négyzetes áramhiba a rotor
szögsebesség függvényében

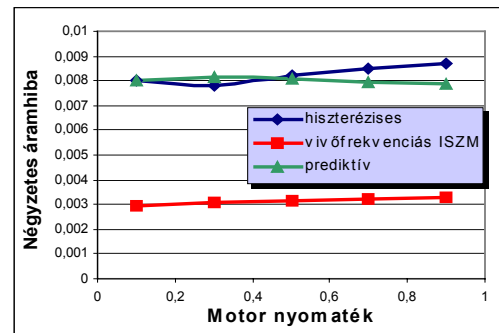
$f_{sw}=27.5$, $M=0.7$

3. Különböző M motor nyomatéknál az f_{sw} kapcsolási frekvenciát határoztuk meg állandó $\Delta i^2=0.0076$ érték mellett. Paraméterek: $\omega=0.5$, $M=0.1, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9$ (6. ábra).

4. Különböző M motor nyomatéknál a Δi^2 négyzetes áramhiba-vektor középértékét határoztuk meg állandó $f_{sw}=27.5$ mellett. Paraméterek: $\omega=0.5$, $M=0.1, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9$ (7. ábra).

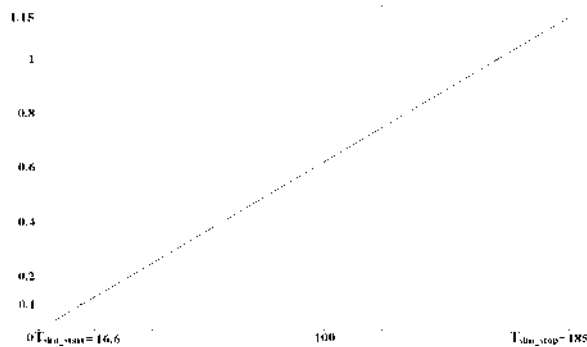


6. ábra
Kapcsolási frekvencia a motor
nyomaték függvényében
 $\Delta i^2=0.0076$, $\omega=0.5$

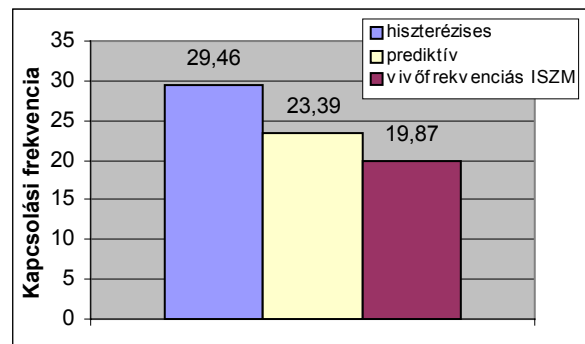


7. ábra
Négyzetes áramhiba a motor
nyomaték függvényében
 $f_{sw}=27.5$, $\omega=0.5$

5. Állandó motor nyomatéknál ($m = 0.75$) és motor terhelésnél ($m_t = 0.5$), $0.1 < \omega < 1.15$ szögsebesség tartományban ($T_{sim_start} = 16.6$, $T_{sim_stop} = 185$, 8. ábra), kiszámítottuk az f_{sw} átlagos kapcsolási frekvenciát, amely a 9. ábrán látható.

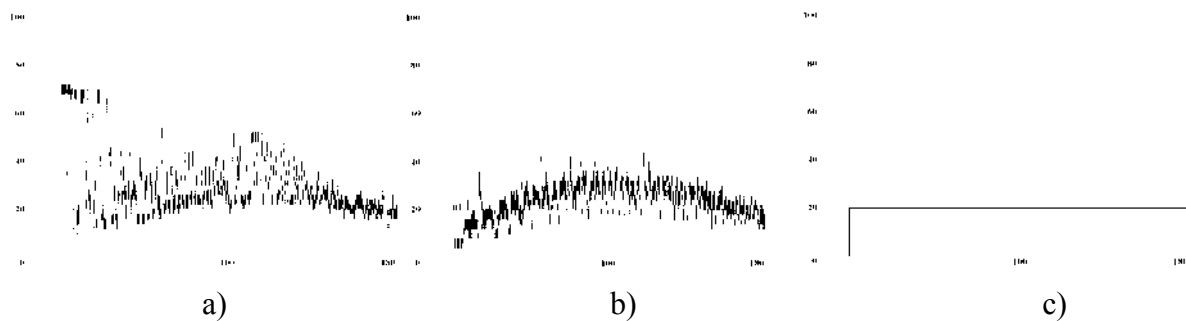


8. ábra
Motor szögsebessége a felfutás során



9. ábra
Kapcsolási frekvenciák alakulása
az egyes algoritmusok esetén

A kapcsolási frekvencia alakulása a felfutás során a 10. ábrán látható.



10. ábra
Kapcsolási frekvencia alakulása a felfutás során
a) hiszterézises b) prediktív c) vivőfrekvenciás ISZM algoritmus esetén

5. Következtetések

A változó szögsebességű aszinkron motoros hajtásokhoz állandósult munkapontban az inverter kapcsolási veszteségeinek szempontjából általában a vivőfrekvenciás ISZM áramvektor szabályozás tűnik a legmegfelelőbbnek. A $\omega > 0.85$ szögsebesség tartományban viszont a hiszterézises és a prediktív módszer jobb eredményt ad. Alacsony fordulatszám tartományban a hiszterézises áramvektor szabályozásnak viszonylag nagy a kapcsolási frekvenciája, mivel ebben a tartományban határciklusok alakulnak ki. Ugyanakkor a kapcsolási frekvencia és a négyzetes áramhiba nem függ nagymértékben a motor terhelésétől. Állandó motornyomatékú gyorsítást vizsgálva a vivőfrekvenciás ISZM szabályozás mutatkozott a legjobbnak.

Köszönetnyilvánítás

A szerzők köszönetet mondanak az OTKA T032469 ny. sz. és az FKFP 0530/2000 ny. sz. pályázati támogatásért.

Irodalom

- [1] J. W. Kolar, H. Ertl, F.C. Zach: Calculation of the passive and active component stress of three phase PWM converter systems with high pulse rate, EPE Conf. Rec., pp. 1303-1311, 1989.
- [2] J. Holtz, Pulsewidth Modulation for Electric Power Conversion. IEEE Proc., 82, 8, pp. 1194-1214, 1994.
- [3] M. P. Kazmierkowski, L. Malesani: Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey. IEEE Trans. on Ind. Elec., 45, 5, pp. 691-703, 1998.
- [4] A. Kővári, I. Schmidt, I. Kádár: Current-control of induction motor drives: comparison of inverter control methods, IEEE Postgraduate Conference on Elektric Power Systems, pp. 45-50, Aug. 2002, Budapest, Hungary.
- [5] J. Lázár, S. Halász, M. Hunyár, F. Csörgits: Converter controlled induction motor drives, Volume II-III, OMIKK, Budapest, 1990.
- [6] A. Kővári, S. Halász, I. Kádár: Inverter switching loss of induction motor drive at different control methods, 8CLEEE 8th Portuguese-Spanish Congress in Electrical Engineering, pp. 6.103-6.108, Jul. 3-5. 2003, Vilamoura, Portuguese.

Robbanásveszélyes környezetben üzemelő, korrózió ellen katódosan védett, fém szerkezetek elektromos védelme

Electric Safety of Cathodic Protected Metallic Structures Operating
in Hazardous Media with Explosion Risk

Dr. Lingvay József, Lingvay Carmen

S.C. ICPE-Cercetări Avansate S.A.
(Institute for Advanced Research in Electrical Engineering) București

Abstract

A semiconductor device aimed for electric safety assurance of cathodic protected metallic grids operating in hazardous media with explosion risk has been conceived, built and tested.

Key words: electric safety, corrosion, cathodic protection, hazardous media with explosion risk

Kivonat

Robbanásveszélyes környezetben üzemeltethető, korrózió ellen katódosan védett fémrendszerek elektromos védelmét biztosító, félvezető eszköz lett tervezve, elkészítve és kikísérletezve.

Kulcsszavak: elektromos védelem, korrózió, katódos védelem, robbanásveszélyes környezet.

1. Bevezetés

A korrózió ellen katódosan védett fémrendszerek - főleg gázt és hőolajtermékeket szállító csőrendszerek és az ezekre szerelt berendezések - elektromos védelme (főleg statikus töltések és légköri kisülések ellen) egy komplex és nagy gyakorlati fontosságú témakör [1].

A katódos védelem abban áll, hogy a védendő fémfelületet, egy áramforrás segítségével, katódosan polarizálnak egy - a talajba kiépített - anódhoz képest. Ilyen körülmények között a katódosan védett fémfelületek elektromos védelme nem biztosítható galvanikus kapcsolással a földpotenciálra (földelésre), mert ezáltal a katódvédelmi áramforrás rövidre záródik [2].

A XX. század főleg második felében, a nagyfokú iparosítás következtében, új korróziós formák jelentkeztek. Az egyen [3] és váltó [4], [5], [6] kóboráramú korrózió. A kóboráramú korrózió ellen polarizált félvezető eszközökkel védekeznek [3], [7], [8], [9]. Erre a célra, a közelmúltban modern félvezető eszközök lettek kifejlesztve [7], [8], [10].

A gázt és hőolajtermékeket szállító csőrendszerek és az ezekre szerelt berendezések egyes helyein - főleg a csatlakozásoknál, tömítéseknél - robbanásveszélyes környezet jöhet létre. A robbanásveszélyes környezetben üzemelő elektromos berendezésekre és eszközökre különös szabályzatok vonatkoznak [11], [12].

Dolgozatunk célja, egy olyan félvezető eszköz fejlesztése és ismertetése, amely felépítése révén, robbanásveszélyes környezetben is üzemeltethető és alkalmazása révén egyidőben biztosítható úgy az egyen, mint a váltóáramú kóboráramok korrózió-növelő hatásának a kiküszöbölése, azaz a fémrendszerek korróziós védelme valamint ezek elektromos védelme.

2. A védőeszköz tervezése

Az új elektromos és korróziós védőeszköz tervezésénél számításba vettük, hogy ezeknek biztosítani kell:

- a fémrendszer elektromos védelmét, anélkül hogy a katódvédelmi rendszer működését negatívan befolyásolná, azaz minden pozitív töltést a lehető legkisebb feszültségeséssel vezessen le a védendő fémrendszerből a földpont felé, viszont a negatív töltéseket egy megadott (a katódos polarizáció) feszültségig ne engedje át, és fölötté biztosítsa ezek tökéletes (kisimpedanciás) levezetését;
- az egyenáramú kóboráramok polarizált lecsatolását;
- a váltóáramú kóboráramok megfelelő kezelését, azaz ezek korróziónövelő hatásának kiküszöbölését;
- a hosszú távú működést mostoha, agresszív környezetben (nedvesség, hideg, meleg, szennyezet levegő stb.);
- biztonságos felhasználás (szikra és kisülésmentes) robbanásveszélyes környezetben.

A fentiekre, valamint arra való tekintettel, hogy a védendő fémrendszerek ki vannak téve, úgy a kóboráramok korróziónövelő hatásának, mint a sztatikus töltéseknek, valamint légköri kisüléseknek, sőt hibásodások esetén ohmikus csatlakozhatnak feszültség alatt levő vezetékkel is - az új eszközt úgy terveztük, hogy ezek:

- képesek legyenek legalább 40A nagyságú egyenáramú kóboráramok polarizált lecsatolására maximum 0,85V feszültségesés mellett;
- képesek legyenek a meghatározott értéken felüli túlfeszültségek korlátozására - még a nagyon rövid idejű impulzusokat is - legalább 3A folyamatos terhelésnél illetve 10kA (szabvány 8/20 μ s) villámimpulzusnál is;
- meghatározott ideig képesek legyenek elviselni legalább 400A túláramot direkt polaritásnál illetve 35A -est fordítottánál - maximum 1,5 másodpercig;
- működés közben a szerelvény (tokozás) hőmérséklete ne haladja meg 40°C-al a környezet hőmérsékletét;
- minősíthetők legyenek robbanásveszélyes környezetben való működtetésre.

3. A védőeszköz leírása

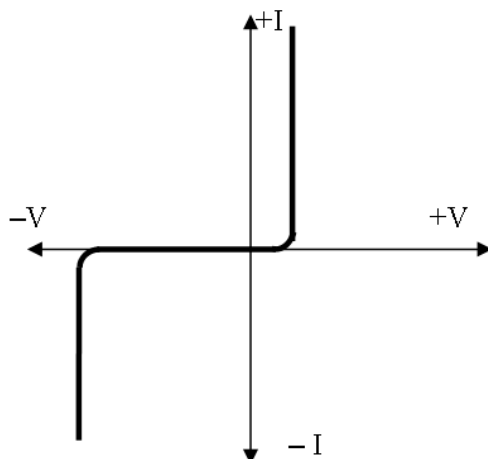
Az általunk kifejlesztett védőeszköz egy különleges kivitelezésű nagyon nagy teljesítményű Zener diódán alapszik. Magának a különleges Zener dióda elem előállítására részletesen már le volt írva [8], [13]. Jelen dolgozatunkban csak a készen tokozott diódának a szerelvényével foglalkozunk - ami biztosítja az új eszköz biztonságos működését robbanásveszélyes közegekben is. Két különböző szerelésű eszközt készítettünk a leírt [8] diódákkal, melyeknek a sztatikus feszültség/áram jellemzőjét az 1. ábra szemlélteti.

A 2. ábrán bemutatjuk az első típusú szerelvényt, melyek szerint a 2G csoportba tartozó robbanásveszélyes közegben működtetett berendezések védhetők.

A 3. ábrán bemutatjuk az első típusú szerelvényt, melyek szerint a 3G csoportba tartozó robbanásveszélyes közegben működtetett berendezések védhetők.

A 2. és a 3. ábráról látható, hogy mindkét szerelvénynél a diódák belső hűtőtestekkel vannak ellátva a jobb hőelvezetés érdekében. A szerelvények úgy vannak kiképezve, hogy az

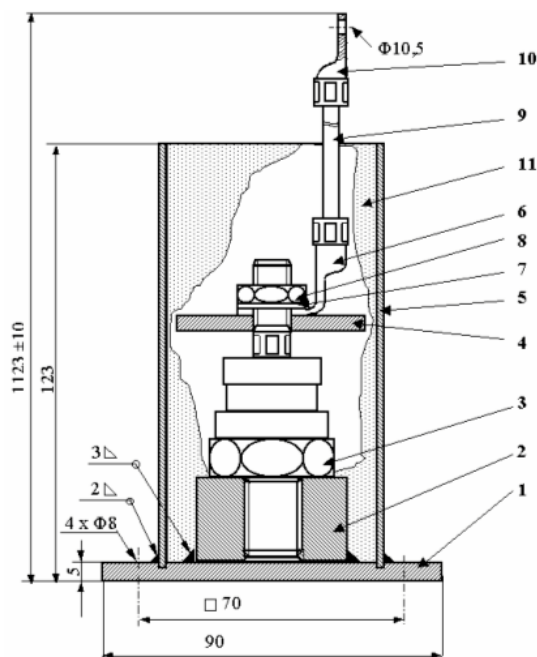
eszközökön minden elektromos kisülés/szíkra (tűz és robbanás kezdeményező) képződési lehetősége eleve ki legyen zárva.



1. ábra

*A felhasznált, különleges kivitelezésű,
diodák sztatikus U/I (feszültség / áram) jellemzőgörbéje*

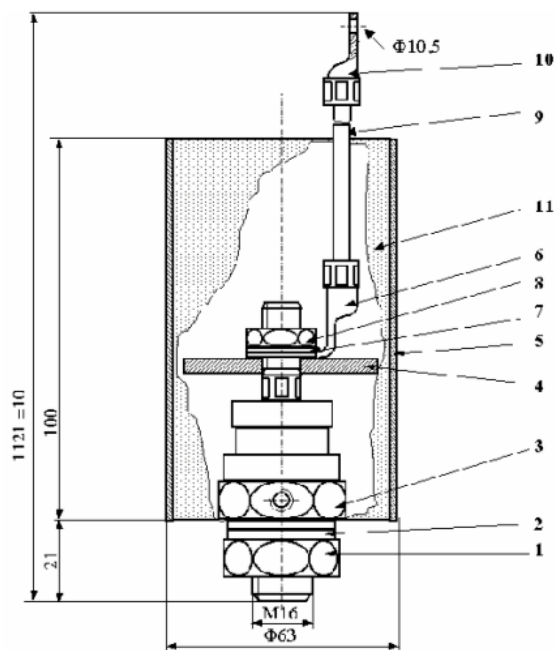
A szerelvények műgyantával voltak kitöltve és a külső fémfelületek legalább 35µm-es galvanikus, kromatálással passzívizált, horganybevonattal bevonva.



2. ábra

*A védőeszköz vázlat - a 2G kategóriába
csoportosítható berendezések védelméhez :*

1 - rögzítő lap (a védendő fémfelületre jön felfogva csavarokkal); 2 - belső hűtőtest (alsó); 3 - nagyteljesítményű Zener dióda módosított B62m tokozásban; 4 - belső hűtőtest (felső); 5 - védőhenger; 6 - belső



3. ábra

*A védőeszköz vázlat - a 3G kategóriába
csoportosítható berendezések védelméhez:*

1 - anya; 2 - alátét; 3 - nagyteljesítményű Zener dióda módosított B62m tokozásban;
4 - belső hűtőtest; 5 - védőhenger; 6 - belső csatlakozó papucs; 7 - belső alátét; 8 - belső

csatlakozó papucs; 7 - belső alátét; 8 - belső anya; 9 - csatlakozó kábel; 10 - a földelésre csatlakozó papucs; 11- műgyanta

4. A védőeszközök bemérése - műszaki paraméterek

A fenti leírás valamint az 1. és 2. ábra szerint kivitelezett eszközökből egy - egy 15 darabos prototípus sorozat lett elkészítve és bemérve. Méréseink alapján, az új eszközök főbb műszaki jellemzőit az 1. táblázatban közöljük.

Műszaki jellemző	Érték	Megjegyzés
Árambírás- direkt polarizációnál I_F [A]	40	
Árambírás- fordított polarizációnál I_Z [A]	3	
Maximális tuláram direkt polarizációnál I_{FSM}	400	maximum 1,5mp
Maximális tuláram fordított polarizációnál I_{ZSM}	30	maximum 1,5mp
Maximális feszültségesés direkt polarizációnál V_F	0,85	$I_F = 40A$
Vágó (Zener) feszültség V_Z	$10 \pm 5V$	$I_Z = 3A$
Szabvány - 8/20 μs - villámimpulzus megengedett maximális áramerőssége direkt polarizációnál - [kA]	40	
Szabvány - 8/20 μs - villámimpulzus megengedett maximális áramerőssége fordított polarizációnál - [kA]	15	
sópermet kamrapróba - 144 óra	megfelel	STAS 8393/6 - 82
hidegben tárolás de - 40 °C -2 óra	megfelel	SR EN 60068 / 2 -1 + A1 + A2 - 1996
száraz melegben tárolás +100 °C - 2 óra	megfelel	SR EN 60068 - 2 - 2 + A1 + A2 - 97
nedves melegben tárolás + 40 °C - RH 93 \pm 5 % - 48 óra	megfelel	STAS 8393 / 4 - 81;
a védőeszköz maximális felmelegedése a környezethez képest (1 dm ² \neq 4mm acéllapra szerelve)	40°C	$I_F = 40A$ vagy $I_Z = 3A$
dinamikus ellenállás, nyitott állapotban direkt polarizációnál r_{dF} [m Ω]	max.7	$I_F = 20A$
dinamikus ellenállás, nyitott állapotban fordított polarizációnál r_{dZ} [m Ω]	max. 15	$I_Z = 1A$

Az 1. táblázatban csak azok az értékek lettek feltüntetve, amelyeknek minden példány megfelelt.

Az 1. táblázatból kitűnik, hogy a bemért eszközök megfeleltek az elvárásoknak.

5. Összegzés

Megvizsgáltuk főleg gázt és hőolajtermékeket szállító csőrendszerek és az ezekre szerelt berendezések üzemeltetési körülményeit. A kapott eredmények alapján megállapítottuk azokat az elvárásokat amelyeknek egy robbanásveszélyes környezetben is üzemeltethető védőeszköz eleget kel tegyen azaz egyidőben biztosítsa úgy az egyen, mint a váltóáramú kóboráramok korróziónövelő hatásának a kiküszöbölését, azaz a fémrendszerek korróziós védelmét, valamint ezek elektromos védelmét bármilyen eredetű elektromos töltésekkel szemben. Az új védőeszköz meg lett tervezve és ki lett vitelezve, két különböző szerelési formában, egy-egy prototípus sorozat, melyek felhasználhatók a 2G illetve a 3G kategóriába csoportosítható robbanásveszélyes környezetben üzemelő berendezések védelmére. Az elkészített eszközök be lettek vizsgálva és a vizsgálati eredmények bizonyítják, hogy az elért mérési eredmények megfelelnek az elvárásoknak.

A közeljövőben az új védőeszközöket vizsgálat alá helyezzük végső minősítés véget a petrosényi INSEMEX-nél, ahol meg lesz vizsgálva, hogy megfelelnek vagy nem azoknak az elvárásoknak amelyeket a hazai és a nemzetközi előírások támasztanak, egy robbanásveszélyes környezetben üzemeltetett elektromos eszközökkel szembe.

Irodalomjegyzék

- [1] I. LINGVAY, Carmen LINGVAY, Georgeta RUS, L. ANCĂȘ - "Protecția anticorrosivă a conductelor metalice subterane" Ed. Electra - București 2002. ISBN 973-8067-74-X. pp.92-96
- [2] I. LINGVAY, N. SECRETEANU - "Coroziunea rețelelor de transport și distribuție a gazelor naturale" - Ed. ICPE, 2000, ISBN 973-8067-28-6. pp.113-133.
- [3] CATERINI, U. „La protezione catodica di strutture interresate da correnti vaganti. Esperienze e prospettive”, L'Elettrotecnica, vol. LXXIII, no. 7, 1986, pp. 651-660.
- [4] E. BINI, L. Di BIASE, „Assessment of External Corrosion Protection of Buried Pipelines”, 4-th International Conference CEOCOR '97, 3-5 september, Viena, secteur A, pp. 18-36
- [5] I. LINGVAY, "Contributions to Study and Control of Accelerated Corrosion due to AC Stray Currents" - 12th Romanian International Conference on Chemistry and Chemical Engineering" - september 13-15, 2001, Bucharest, vol. "Quality Control and Analytical Chemistry - Corrosion and Electrochemistry, pp. 342-355
- [6] I. REGAULT, B. DELORS, „Corrosions dues aux influences des courants alternatifs par des lignes très haute tension sur des canalisations en acier revêtues de polyéthylène. Evaluation des risques - mesures de prevention” CEOCOR, 4th International Conference, Viena, 1997, pp. A37-44.
- [7] I. LINGVAY, Carmen LINGVAY - "Metoda și dispozitiv pentru electroprotecția structurilor metalice" - brevet Ro nr. **113778**/30.09.1998.
- [8] I. LINGVAY, Carmen LINGVAY, Corina BĂBUȚANU, F. STOIAN "Dispozitiv corp solid, pe baza de siliciu, destinat electroprotecției structurilor metalice"- Electrotehnica Electronica Automatica, 3-4(46), 39-42,1998
- [9] *** Catalog DEI, Oregon, WI, USA - buletinele # 110; # 310 și #1110.
- [10] I. LINGVAY, F. STOIAN, CARMEN LINGVAY and GEORGETA RUS - "High Power Device for the Electric Safety of Metallic Structures" - 1st International Conference "Study and Control of Corrosion in the Perspective of Sustainable

Development of Urban Distribution Grids" - June 6-8, 2002, Constanta, Romania, ISBN 973-95041-3-2. pp.190-192

- [11] LINGVAY, Carmen LINGVAY, Mihaela PĂRĂIAN -“Electrosecuritatea și controlul coroziunii structurilor metalice” Ed. ELECTRA, București, 2003, ISBN: 973-8067-79-0. pp. 173-194
- [12] Mihaela PĂRĂIAN, Emilian GHICIOI -, The Corrosion Of Installations Handling Flammable Materials - Factor Of Explosion Risk” in in 2nd International Conference "Study and Control of Corrosion in the Perspective of Sustainable Development of Urban Distribution Grids" - june 19-21, 2003, Miercurea Ciuc, Romania, ISBN 973-652-799-9, pp. 167-169
- [13] I. LINGVAY, CARMEN LINGVAY -"Method and Solid State Device to Increase the Maintenance of Underground Cables" - EMT - Conference of Energetics and Electrical Engineering - ENELKO 2002- oktober 4-6, 2002, Cluj Napoca, pp. 72-77, ISBN 973-85809-7 -8.

Fából villanyt?

Power from Wood?

Lontay Zoltán

Magyar Energiahatékonysági Társaság

Abstract

We are experiencing mushrooming of biomass fired power plants in Europe. Millions of tons of wood are fired in the boilers of the power plants. The “green electricity” is sold to end-users at higher than market price. Is biomass based power really a kind of sustainable energy? Is it environmentally sound and economically feasible to cut the forests for power generation? How does biomass compare with wind and hydro? These are the main questions the paper addresses.

Bevezetés

Sok európai országban gombamódra szaporodnak a biomassza tüzelésű erőművek. Évente sok millió tonna fát tüzelnek el az erőművek kazánjaiban. Az így előállított „zöld” áramért a fogyasztók jóval többet fizetnek, mint a hagyományos áramért. A folyamatot viták kísérik. A cikk a biomassza alapú áramtermelés háttérét és gyakorlatát tekinti át, elemezve a kérdést mind a „makro”, mind pedig a „mikro” nézőpontból.

A megújuló alapon történő energiatermelés szükségessége

„A növekedés határai” c. könyv 1972-es megjelenése óta intenzíven napirenden van az erőforrások kimerülésének és a környezet vissza nem fordítható tönkretételének a kérdése. Attól kell tartanunk, hogy az ember tevékenysége exponenciális anyagi folyamatokat gerjeszt, melyek egy véges rendszerben - a Földön - nem fenntarthatóak.

Az elmélet hívei és ellenzői több, mint 30 éve vitatkoznak egymással. Mára eljutottunk oda, hogy a legalapvetőbb kérdésekben - a veszélyforrások azonosításában és az ún. „fenntartható fejlődés” szükségességében - egyetértés van, a vita a folyamatok dinamikájáról és a kezelési stratégiák tartalmáról folyik.

Egyetértés van abban, hogy minden fenntartható stratégiának alapvető fontosságú eleme a fenntartható energiarendszer, mely

- döntő mértékben megújuló energiákon alapul,
- minimális mértékben terheli csak a környezetet,
- ezen belül nem járul hozzá az üvegházhatás néven ismert jelenséghez.

Ez az egyetértés a nemzetközi politika szintjén is megjelent. Az 1993-ban megkezdett ún. IPCC¹ tárgyalási folyamat eredményeképpen a világ legtöbb országa kötelezte magát a

¹ Intergovernmental Panel for Climate Change

klímaváltozást okozó gázok kibocsátásának csökkentésére. Ez alapvető módon a fosszilis energiák felhasználásának csökkentésével érhető el.

A biomassa, mint megújuló energiaforrás

A fosszilis energiák helyettesítésére az atomenergia és a megújuló energiák használhatók. Az atomenergiával szembeni félelmek és ellenérzések miatt a klímapolitikákban mindenütt a megújuló energiákat szerepeltetik. A klímavédelmi egyezmények részesei különféle politikákat alakítottak ki a megújuló energiák elterjedésének segítésére. Ez igaz Magyarországra is, az EU-ra is és az EU-ba belépni szándékozó Romániára is.

Az elektromos áram termelésére felhasználható megújuló energiák közül a vízenergia a legnagyobb jelentőségű, emellett nagyon gyorsan terjed a szélenergia felhasználása. A példátlan ütemű műszaki fejlődés ellenére a fotoelektromos áramtermelés ma még csak speciális esetekben versenyképes.

Vannak olyan országok, melyek mind víz-, mind szélenergiában szegények. Ilyen ország sajnos Magyarország is, ahol a geotermikus és a biomassa alapú energiatermelés marad lehetőségként. A kettő közül valós jelentősége a biomasszának van.

A biomasszát azért tekintjük megújuló energiának, mert

- megfelelő művelés esetén a nap energiájának felhasználásával folyamatosan újratermelődik és
- a hasznosítás-újratermelés ciklus CO_2 semleges, tehát a biomassa felhasználás nem növeli a légkör üvegházgáz-tartalmát.

A „biomassa” mindenféle olyan anyagot jelent, amelynek az eredete fotoszintetikus folyamatra vezethető vissza. Az energetikai hasznosítás szempontjából a legnagyobb jelentősége a faféleségeknek és a mezőgazdasági melléktermékeknek van. Az energetikai célú biomassa anyagokat osztályozhatjuk abból a szempontból, hogy előállításuk milyen céllal történik.

A hagyományos erdők esetében a fő cél a minőségi faanyag termelése, de emellett képződik „csak” energetikai célra alkalmas anyag is. Ezt az anyagot nem nevezhetjük egyértelműen mellékterméknek, mert tüzelésre alkalmas faanyag előállítása mindig is fontos hasznosítási területe volt az erdőknek.

Más a helyzet a mezőgazdasági hulladékokkal. Ezek a fő tevékenység mellett valóban melléktermékként keletkeznek és sok esetben negatív értéket képviselnek, ugyanis megsemmisítésük a tulajdonosnak költséget okoz.

Az energetikai ültetvények esetében az eltüzelhető biomassa a fő termék. A termőhelyi adottságok függvényében különféle fafajták vagy lágyszárú növények használhatók energiatermelésre.

A hulladéktípusú anyagoknál az energetikai hasznosítás - megfelelő technológia alkalmazása mellett - nem vet fel környezetvédelmi aggályokat. Az erdészeti eredetű biomasszával, ill. az energiaültetvényeknél csak akkor beszélhetünk környezetvédelmi szempontból helyes gyakorlatról, ha a biomassa kivonása vagy termelése fenntartható módon folyik, figyelembe véve a termőhely ökológiai korlátait. A hagyományos erdők esetében sok évszázados tapasztalat áll az ember rendelkezésére a fenntartható erdőművelésről. Ilyen tapasztalat azonban még nem gyűlt össze az energiaültetvényekről. Egyes ökológusok szerint az intenzív energiaültetvények egy idő után kimeríthetik a talajt, műtrágya és növényvédőszer használatot tehetnek szükségessé. Az energiaültetvény így hasonlatos lesz az intenzív mezőgazdasági kultúrákhoz, hasonló problémákkal és korlátokkal.

A biomasszából történő energiatermelés technológiája

Nagyobb teljesítményeknél - néhány száz kW fölött - pillanatnyilag kizárólag a gőzciklust használják villamosenergia-termelésre. Az elgázosítás és belső égésű gépben történő hasznosítás az intenzív műszaki fejlesztés ellenére sem érte el mára a kereskedelmi érettséget. Gőzciklus alkalmazása esetén a biomasszát gőzkazánban égetik el, majd a megtermelt gőzt kondenzációs turbinában expandáltatják. Ha van hőfogyasztó is, akkor a turbinából a részlegesen expandált gőz egy részét elveszik. Az egész gőzciklus nagyon hasonlít a szén vagy olajtüzelésű erőművek gőzciklusához.

A biomassza tüzelésű erőművek lelke a biomassza kazán, mely széles határok között változó minőségű tüzelőanyagot éget el. A tüzelőberendezésnek alkalmazkodnia kell a tüzelőanyag változó nedvességtartalmához és fűtőértékéhez, valamint kezelnie kell a tüzelőanyag széles határok között változó szemcseösszetételét. Általában egyidejű követelmény a fűrézpor és a deciméteres nagyságú darabok eltüzelésének biztosítása. A biomassza kazán képes kell legyen a tüzelőanyaggal érkező szennyeződések kezelésére is. Függetlenül attól, hogy „bio” tüzelőanyagról van szó, a biomassza kazánokra is szigorú emissziós határértékek vonatkoznak. A Magyarországon érvényes előírások pl. a következők:

Légszennyező anyag	Kibocsátási határérték (mg/m ³)		
	140 kW _{th} ≤ P _{th} < 50 MW _{th} (*)	50 MW _{th} ≤ P _{th} < 100 MW _{th} (**)	P _{th} ≥ 100 MW _{th} (**)
Szilárd anyag	150	50	30
Szén-monoxid	250	250	250
Nitrogén-oxidok (NO ₂ -ben kifejezve)	650	400	300
Kén-dioxid és kén-trioxid (SO ₂ -ben)	1000	200	200
Elégetlen szerves szénvegyületek C-ben	50	Nincs szabályozva	Nincs szabályozva

(*) A mg/m³ -ben kifejezett koncentrációk száraz (vízmentes), 273 K hőmérsékletű, 101,3 kPa nyomású, 11 tf% oxigéntartalmú füstgázra vonatkoznak.

(**) A mg/m³ -ben kifejezett koncentrációk száraz (vízmentes), 273 K hőmérsékletű, 101,3 kPa nyomású, 6 tf% oxigéntartalmú füstgázra vonatkoznak.

Erőművi célú biomassza kazánoknál három tüzelési technológia verseng egymással:

- a fluidágyas tüzelés,
- a mechanikus rostély és
- a vibrációs rostély.

Az egyes technológiák a felhasználó szemszögéből, elsősorban a tüzelőanyag minőségével szemben támasztott követelményekben, ill. toleranciában különböznek egymástól.

A biomassza tüzelésű erőművek területén a piac robbanásszerű fejlődése gyors műszaki fejlődést eredményezett. Ez nem csak a kazánokra, de az alkalmazott gőzciklusokra is igaz.

Az induló paraméterek pl. ma már általában 80-90 bar és 500 °C fölött vannak. Épült olyan biomassza erőmű is, mely 20 MW kiadott teljesítménynél újrahevítéses ciklust alkalmaz, így a villamos hatásfok 35% fölött van.

Biomassza alapú zöldáram-termelés a mikro perspektívából

Az előzőekben ismertetett „makro” szempontok hatására olyan energiapolitikák születnek, melyek különféle közgazdasági eszközökkel támogatják a biomassza alapú villamosenergia-termelést. A leggyakrabban alkalmazott eszköz az ún. „zöld” áram magas áron történő átvétele és a megújuló energiatermelő kapacitások beruházásának támogatása.

A mikro szinten dolgozó befektető abban érdekelt, hogy az adott közgazdasági környezetben nyereséges projektet fejlesszen ki. Ehhez olcsó és megbízható biomassza forrásra, jó telephelyre, hőfogyasztókra van szüksége. Sok múlik azon, hogy sikerül-e a befektetőnek olyan mérnököt találnia, aki az adott környezetben műszakilag és gazdaságilag megvalósítható projektet tud összeállítani.

A legtöbb európai országban ma üzletnek számít a zöldáram termelés, de természetesen csak ott, ahol a létesítendő erőmű környezetében megfelelő biomassza potenciál áll rendelkezésre. A biomassza potenciál szűkössége korlátozza a biomassza alapú áramtermelő projektek terjedését.

Mivel jó üzletről van szó, a megfelelően megtervezett projektek finanszírozása általában nem okoz gondot. „Fejlődő” vagy „feltörekvő” országok esetében - ide tartozik Magyarország és Románia is - segítheti a finanszírozást az ún. karbonkvóta értékesítése.

Következtetések

Az alábbi következtetések vonhatók le:

- A világ legtöbb országa a klímátárgyalási folyamat keretében kötelezettséget vállalt üvegházgáz-kibocsátásának mérséklésére, ami a fosszilis energiák felhasználásának csökkentésével érhető el. Az így kieső energiát megújuló energiákkal kell és lehet helyettesíteni.
- A megújuló energia előállításánál is figyelembe kell venni az ökológiai szempontokat.
- A víz- és szélenergia lehet alkalmas jelentős mennyiségű megújuló vagy „zöld” áram termelésére. Ahol ezek az erőforrások nem állnak rendelkezésre megfelelő mennyiségben, ott kaphat fontos szerepet a biomassza alapú áramtermelés.
- A hulladék anyagok hasznosítása - megfelelő technológia alkalmazása esetén - nem vet fel ökológiai jellegű aggályokat. Az erdészeti eredetű anyagok hasznosítása, illetve az energiaültetvények csak akkor tekinthetők elfogadhatónak, ha a biomassza termelés fenntartható módon folyik.
- A gyors műszaki fejlődés következtében ma már rendelkezésre állnak azok a technológiák, melyek biztosítják a biomassza anyagok jó hatásfokú és környezetbarát hasznosítását.
- Szakértő mérnöki és projektfejlesztői munkára van szükség ahhoz, hogy adott közgazdasági környezetben megvalósítható projektek alakuljanak ki.
- Egy térségben a biomassza alapú energiatermelést a rendelkezésre álló biomassza potenciál korlátozza. A korlátok túlfeszítése helytelen.

**A korszerű túlfeszültség-védelmi eszközök
beépítésének szükségessége, tervezési- és üzemeltetési problémái
a 0.4 kV-os erősáramú, valamint az integrált áramkörös mikroprocesszoros
adatátviteli rendszerekben**

Necessity, Design and Operation Problems
of Installing Modern Over-Voltage Protection in Communication
Systems of 0.4 kV Electric Power Supply as Well as Systems
with Integrated Circuit and Microprocessor

Makra Péter

Mezőgazdasági-és Vidékfejlesztési Hivatal SAPARD Igazgatóság
Dél-Alföldi Regionális Iroda, Szeged

Abstract

Analogue and digital instruments, apparatuses and software with integrated circuit microprocessor meeting up-to-date requirements are extremely vulnerable because of the transient over-voltage travelling in 0.4 kV power supply and data transmission networks. The main sources of these are direct and indirect effects of thunderbolts, but more often originating from switching operation of internal or primary and secondary power supply network. The presentation is a concentrated introduction of the significant development of the last few years in Hungary in the field of design, installation and proper application of simple and differently configured space- and cost efficient integrated protection devices in categories "B", "C" and "D". It also shows design, installation and operational problems; draws attention to the available, summarizing, professional writings and design program on CD-ROM of lightning and over-voltage protection.

A korábbi évtizedekben az erősáramú technikában alkalmazott szigetelőanyagok, (porcelán, bakelit, hőre keményedő- és lágyuló egyéb műanyagok stb.) a kapcsolókészülékekben alkalmazott olaj, levegő valamint a megfelelő nagyságú villamos átütési térközök nem tették szükségessé rendszerszemléletű túlfeszültség-védelmi eszközök beépítését. A legtöbb esetben elegendő volt a primer hálózatokon és a transzformátorállomásoknál a szekunder oldalon is az IEC. 99. 1. előírásainak megfelelően az áramszolgáltatók által alkalmazott ívterelő egyszerű szikraköz, a gáz oltócsöves, vagy szilícium-karbidos pogácsás (pl. Raychem) villám-és túlfeszültség-védelmi elemek alkalmazása. („A” fokozatú védelmi elem). Az üzemi-és lakóépületekben a belső villamoshálózatokat és készülékeket a nagy energiájú villámimpulzusoktól meg lehetett védeni a szabványelőírásoknak megfelelően méretezett és szerelt külső-és belső villámvédelmekkel, potenciálvezérelt hálózatokkal.

Az elektronikus készülékek rohamos elterjedésével, és ezek minden határon túli miniaturizálásával egy korábban nem ismert, óriási károkat okozó meghibásodás-sorozat vette kezdetét, amelyre a meglévő villamos hálózatokat használók és üzemeltetők, de gyakran a korszerű ismeretek híján lévő tervezők sem készültek fel kellőképpen.

Mit nevezünk túlfeszültségnek, és hogyan jut a hálózatra?

A túlfeszültségek rövid ideig - mindössze néhány milliszekundumig- tartó, meredek homlokú feszültségcsúcsok, úgynevezett tranziensek. Ezek feszültsége több ezer voltos értékeket érhet el.

A túlfeszültségek forrásai a következők:

- közvetlen villámcsapások;
- közvetett villámcsapások 1,5 km sugarú körön;
- kapcsolási műveletek az energetikai hálózatokon;
- házon belüli kapcsolási műveletekkel kiváltott elektromágneses energiaimpulzusok;
- elektrosztatikus kisülés (légvezetékert ért száraz porvihar, dörzselektromosság, műanyagok töltésmegoszlása, stb.);
- bár nem jellemző, de ide tartozik a nukleáris robbantás (NEMP) és a nagy magasságban történő nukleáris robbantás is (HEMP) .

Alapjában véve kétféle lehetőség adódik a túlfeszültség elleni hatásos védelem kialakítására:

- a teljes feszültségleválasztás;
- és az ésszerű potenciálkiegyenlítés.

Mindkét lehetőség kizárólag akkor lehet hatásos, ha teljesen kiépítjük. Mivel ez a gyakorlatban nem lehetséges, így túlfeszültség-levezetőkre van szükségünk, hogy drága és érzékeny készülékeinket és az azokat működtető szoftver programjainkat megvédjük a romboló hatásoktól.

Az elektromos és elektronikus berendezések nagy energiájú túlfeszültség elleni védelme a következőkre terjed ki:

- villámáram-levezetők alkalmazása;
- túlfeszültség-levezetők alkalmazása;
- elsődlegesen és másodlagosan létrejövő zavaró feszültségek elleni szűrők (filterek) alkalmazása;
- potenciál-kiegyenlítés (egyenlő potenciálra hozás);
- árnyékolás;
- földelés.

Ma már a távközlési, - automatizálási, mérés-és vezérléstechnikai, orvosi és laboratóriumi berendezések, a személyi számítógépek, és ezzel irányított rendszerek, a szórakoztató-és háztartási elektronikai készülékek mind tartalmaznak nyomtatott áramköröket és mikroprocesszoros integrált áramkörök (IC-k) sokaságát. A mai néhány milliméter vastagságú nyomtatott áramkörökben pl. már teljesen hétköznapi a 8-16 rétegű, de újabban akár 256 rétegű, számítógépes programokkal tervezett, szitanyomással felvitt rézfóliás vezető hálózati gyártmány. Könnyen belátható, hogy az előbbieknél, de különösen az IC-kben az átütési távolságok a milliméter parányi töredékére (néhány századára) csökkentek le. Az 5-12- vagy 15 V-os DC rendszereket, de különösen az 5 V-os IC-eket már nemcsak a közvetlen és a hálózati elemeken átindukált közvetett villámeredetű túlfeszültségek veszélyeztetik. A normális üzemmenetben naponta több száz esetben keletkező, és a villamoshálózatokon és annak elemein áterjedő viszonylag kisebb energiaszintű, de ugyanakkor nagy homlokmeredekségű kapcsolási túlfeszültségek is gyakori meghibásodásokat okoznak nemcsak a programokban, de a készülékekben is. (Az egyik leggyakoribbak a megszakítók zárlati- és földzárlati gyors-visszakapcsolásából, mint üzemszerű működésből adódó

okozatok.). A tranziens túlfeszültségek nagyon kis, néhány μ s-os felfutási idővel rendelkeznek, és igen lassan, több 10 μ s-tól több száz μ s idő alatt csökkennek le.

Egy nemzetközileg elfogadott gyakorlat szerint egy magas pontba becsapó nagy energiájú villám a földbe történő levezetése a becsapási pont 1-1,5 km-es sugarú környezetében nagy valószínűség szerint tönkre teszi a kellően nem védett (csak D/1 osztályú, beépített túlfesz. védelemmel rendelkező) elektronikus berendezéseket. Ilyenkor a tranziens túlfeszültség nemcsak az erősáramú és jelátviteli hálózatokon (közvetlenül, vagy induktív-kapacitív csatolással), de a villamoshálózatok földpotenciálján (egyenpotenciál) is bejut az épületek belső hálózatába, ahol igen romboló hatást fejt ki.

A biztosító társaságok legtöbbje nem, vagy nem szívesen, esetleg jelentős extraprofittal bíró biztosítási tarifákért biztosítja a túlfeszültségek által veszélyeztetett elektronikus eszközöket és PC-ket (hardverelemeket). Szinte nem létezik olyan biztosító társaság amelyik egyáltalán vállalja a szintén óriási meghibásodási kockázatú, a különféle programokban (szoftverekben) keletkező károk megtérítését. Ez utóbbiak a kiesésekkel együtt akár sokszorosára is lehet a keletkezett hardverkároknak. Egy kiterjedt, több milliós vagy akár több tízmilliós kár akár jól működő cégeket is tönkre tehet.

Az IC-k 5 V DC áramköreiben a becsatolt tranziens túlfeszültségek legkisebbje is a néveges több tucatszorosát de akár százszorosát is elérheti, ami kiegészítő védelem nélkül teljes bizonyossággal meghibásodáshoz vezet (egy IC ellenálló képessége több tízes nagyságrendekkel kisebb, mint pl. egy reléé). Az elektronikus készülékekbe gyárilag beépített „D” fokozatú finomvédelmek gyakorlati tapasztalatok szerint kedvezőtlen körülmények között (pl. rövid földkábel hálózat, vagy kedvezőtlen mágneses rezgőkör, ívöltő Petersen-tekercs, stb.) az esetek többségében meghibásodáshoz vezet.

A különféle számítógépek kiesésének okai nemzetközi adatok szerint megközelítően az alábbiak:

- 5 %-ban hardver és szoftver hiba,
- 15 %-ban kezelői hiba, és
- 80 %-ban erősáramú hálózati hiba. (Tranziens túlfeszültség főleg az erősáramú, de gyakran a digitális jelvezetési oldalon.)

A következmények:

- 35,2 % adatvesztés;
- 24,6 % vezérlési hiba; (lefagy)
- 22,1 % hardverkárok;
- 18,1 % egyéb.

Mivel az IC-k és a többretegű nyomtatott áramkörök az esetek szinte 100 %-ában javíthatatlanok, a készülékek általában csak teljes alaplap cserével javíthatók. Ez azonban gyakran az új érték 85-90 %-át teszi ki, és az időközi korszerűsítés miatt a javítás nem gazdaságos. Így az esetek döntő többségében teljes készülékcsere kell végrehajtani.

Annak megakadályozására, hogy az említett túlfeszültségek az érzékeny elektronikus berendezéseket károsítsák, azokat a vezetőket, amelyeken ilyen mértékű tranziens feszültségek jelenhetnek meg, nagyon rövid időre össze kell kötnünk a földpotenciállal az EMC (elektromágneses kompatibilitás, vagyis összeférhetőség), illetve a LEMP (villámvédelmi zónahatárok) szabványelőírásainak figyelembevételével. Egy levezetési folyamatban több ezer amper nagyságú áramok léphetnek fel, ugyanakkor elvárható, hogy egy

védelmi eszköz a nagy levezetési áram ellenére a kimeneti feszültséget egy lehetőleg alacsony szintre korlátozza. Ezért egyszerű szikraközt, gáztöltésű egyszerű-, és elektronikusan vezérelt gyújtáspontú villám- és túlfeszültség-levezetőt, varisztort, Zehner- és szupresszor diódát alkalmazunk egyenként, vagy egymással kombinált kapcsolásban. A levezetőben egy, vagy akár három alkatrész alkothatja ezek közül a védőkapcsolást. Hatásos védelem megvalósításához a készülék, vagy berendezés összes csatlakozóját védelemmel kell ellátni. Minden csatlakozási pont elé egy megfelelően odaillő, helyesen kiválasztott koordinált túlfeszültség-levezetőt kell beiktatni.

Ez azért szükséges, mert minden egyes alkatrésznek meghatározott tulajdonsága van, amelyek az alábbiak:

- levezető képesség;
- megszólalási idő;
- ívöltő képesség;
- és a feszültségkorlátozás.

Az áramszolgáltatók által alkalmazott „A” osztályún kívül a 230/400 V-os villamos hálózaton az E DIN VDE 0675 6. rész + A 1 szerint a fogyasztónak a saját védelmére az alábbi fokozatú védelmi eszközöket kell az élet- és vagyonvédelem miatt alkalmaznia:

- „B” osztályú villámáram levezető, amely a tranziens csúcsot levágva a méretezési lökőfeszültséget 6 kV-re korlátozza. Ezt általában a főelosztó berendezésbe szerelik (a magyar szabvány szerint az áramszolgáltató a mérő elő plombázott kivitelű ívkifűvés-mentes készüléket enged csak beépíteni.).
- A következő „C” osztályú védelem, amely általában az alelosztókba kerül, és a tranziens lökőfeszültséget 4 kV-ra korlátozza.
- A következő „D” osztályú védelem közvetlenül a védendő készülékek elé kerül, általában dugaszolóaljzatba szerelve, vagy átmenő dugaszként a dugaszolóaljzat és a készülék csatlakozó villája közé beiktatva. A lökőfeszültséget 2,5 kV-ra kell korlátoznia.
- Az elektronikus készülékekbe kötelezően gyárilag beépített D/1 osztályú védelmeknek 1,5 kV-ra kell korlátozniuk a készülékbe mégis bejutó maradék túlfeszültséget.

Ma már a különféle gyártók (Dehn + Söhne, Obo Bettermann, Phoenix Contact, Citel, Kopp AG, Moeller, Felten & Guillaume, Schneider Electric - Merlin Gerin, stb.) a villámáram és túlfeszültség-védelmi egységek legszélesebb választékát kínálják úgy az erősáramú, mind pedig a jelvezetési, távközlési, automatizálási, adatátviteli, mérés- és vezérléstechnikai hálózatok számára. Ezen készülékeknél általában fontos beépítési szabályok érvényesülnek. Gyártónként a műszaki ismertetőkben megadottak a „B” és „C” osztályú készülékek utánfolyó áramát korlátozó előtét biztosító- vagy kismegszakító nagysága, valamint kioldási jelleggörbéje. (Általában minimum 50 kA független zárlati megszakító-képességű, 63 A gL/gG vagy ennek megfelelő.) Az L1-L2-L3-N, illetve PEN vezetők közé beiktatott túlfeszültség levezető összes bekötővezeték hossza maximum 1 méter lehet, keresztmetszete minimum 16 mm² Cu, valamint az egyes védőkészülékek egymáshoz viszonyított koordinációs szintjei rendkívül fontosak. Gyártója válogatja, de általános előírás, hogy a „B” osztályú villámimpulzus-levezető un. „durvavédelem”, és a „C” osztályú túlfeszültség-levezető „középvédelem” beépítési helyei között legalább 10-15 méter; míg az előbbi „C” osztályú - és a „D” osztályú un. „finomvédelem” között legalább 5-10 méter vezeték hosszúnak kell lennie az induktív csatolás

miatt. Ha ezek a távolságok nem biztosíthatók, akkor az említett elemek közé mesterséges, gyári induktív csatolóelemeket kell beszerezni, mert különben hatástalan a védelmi rendszer.

Új moduláris szekrények tervezésénél ez utóbbi előírás csak olyan áron tartható be, hogy a szekrények mérete jelentősen megnő (esetenként több sor kalapsínes moduláris elem). Meglévő, korlátozott méretű fő- és alelosztó villamos berendezéseknél ez az esetek döntő többségében nem járható út, mert a védelmi- és a csatolóelemek már utólag nem férnek bele. Ugyanez a probléma rövid, korlátozott hálózathosszúságú rendszereknél is. Ilyenek például az automatikus, távfelügyelt rendszerű szennyvízátemelő berendezések szabadtéri villamos elosztó- és vezérlőszekrényei. Ugyancsak hasonló problémát jelent az, ha a kellően nagy hosszúságú köztes hálózathosszak ellenére a fő- és alelosztókban korszerű elektronikus beépített műszereket üzemeltetünk, vagy az ott elhelyezett dugaszoló aljzathból hordozható elektronikus diagnosztikai műszert kívánunk üzemeltetni.

Mit lehet tenni ilyen kényszerhelyzetben?

Szerencsére a nagyobb gyártók is felismerték ezeket az igényeket, és némelyik már gyárt egybeépített, kombinált „B-C” osztályú kétlépcsős villámáram- és túlfeszültség-levezetőt. (Dehn + Söhne DEHNventil® termékcsaládja, vagy pl. a CITEL DS 100 R, 103 R és 104 R jelű védőkészülékei.) Ugyancsak több gyártó megjelent a piacon a legkorszerűbb, „B-C-D” osztályú integrált, egy házba épített, háromfokozatú villám- és túlfeszültség védelmi készülékeivel. (Pl. a Phoenix Contact aktív energiavezérlésű, Trabtech Flashtrab FLT 35 CTRL-0,9 és 1,5; ill. FLT Plus - CTRL-0,9; 1,5 és 2,5 VAL-MS egységgel kombinált kialakításai, a CITEL DS 150 E-300 típusú védelmi egysége, stb.)

Általában nem célszerű különböző gyártók kellően nem ismert paraméterű védőkészülékeit szakmai kontroll nélkül, keverve vegyesen alkalmazni. (Kivétel a „D” osztályú, amely általában bármely gyártó azonos „C” és „B” osztályú elemeihez illeszthető probléma nélkül.) Rendkívül fontos, hogy a zónahatárokon belüli védett belső hálózatokkal egyetlen olyan, kívülről jövő, bármilyen rendeltetésű és paraméterű védetlen rendszerű hálózatot sem szabad együtt, vagy párhuzamosan vezetni, amely a zóna csatlakozási pontnál nincs saját védelemmel ellátva! (Túlfeszültség-levezető az analóg telefonhálózatokhoz, 12/48 V túlfeszültség-levezetők az automatizált rendszerek és digitalizált telefonhálózatok számára, 6 V túlfeszültség-levezetők a számítógép adatátviteli hálózatokhoz, ISDN, illetve Ethernet vonalakhoz.)

Akár egyetlen, a védett térbe (zónába) védelem nélkül bevezetett vezető induktív csatolása leronthatja a koordinált túlfeszültség-védelem hatásosságát, és meghibásodáshoz vezethet.

Bár Magyarországon szinte minden nagyobb gyártó összes védelmi eszköze beszerezhető, mégis megállapítható, hogy a korszerű túlfeszültség-védelmi rendszerekkel ellátott létesítmények száma a szükségességhez képest sajnos még nem elégséges. Leginkább a bankok, a kormányzati hálózatok, a multinacionális cégek, a mobil telefonhálózatok átjátszó rendszerei és tornyai, a tűz- és robbanásveszélyes, valamint az újabban tervezett létesítmények védelme teljes körű. Az elmaradásnak egyik legfőbb oka e kiemelten jelentős téma nem kellő ismerete, vagy elbátortellizálása. A tűz- és robbanásveszélyes, fokozottan tűz- és robbanásveszélyes, valamint a külső villámvédelem létesítésére kötelezett létesítményeknél a belső koordinált villám- és túlfeszültség-védelmek kiépítését a Belügyminisztérium Országos Tűzoltó-parancsnokság rendelete 1998. július 1. óta kötelezővé tette. (Egy 2002 évi rendelettel ugyancsak kötelezővé tette a módosított villámvédelmi teljes szabványsorozatot.) Az MSZ 274 „Villámvédelem” szabvány követelményrendszere módosult, és befogadta az MSZ IEC 1312-1 „Az elektromágneses villámimpulzus elleni védelem” és az MSZ IEC 61000 „Elektromágneses összeférhetőség” (EMC szabványok) követelményrendszerét is. Az MSZ 447 :1998. (Villamos hálózatra csatlakozás) szabvány pedig lehetővé tette és befogadta a méretlen fővezeték belépési pontján a belső ívkifűvés-mentes villámáram-levezetők

pecsétzár alatti beépítését. Az áramszolgáltató és a fogyasztó közös érdeke a szabványoknak megfelelő, nemcsak a fogyasztó életét és javait, de a szolgáltató tulajdonában lévő fogyasztásmérőt is védő, biztonságot nyújtó túlfeszültség-védelem beépítése. A túlfeszültség-védelem szabványai Magyarországon már teljes körűek, bár a szabványok mint köztudott, már nem kötelezőek, csak önkéntes követésűek. Tehát elvileg azon létesítmények, amelyek nem kötelezettek külső villámvédelem létesítésére, így túlfeszültség védelmek létesítésére sem. Azonban azon cégeknek és tulajdonosoknak, akik jelentős mennyiségű és drága mikroprocesszoros elektronikus készüléket üzemeltetnek, a nagymértékű veszélyeztetettség miatt erősen javasolt az ilyen belső védelmi rendszerek mielőbbi kiépítése.

Ma már a témában néhány szakmai összefoglaló műhöz is hozzá lehet jutni. (Az egyik legjobb Joachim Schimanski: Überspannungsschutz. Theorie und Praxis. Hüthig Verlag Heidelberg; sajnos csak német nyelven.) A közelmúltban, ez év májusában jelent csak meg magánkiadásban az első magyarországi, e témában összefoglaló szakkönyv, amit a hazai szakmai közvélemény már nagyon várt. (Dr. Peter Hasse: Kisfeszültségű berendezések túlfeszültség-védelme. A Protel Kft magánkiadása. Kapható a kiadó címén 1025 Budapest, Apostol u. 27. Tel/fax: 36-1/326-1072; E-mail: protel@axelero.hu; ára: 7.000,- Ft.) Ezeken kívül kénytelenek vagyunk a hazai forgalmazók részben idegen, részben pedig magyar nyelvű katalógusaira és gyártmányismertetőire támaszkodni. Több szakfolyóirat és szerző is egyes cikkekben foglalkozik e témával, közülük is kiemelném Fehér Zoltán kitűnő tanulmányait, cikkeit és írásait. (Pld. a „DEHNventil. Egy új korszak kezdete a villámvédelemben” című brosrúája stb.)

Egy kivételesen kedvező információról is szeretnék beszámolni. A különböző építmények külső- és belső villámvédelmi rendszerének tervezését a régi és új, EU-harmonizált szabványok által előírt követelmények igen bonyolult kölcsönhatása jellemzi. Ezt teszi egyszerűbbé a DEHNinfo CD tervezést segítő számítógépes programja. (Kapható a Magyar Elektrotechnikai Egyesületnél; cím 1055 Budapest, Kossuth Lajos tér 6-8. Tel.: 36-1/353-0117; 312-0662; 1250.- Ft-ért.) A tervező program javaslatot tesz a létesítendő villámvédelmi berendezés fokozataira, kiegészítve az eddigieket az MSZ 274-3M (B0.B4) belső villám- és túlfeszültség-védelmi fokozattal, és az MSZ IEC 1312-1 villámvédelmi szintek (I. II. III. IV.) elvárásaival és az MSZ EN 61000 EMC szabvány követelmények fokozataival. Ezek csak minimális követelmények, a szigorítás, illetve a fokozottabb védelem irányában megváltoztathatóak. Ha hibás, összeférhetetlen kombináció született akár a csoportosításban, akár a fokozatoknál, azokat az ellenőrző program automatikusan ellenőrzi és javítja. Az eredmények, a villámvédelmi rendszerrel szemben támasztott szabványkövetelmények, a kapcsolási rajzok, illetve készülékismertető kinyomtathatóak. A program által közölt eredményt azonban mindig kritikával kell fogadni, és a hivatkozott szabványok alapján tételesen ellenőrizni kell, mert az esetleg előforduló hibákért vagy tévedésekért a felelősség nem a számítógépet vagy a program készítőjét, hanem mindig a tervezőt terheli!

Az új létesítmények teljes körű védelmi rendszereinek tervezéséhez és megvalósításához nagy lökést adott a multinacionális cégek magyarországi megtelepedésével bejött műszaki kultúra és tapasztalat, a jelentős károkkal járó meghibásodások sajtó általi széles körű megismertetése is.

Én sajnos nem ismerem a romániai ez irányú szabványosítási gyakorlatot és a rendszerek elterjedtségét, valamint azt sem, hogy az itteni szabványok ez időben milyen mértékben harmonizáltak az uniós szabványokkal, de úgy vélem, a magyarországi problémáktól az itteniek sem sokkal különböznek. Erősen bízom benne, hogy a cégek és az egyéni felhasználók mielőbb felismerik azt a tényt, hogy a teljes körű, koordinált túlfeszültség-védelem kialakítása mindenütt nagyon sürgető feladat. Itt az EMT által megrendezett ENELKO 2003 konferencián szerény előadásomat megjelenésükkel megtisztelő erdélyi és

hazai szaktársaim és kollégáim segítségét kérem abban, hogy a koordinált túlfeszültség-védelmek szükségességét környezetükben minél szélesebb körben ismertessék, azok tervezését és beépítését szorgalmazzák, ezenkívül mint az EU-csatlakozás egyik fontos feltételét, munkájukkal segítsék!

Igazságügyi műszaki szakértői gyakorlatom során otthon igen gyakran hívnak szakértőként olyan bírósági tárgyalásokra, amelyekben a fogyasztó perli az áramszolgáltatót az üzemszerű kapcsolási túlfeszültségek okozta meghibásodások kárainak megtérítése céljából. Sajnos minden esetben ki kell ábrándítanom őket, mert nemhogy kártérítés járna nekik, még vesztes félként, a bírósági és szakértői költségeket is nekik kell megtéríteniük.

Egy régen hallott, talán nem pontosan idézett székely mondás szerint: Az okos ember a más kárából tanul, de a buta még sajátjából sem!

Köszönöm megtisztelő figyelmüket.

Biztosító nélkül felépített nagyteljesítményű terhelés kommutációjú inverter közvetlen fénygyújtású tirisztorokkal erőművi alkalmazásra

Fuseless High Power LCI with Direct Light Triggered Thyristors
for Static Frequency Converters in Power Plant Application

Paál Ernő, Szilágyi Pál

Ganz Transelektro Közlekedési Rt., Budapest

Abstract

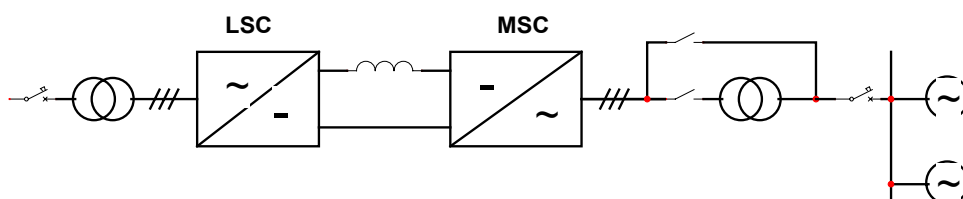
The paper introduces the new concept of high power converters' construction for LCI. It focuses on a fuseless main circuit solution, analyses the various fault current, the overcurrent and overvoltage protections. The paper describes the application of the most up to date direct light triggered thyristor with built in BOD overvoltage protection. The introduction contains simulation results.

Kivonat

A cikk bemutatja a biztosító nélküli nagyteljesítményű terhelés kommutációjú inverter felépítését közvetlen fénygyújtású tirisztorokkal. A biztosító nélküli főáramköri megoldást tárgyalja. Analizálja a különféle esetekben keletkező túláram hatásait és az alkalmazott túlfeszültség védelmet. Bemutatja a szimulációs eredményeket. Az alkalmazott új típusú félvezetők tulajdonságait is ismerteti.

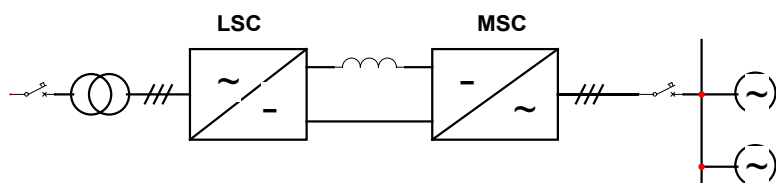
1. Bevezetés

A hagyományos nagyteljesítményű statikus frekvencia konverter (SFC) két (vagy több) nagyteljesítményű tirisztor hidat tartalmaz. Az 1. ábra mutatja az általános elrendezését egy ilyen SFC-nek. A főáramkör egy betápláló transzformátort tartalmaz, amely rendszerint egy szabványos középvezetési hálózatról táplálkozik és a tirisztor híd számára a feszültséget megfelelő szintre transzformálja. A betápláló transzformátor egy hálózati kommutációjú teljesen vezérelt tirisztor hidat (LSC) táplál. Az egyenáramú kimenete az LSC-nek egy simítófójtó tekercsen keresztül csatlakozik egy motor(generátor) oldali teljesen vezérelt tirisztor hídhoz (MSC). Az MSC terhelés kommutációjú, váltakozó áramú kimenetével csatlakozik egy feltranszformáló fokozathoz. A feltranszformáló fokozat megszakítón és szakaszolón keresztül csatlakozik az indító sínszakaszhoz. A sínszakaszra egy (vagy több) felgyorsítandó generátor-turbina egység csatlakozik. Az elrendezés jellemző a tározós vízturbina és generátor indító egységére.



1. ábra

Gázturbinás egységek esetén (1.1. ábra) általában nincs feltranszformáló egység, hanem az MSC közvetlenül az indító sínszakaszra csatlakozik.



1.1. ábra

Az LSC és MSC tirisztorainak védelme a hagyományos esetben félvezetők védelmére kifejlesztett gyors biztosítókkal történik, ahol a biztosító olvadási és ívelési i^2t együttes értéke nem érheti el a védendő tirisztor által elviselhető i^2t értéket egy esetleges zárlat tisztázása során. Alkalmazásra kerültek a múltban ún. „pirobreaker” típusú robbanó töltettel ellátott biztosítók is. A biztosítók kiolvadása egy hibás működés esetén jelentős üzemkiesést okoz, azokat cserélni kell és az elvesztett idő és tartalék alkatrész költsége érzékenyen érinti az SFC üzemeltetőjét. A legutóbbi fejlesztések a félvezető iparban lehetővé teszik extra nagyteljesítményű tirisztorok alkalmazását és új típusú, biztosító nélküli SFC kialakítását.

2. Biztosító nélküli főáramkör kialakítás

A főáramköre a biztosító nélküli SFC megoldásnak majdnem azonos a konvencionális megoldásával, csak a biztosító vagy pirobreaker hiányzik az áramkörökből és speciális nagyteljesítményű tirisztorokat tartalmaz, amelyek fel vannak szerelve (beleintegrált) BOD típusú diódákkal. A BOD (breakover diode) diódák biztosítják, hogy egy megengedhetetlenül magas pozitív záró feszültség ne tegye tönkre a tirisztorokat.

Az SFC megbízhatóságának növelése érdekében nem csak BOD diódákkal egyesített nagy teljesítményű tirisztorokat kell alkalmazni, hanem további intézkedések is szükségesek. A betápláló és feltranszformáló induktív elemek drop értékét, valamint a simítófojtó tekercs telítési induktivitását (légréselt vasmagos fojtótekercs alkalmazása esetén) is megfelelően kell megválasztani. A betápláló és kitápláló megszakítók szintén jelentős szerepet játszanak a zárlati áram megszüntetésében. Az említett főáramköri elemeket úgy kell harmonizálni, hogy a létrejöheto külső zárlatok során fellépő i^2t a tirisztorok számára elviselhető legyen.

A transzformátorok dropjának növelése jótékony hatással van a maximális zárlati áram csökkentésére, azonban növekvő fedést eredményez az LSC illetve MSC egységekben. Vasmagos légréselt simítófojtó tekercsek esetén célszerű az ún. „shell” típusú simítófojtó tekercs alkalmazása, ahol a telítési induktivitás nem olyan nagy mértékben csökken mint más felépítésű simítófojtó tekercseknél. A megszakítóknál gyorsműködésű vákuum megszakítók alkalmazása előnyös.

3. Zárlati fajták az SFC-ben és az ellenük hozott intézkedések

Az SFC működése során előforduló zárlatok két fő csoportra oszthatók:

Belső zárlatok, amelyek létre jöhetnek:

- az LSC egységben tirisztor tönkremenetel esetében
- az MSC egységben tirisztor tönkremenetel esetében
- inverter átbillenés az MSC-ben vagy az MSC egység helytelen gyújtása esetében

- hálózatra visszatápláló üzemben inverter átbillenés az LSC-ben vagy helytelen gyújtás minta az LSC-ben

Külső zárlatok, amelyek létrejöhetnek:

- indító sínszakasz zárlata esetén
- hálózatra visszatápláló üzemben hálózati zárlat esetén

A lépcsőzött túláram védelem és a különlegesen kialakított áramkorlátozás segítségével elérhető, hogy nem minden zárlat fajtára esnek ki a megszakítók, hanem az intelligens (mikroprocesszoros) irányító rendszer képes magát a zárlatot rövid időn belül az üzemi tartományba visszaállítani. Mivel az MSC változó frekvenciával üzemel és a kimenetén a feszültség is széles tartományban változik, a túláram számítás illetve zárlat korlátozás esetei további alcsoportokra bonthatók.

A legkellemetlenebb zárlati fajta a félvezető meghibásodásból származik. Különösen a turbina blokk gyorsítása esetén az LSC-ben történő tirisztor meghibásodás vagy visszatápláló üzem esetén az MSC-ben történő tirisztor meghibásodás jelentenek súlyos zárlati fajtákat. Ilyenkor biztosan a betápláló illetve kitápláló megszakító fog tisztázni és a cél az, hogy a hibátlan tirisztorok épek maradjanak. Az intelligens irányító elektronika képes megkülönböztetni a zárlati fajtákat. Az LSC-ben történő félvezető meghibásodás esetén például gyújtás tiltással védekezik.

Inverter billenés és külső zárlat során a névleges áram meghatározott százalékkal (kb. 20%) történő túllépése esetén mind az LSC mind az MSC gyújtásvezérlését inverter tartományba állítja.

Könnyen belátható, hogy túláram esetén nem csak magas i^2t értékekkel kell számolnunk, de a kikapcsolt megszakítók a kör induktivitásain túlfeszültséget okoznak.

A keletkezett ívfeszültséggel szembemutató induktív feszültség az induktivitások arányában oszlik meg. Ez az érték a simítófojtó tekercsen meglehetősen nagy értéket érhet el. A tekercsben tovább szeretne folyni az áram. Ennek az áramnak szabad utat engednek a tirisztorok, amennyiben a tirisztorok anódján a feszültség meghaladja az integrált BOD elemek billenési feszültségét. Ily módon a tirisztorok védett körülmények között üzemelhetnek és akár egy üzem közbeni véletlen megszakító kiesés sem okoz megengedhetetlen túlfeszültséget a tirisztorokon.

4. Szimulációk

A lefolytatott szimulációk során az 1. ábrán bemutatott főáramkör került vizsgálat alá generátor oldali „by-pass” ág nélkül. Az MSC működési frekvenciáját a maximális értékkel vettük figyelembe.

A szimulációk kiterjedtek a következő zárlati esetekre:

- Inverter átbillenés az MSC-ben
- Közbenső kör egyenáramú zárlat az MSC kapcsain
- Az MSC váltakozó áramú kimenet fázisok közötti zárlata
- Közbenső kör egyenáramú zárlat az LSC kapcsain

Az áramköri alkatrészek fő paraméterei az alábbiak szerinti volt a szimuláció során:

Tirisztorok: T2563 N 80 TOH (lsd.: 1. táblázat)

Transzformátorok:

teljesítmény: 4380kVA
feszültség: 3 x 2200 V
drop: 10%

Simító fojtó:

telítetlen induktivitás: 5mH
telített induktivitás: 3,5mH ($I_d \geq 2200$ A)

Az egyenirányító híd (LSC) bemenő feszültsége: 3 x 2200 V; 50Hz

Az egyenáramú közbenső kör névleges árama: 1450 A

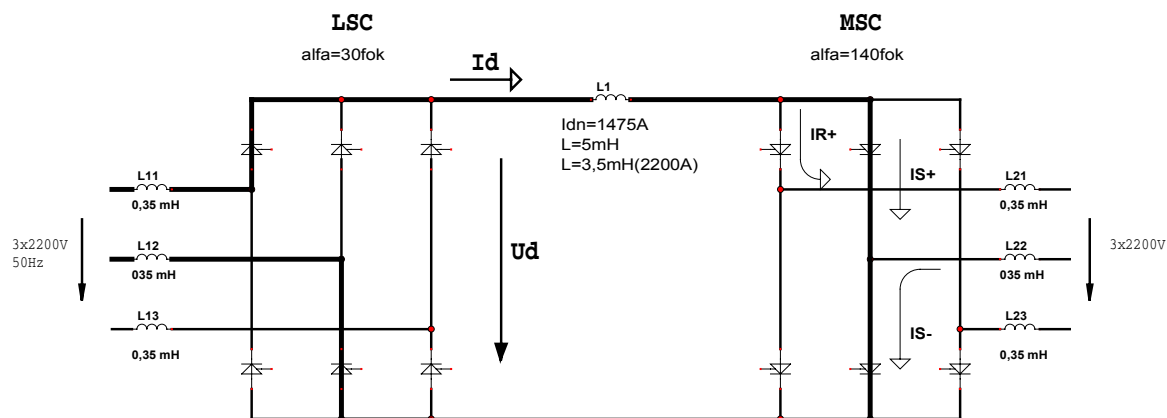
Az inverter híd (MSC) kimenő feszültsége: 3 x 2200 V; 50Hz

3. táblázat

Ismétlődő zárófeszültség csúcs értéke	V_{RRM}	8000 V
BOD dióda feszültsége (protective break over voltage)	V_{BO}	7500 V
Az áram maximális effektív értéke	I_{TRMSM}	5600 A
Az áram maximális közép értéke	I_{TAVM}	2560 A ($T_C=85^\circ\text{C}$) 3570 A ($T_C=60^\circ\text{C}$)
A lökö áram maximális értéke	I_{TSM}	63 kA ($T_{vj}=25^\circ\text{C}; 10\text{ms}$) 56 kA ($T_{vj}= T_{vjmax}; 10\text{ms}$)
$\int I^2 t$ értéke	$I^2 t$	$19,8 \times 10^6 \text{ A}^2\text{s}$ ($T_{vj}=25^\circ\text{C}; 10\text{ms}$) $15,7 \times 10^6 \text{ A}^2\text{s}$ ($T_{vj}= T_{vjmax}; 10\text{ms}$)
A vezetőirányú árammeredekség maximuma; ismétlődő	$(di/dt)_{cr}$	300 A/ μs
A vezetőirányú árammeredekség maximuma; nem ismétlődő	$(di/dt)_{cr}$	1000 A/ μs
A vezetőirányú feszültmeredekség maximuma	$(du/dt)_{cr}$	2000 V/ μs

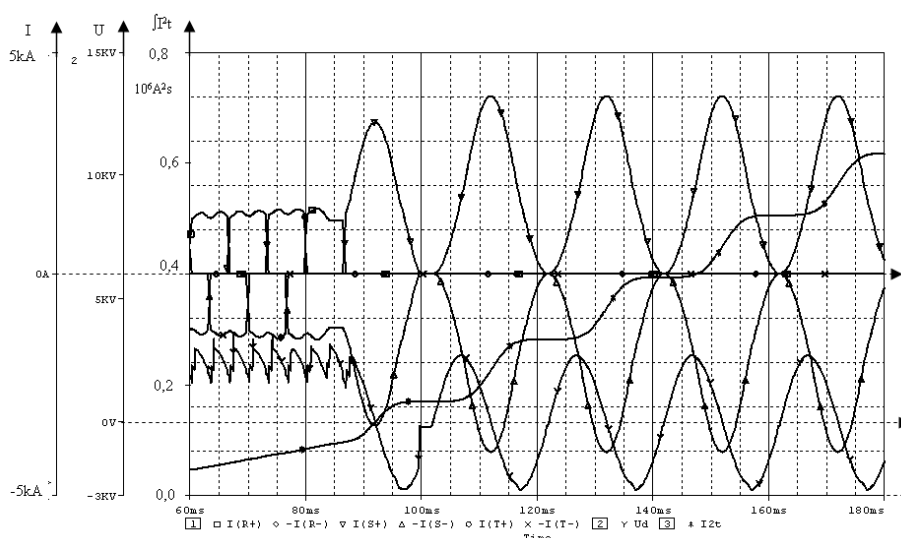
5. Szimulációs eredmények

5.1. Az inverter billenés következtében létrejövő zárlat a leggyakoribb zárlati fajta az SFC-ben. Az inverter billenés oka lehet egy nem megfelelően időzített gyújtó impulzus vagy a gyújtó impulzus hiánya illetve a nem megfelelő nagyságú kommutációs feszültség. Ebben az esetben az áramszabályozó nem minden üzemi állapotban képes olyan sebességgel beavatkozni, hogy a zárlati áramot megakadályozza illetve a beállított áram-alapjelnek megfelelő áramot gyorsan helyre tudja állítani.



2. ábra

A 2. ábrán vastagított vonallal jelöltük a zárlati kört.



3. ábra

A szimuláció eredményei a 3. ábrán láthatók:

- az MSC áramai (a negatív sínre csatlakozó tirisztorok áramait negatív előjellel ábrázoltuk, a könnyebb áttekinthetőség érdekében).
- az LSC kimenetén mérhető U_d egyenfeszültség (a feszültség-göbe nulla-vonala lejjebb van tolva)
- a vezetésben maradt tirisztorok $\int I^2 t$ értéke

A zárlat esetében a tirisztorok gyújtó impulzusainak tiltásával elérhető eredményt mutatják a 3. ábrán ábrázolt időfüggvények. A zárlati áram az MSC, - kommutáció hiányában - vezetésben maradt tirisztorán indul meg, amikor gyújtást kap a vezetésben maradt MSC tirisztor párja. A gyújtás pillanatában vezetésben lévő LSC tirisztorok, a gyújtás tiltás miatt vezetésben maradnak, és a vonali váltófeszültséget kapcsolják a közbenső köri egyenáramú körre.

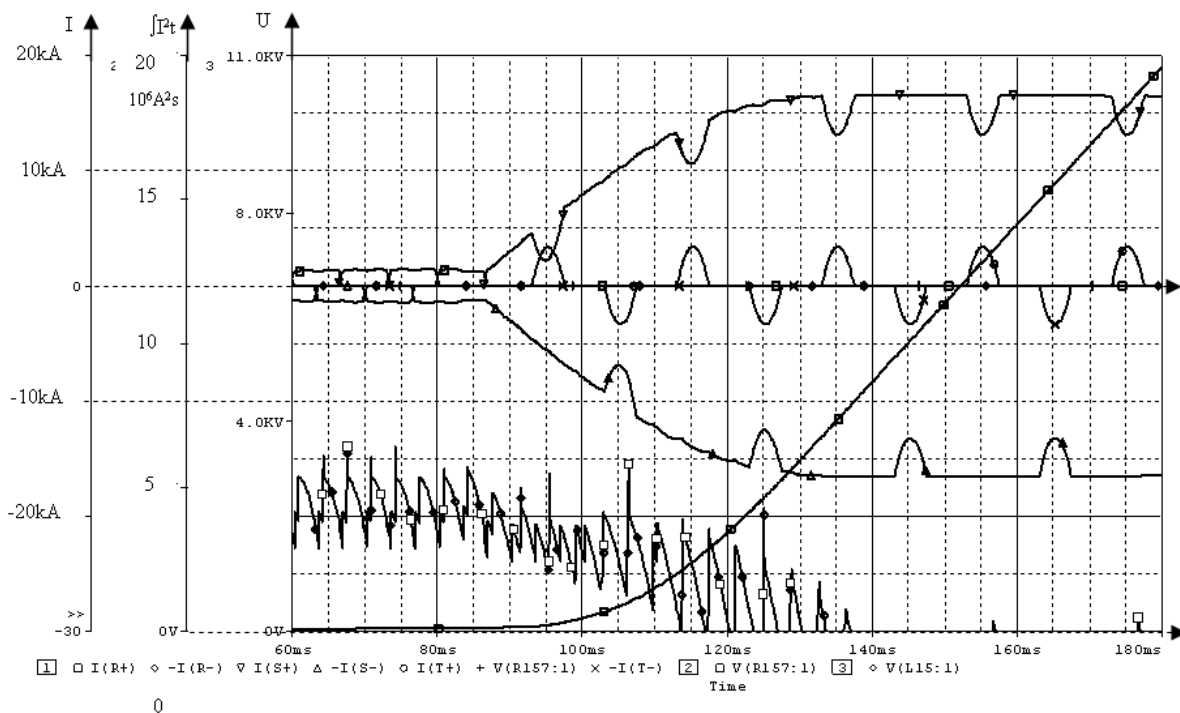
Az LSC gyújtásának letiltása miatt, a közbenső köri egyenáramú körre az egyik vonali váltófeszültség kapcsolódik, és ezáltal a zárlati körben lévő simító fojtó hatékonyan korlátozza az áramot. A 3. ábrán az az eset látható, amikor a zárlat pillanatában azonnal letiltjuk az LSC gyújtását. Ebben az esetben a zárlati körben az első zárlati áram-hullám után az áram

megszakadhat. A következőkben megvizsgáltuk azokat az eseteket is, amikor egy vagy két gyújtójel még kimegy a zárlat bekövetkezése után.

Ha nem szűnik meg a zárlati áram az első félperiódus után, akkor az áram egy minimális és maximális érték között leng minimális csillapítással. A zárlati áramot ebben az esetben a hálózat oldali megszakító fogja megszakítani. A 3. ábrából látható, hogy nem alakul ki a tirisztorokra veszélyes nagyságú áram a simító fojtó áramkorlátozása miatt, és az $\int I^2 t$ értéke is töredéke a tirisztorokra megengedhető kritikus értéknek.

Az 3.1. ábra azt a szimulációs eredményt mutatja, amikor az inverter átbillenés után, nem tiltjuk le a gyújtást. A 3. ábrán és a 3.1. ábrán feltüntetett szimulációs eredmények összehasonlításából világosan látszik, az impulzus tiltás jelentősége.

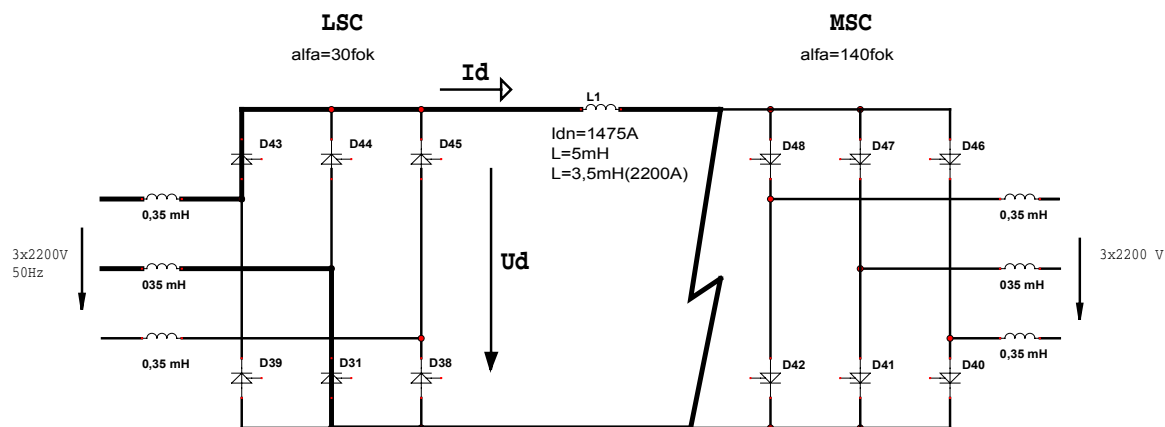
A „T” fázis negatív sínre csatlakozó tirisztorának egyetlen gyújtása kimaradt. Emiatt az „S” fázis negatív oldali tirisztora vezetésben marad, és a következő gyújtójel az „S” fázis pozitív oldali tirisztorát gyújtva, létrehozza a zárlati kört. A „T” fázis tirisztorára már nem tudja átvenni az áramot, mert a kommutációs idő a nagy áram miatt túl hosszú. Az „S” fázis két tirisztorára vezetésben marad, és a rajtuk keresztül folyó egyen áram körülbelül háromszorosa az előző ábrán látható zárlati áram csúcsértékének. Az tirisztorok $\int I^2 t$ értéke 95ms-al a zárlat bekövetkezése után már eléri a kritikus értékét.



3.1. ábra

5.2. Közbenső köri egyenáramú zárlat az MSC kapcsain:

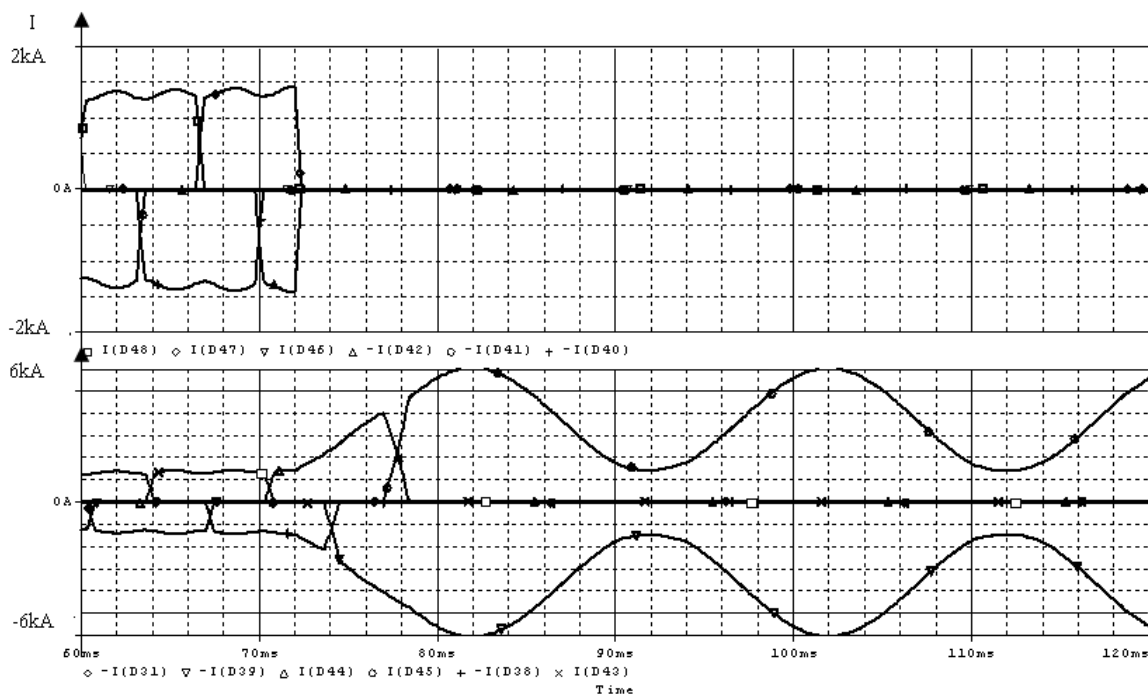
A 4. ábrán látható zárlat nagyon hasonló az inverter billenés következtében bekövetkezőhöz. A szimuláció során az LSC gyújtását csak 5ms-al a zárlat bekövetkezése után tiltottuk le. Emiatt az áram magasabb értékre lendül fel, és nem csökken nullára az első hullám után.



4. ábra

Az 5. ábra felső részén az MSC áramai, az ábra alsó részén az LSC áramai láthatók. Az MSC vezetésben lévő tirisztorainak az árama átkommutál a zárlati körre, és megszűnik.

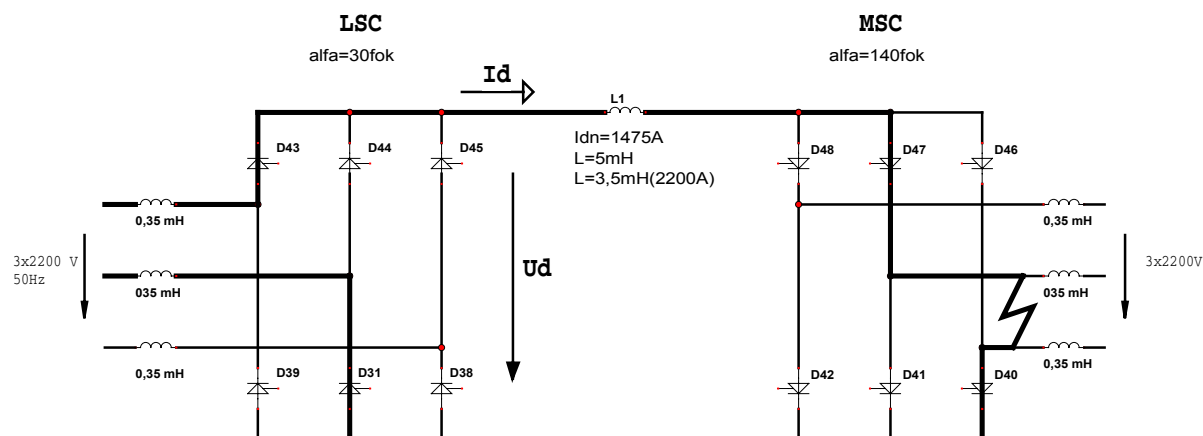
Az LSC gyújtását tiltjuk. A simító fojtó most 6kA -re korlátozza be az áram maximumát. A zárlati áramot a vákuum-megszakító szakítja meg. A kialakuló zárlati áram nem veszélyes a vezetésben maradt tirisztorok számára, mivel a fellépő $\int I^2 t$ érték jelentősen kisebb a kritikusnál.



5. ábra

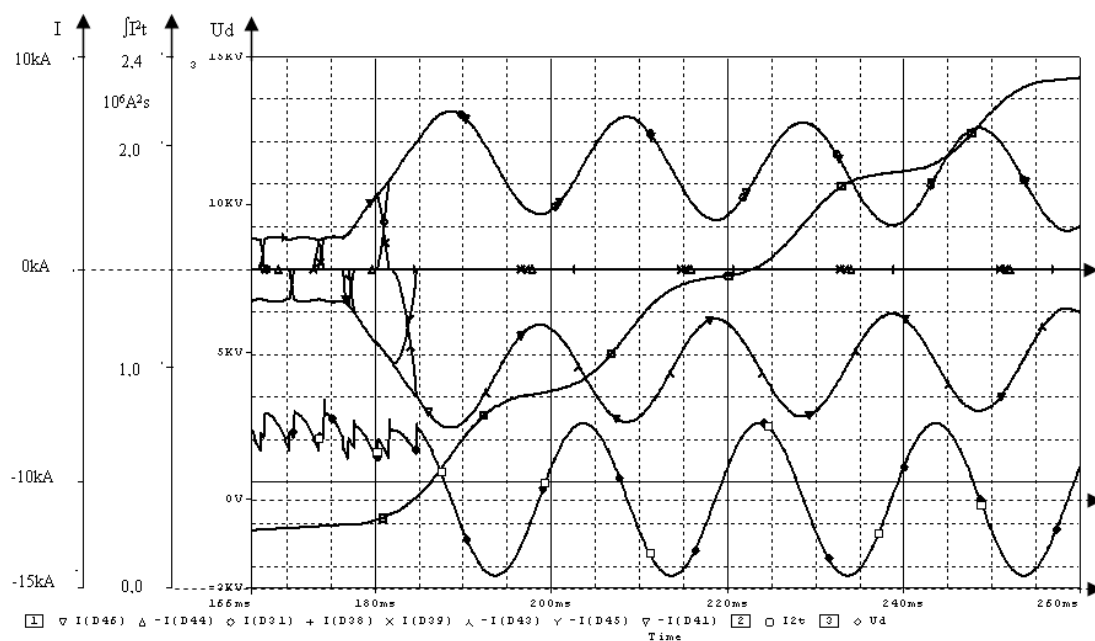
5.3. MSC váltakozó-áramú kimenet fázisok közötti zárlat:

Ez a zárlat a hálózat felől nézve hasonló az előző két esethez, de itt most a generátor oldalon is nagy zárlati áram fog folyni, amit a generátor oldali vákuum megszakító szakít meg. A generátorból folyó áram nem terheli a félvezetőket.



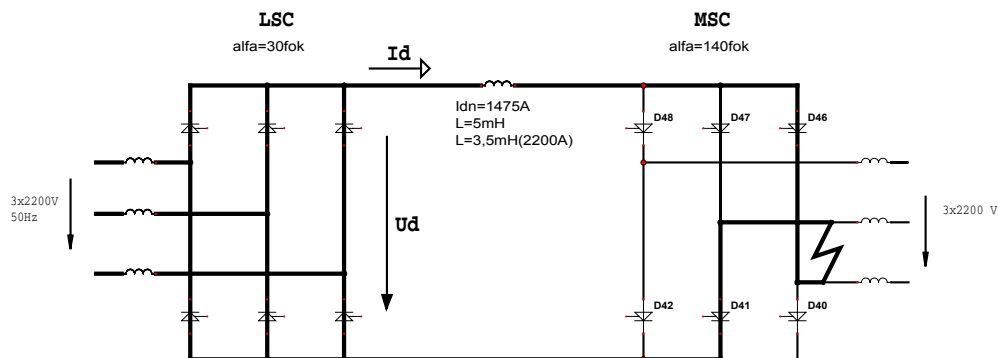
6. ábra

A 7. ábrán bemutatott szimulációs eredményekből látható, hogy még ha a kétszeres névleges áramnál tiltjuk is le a gyújtást, az eredmény akkor is kielégítő; a tirisztorok pn réteghőmérséklete a megengedhető tartományban marad. A fellépő $\int I^2 t$ érték 80ms-al a zárlat bekövetkezése után csak tized része a kritikus értéknek. Elegendő idő van arra, hogy a vákuum megsztító megszakítsa az áramot.



7. ábra

5.4. MSC váltakozó-áramú kimenet fázisok közötti zárlat, gyújtás tiltása nélkül

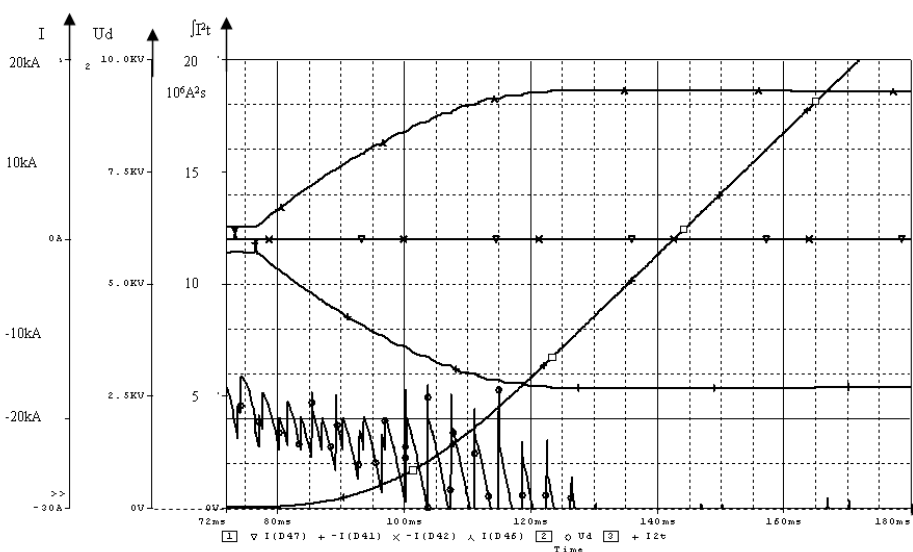


8. ábra

A 9. és 10. ábrán az az eset látható amikor nem tiltjuk le az LSC gyújtását az MSC kimenetén történt fázisok közötti zárlat esetén.

A 9. ábrán látható:

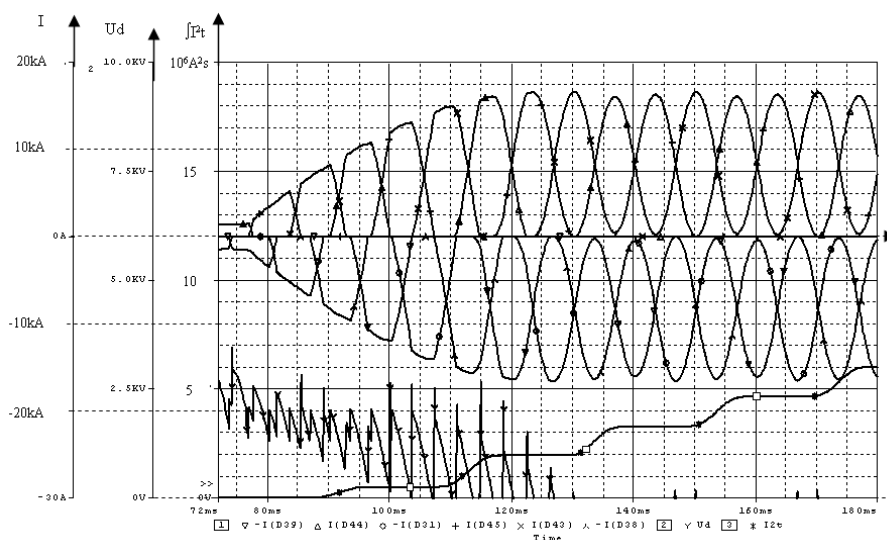
- az MSC vezetésben maradt tirisztorainak az árama, (a negatív sínre csatlakozó tirisztorok áramait negatív előjellel ábrázoltuk).
- a vezetésben maradt MSC tirisztorok $\int I^2 t$ értéke,
- az LSC kimenetének az U_d egyenfeszültsége



9. ábra

A 10. ábrán látható:

- az LSC tirisztorainak az árama, (a negatív sínre csatlakozó tirisztorok áramait negatív előjellel ábrázoltuk).
- az LSC tirisztorainak $\int I^2 t$ értéke,
- az LSC kimenetének az U_d egyenfeszültsége



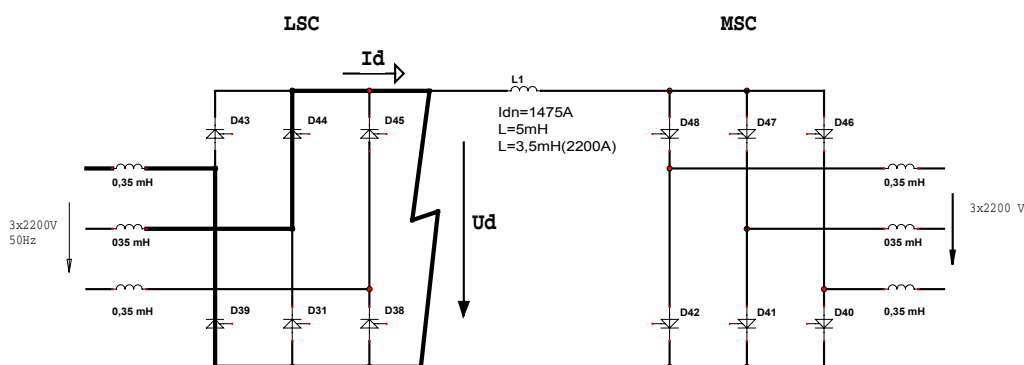
10. ábra

A 9. ábrát a 7. ábrával összehasonlítva látható, hogy az MSC tirisztorainak az igénybevétele lényegesen nagyobb amikor nem tiltjuk le az LSC gyújtását. A nagyobb igénybevétel oka az, hogy az U_d feszültség a zárlat után egy csökkenő egyenfeszültség marad. Emiatt a simító fojtón és a vezetésben maradt tirisztorokon egyenáram folyik keresztül, simító fojtó áramkorlátozó hatása gyakorlatilag megszűnik, és csak a betáp trafó szórási induktivitásai korlátozzák az áramot. A zárlat utáni pillanatokban az áram növekedési meredekségét a simító fojtó, az állandósult állapotban a zárlati áram nagyságát pedig a transzformátor szórási induktivitása határozza meg.

A zárlat a 76ms-os időpillanatban történt, és 95,3ms múlva, éri el az I_{2t} a kritikus értékét. Ennél a zárlat fajtánál lép fel a legnagyobb igénybevétel az MSC vezetésben maradt tirisztorai számára.

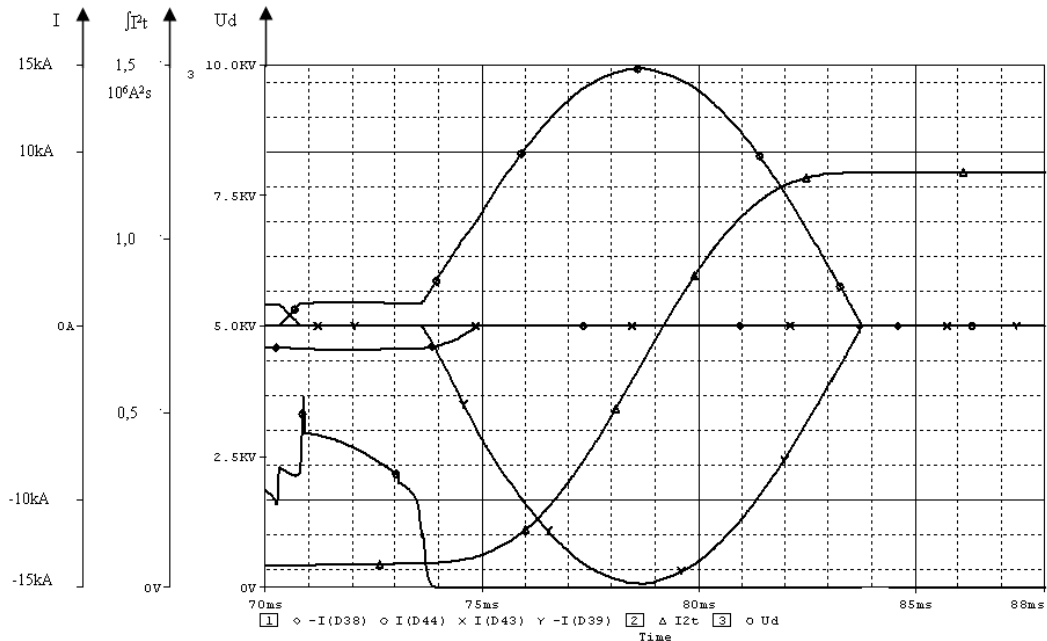
A 10. ábrán az LSC közbenső köri feszültsége és az LSC tirisztorok áramgörbéi láthatók. A nagy áram miatt többszörös fedés lép fel; az egyenirányító híd pozitív oldali kommutációja még nem ér véget, amikor már elkezdődik a negatív oldali kommutáció. A két kommutáció határán egyszerre négy tirisztor vezet. A híd egy-egy ágának pozitív és negatív oldali tirisztorja egyszerre vezet, és null dióda-ként viselkedik a simító fojtó számára. Emiatt nincs visszatáplálás, az egyenfeszültség nullára csökken ebben a tartományban. Végso esetben négy tirisztor vezet mindig egyszerre, és az ötödik belépésekor, az elsővel kommutálva, az első kilép a vezetésből.

5.5. Közbensőköri egyenáramú zárlat az LSC kapcsain:

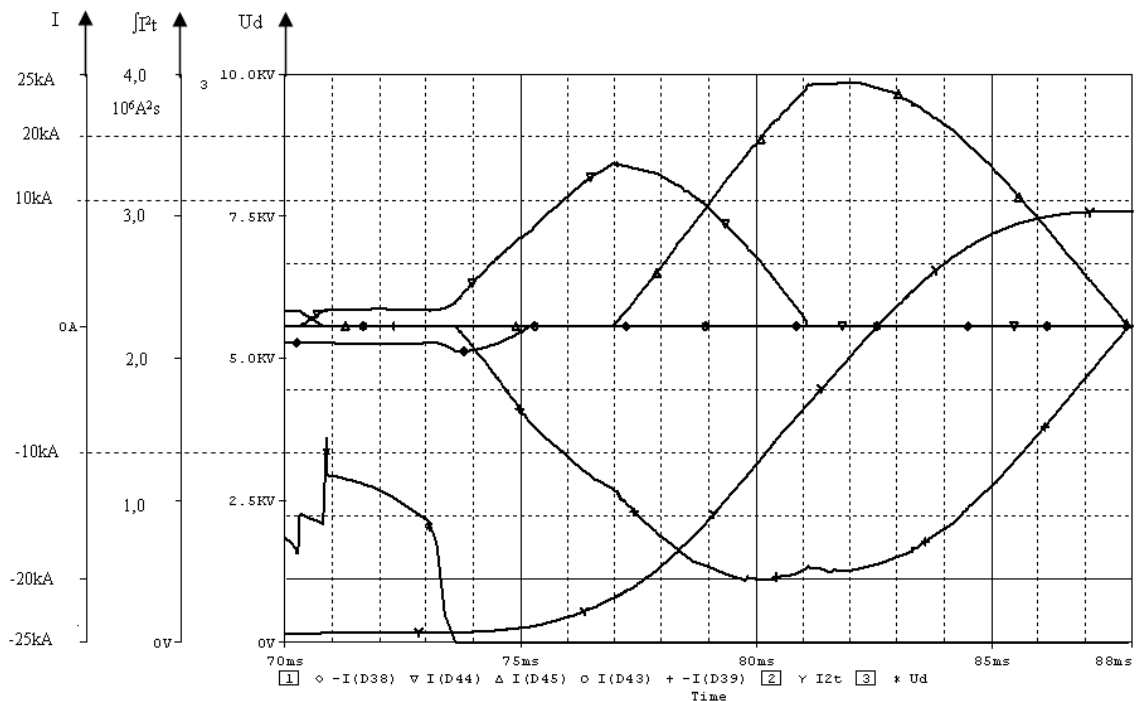


11. ábra

A zárlati áramot egyedül a szórási induktivitások korlátozzák. A 12. ábrán látható görbék azt az esetet mutatják, amikor a zárlat a soron következő tirisztor begyűjtésének az időpillanatában történik (ekkor alakul ki a legnagyobb zárlati áramhullám) és az LSC valamennyi tirisztorának a gyűjtését azonnal letiltjuk.

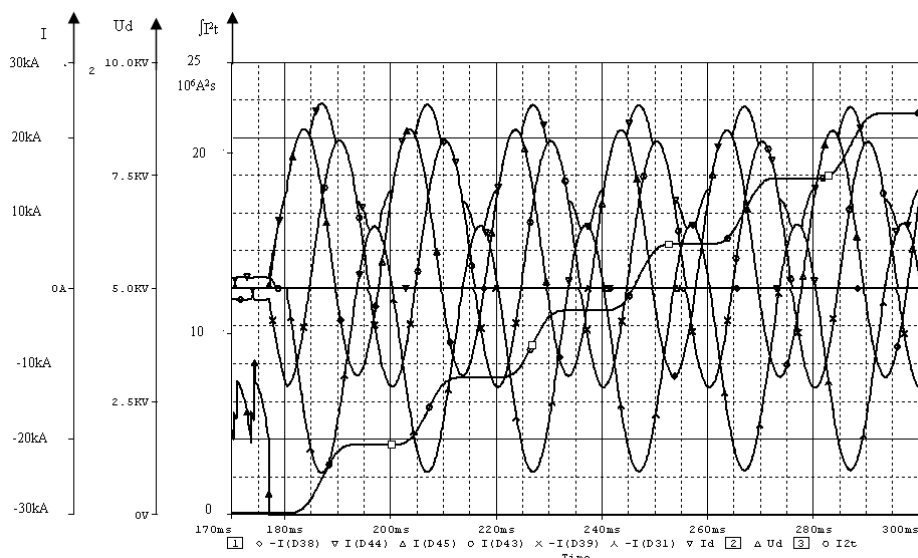


12. ábra



13. ábra

A 13. ábrán a gyűjtés tiltás előtt, még begyűjt az LSC soron következő tirisztor is. A kialakuló zárlati áramok és a tirisztorok $\int I^2 t$ értéke a maximálisan megengedhető érték alatt marad. A zárlat a gyorsmegszakító működtetése nélkül, a tirisztorok gyűjtástiltásával megszüntethető.



14. ábra

A 14. ábra azt az esetet mutatja, amikor az LSC tirisztorai a zárlat után is kapnak gyújtójelet.

Az ábrán látható:

- az LSC tirisztorainak az árama, (a negatív sínre csatlakozó tirisztorok áramait negatív előjellel ábrázoltuk).
- az LSC „S” fázis negatív oldali tirisztorának $\int I^2 t$ értéke,
- az LSC kimenetének az U_d egyenfeszültsége

A zárlati áram csúcserőteke ebben az esetben a legnagyobb, de még itt is alatta marad a megengedhető maximális értéknek. A kritikus $19,8 \times 10^6 \text{ A}^2 \text{ s}$ értéket 105ms alatt éri el. A zárlati áramot csak a betáp trafó szórási induktivitásai korlátozzák. A zárlati áramot a vákuum-megszakítóval lehet megszüntetni. (A vákuum megszakító működési ideje 70-80 ms)

Konklúzió

A korszerű nagyteljesítményű félvezető eszközök lehetőséget biztosítanak az áramirányítók megfelelő túlméretezésére, amely párosítva túláram-védelemmel, túlfeszültség-védelemmel valamint gyújtóimpulzus tiltási logikával biztosítja egy megbízható, biztosító nélküli konstrukció kialakítását.

A biztosítók kiiktatása kiküszöböli a hiba esetek során kiolvadó biztosítók cseréje miatti üzemkiesést és a biztosítók cseréjének a költségét.

Irodalom

- [1] L. Bojtor, J. Csizmazia, I. Gál, E. Paál, G. Stadler, P. Szilágyi: A Static starter for large gas turbines. EPE 95 (Sevilla)/ Vol.III.822-826 old.
- [2] L. Bojtor, E. Paál: High power frequency converters for industrial and power plant drives. Mechatronics 8 (Pergamon, 1988) 1-11 old.
- [3] Peter Šuda: Experience and development trends in high power drives. EPE 99 (Kassa) 369-376 old.

Robustness and Fragility

A rendszerek robusztusságának
és érzékenységének tanulmányozása

Dr. Dan Popescu

Department of Automatic Control,
University of Craiova, Romania

Kivonat

Az utóbbi időben a robusztus és optimális módszerekkel tervezett érzékeny szabályozók (a zárthurkú stabilitás, illetve minőségi jellemzők nagy érzékenysége a szabályozó együtthatóinak kis változásaira) sok ellentmondásos kérdést vetettek fel. Ebben a dolgozatban néhány optimális szabályozó parametrikus stabilitási tartalékát vizsgáljuk meg különböző módszerekkel.

Bebizonyítjuk, hogy a normalizált \mathbf{I}^2 parametrikus stabilitás-tartalék nem megfelelő, ha a szabályozó együtthatói nagyságrendileg különbözőek, és erre az esetre, a parametrikus stabilitás tartalék felbecsülésére, egy új eljárást ajánlunk. Bemutatunk egy algoritmust a megnövelt robusztus stabilitás megállapítására. Ezt a tervezési eljárást számpéldákkal szemléltetjük.

Abstract

In the last years the problem of fragile controllers (high sensitivity of closed-loop stability and/or performance against small changes in controller coefficients) designed by using robust and optimal control methods has generated some controversial discussions. In this paper, we analyse the parametric stability margins for some optimal controllers by using different measures. So, we show that the normalized \mathbf{I}^2 parametric stability margin is not suitable when the controller coefficients lie in very different ranges and, in this case, we propose a new measure to appreciate the parametric stability margin. Also, an algorithm to determine an extended range of robust stability is presented. We illustrate these design techniques by numerical examples.

Keywords: Robust stability, optimality, fragility, stability margins.

1. Introduction

There are several techniques for designing linear time-invariant control systems that are optimum and robust. These are based on the Youla parameterization of all stabilizing controllers for a nominal (fixed) linear time-invariant plant, which provides a free parameter. This parameter is determined by minimizing the \mathbf{H}_2 or \mathbf{H}_∞ norm of an appropriate closed-loop transfer function to obtain robust stability and/or robust performance with respect to plant perturbations. In this type of methodology, an implicit assumption is that the controller that is designed will be implemented exactly. This assumption is usually reasonable, since clearly, the plant uncertainty is the most significant source of uncertainty in the control system, while controllers are implemented with high precision hardware. However, there will inevitably be some amount of uncertainty in the controller: if the controller is implemented by analogue means, there are some tolerances in the analogue components; if the controller will

be implemented digitally, there will be uncertainty involved with the quantization in the analogue-digital conversion and rounding in the parameter representation and in the numerical computations. In practice, due to the imprecision of controller implementation or to the requirements for readjustment of its coefficients, it is necessary that any controller be able to tolerate some uncertainty in its coefficients. This translates to the requirement that an adequate stability and performance margin be available around the transfer function coefficients of the designed nominal controller.

In a well-known paper [1], it has been claimed that several optimal and robust control synthesis techniques (\mathbf{H}_2 , \mathbf{H}_∞ , \mathbf{I}^1 and $\boldsymbol{\mu}$) tend produce fragile controllers (that is, controllers resulting in high sensitivity of closed-loop stability and/or performance against small changes in controller coefficients). Unfortunately, the standard optimal and robust control design methods involve optimization criteria that do not include any explicit penalty terms against such fragility. This paper has generated some controversial discussions [2] and some techniques to increase the controller robustness against uncertainties in the controller coefficients were proposed [3 ÷ 5].

Incited by these results, we made a detailed analysis (see, [6 ÷ 8]) of one of the examples given in [1] and some conclusions are outlined in this paper. So, we show that the normalized \mathbf{I}^2 parametric stability margin (used in [1]) is not suitable when the controller coefficients lie in very different ranges and, in this case, we propose a new measure to appreciate the parametric stability margin. Then, an algorithm to determine an extended range (of box type) of parametric robust stability is presented. Finally, some simulation results that illustrate the ideas of this paper are presented.

2. Stability Margins

The robustness of a closed-loop system can be defined both with respect to plant uncertainty and with respect to perturbations of the controller coefficients.

2.1. The maximum stability margin with respect to plant uncertainty

In this paragraph the stability margin for plant (unstructured) uncertainties is considered. Common approaches are to model the plant uncertainty in a multiplicative or additive way with respect to the nominal plant or as stable additive perturbations on the factors in a coprime factorization of the nominal plant. For each of these three classes of uncertainties the model of the perturbed system can be represented as an Upper Linear Fractional Transformation (see Fig. 1):

$$\mathfrak{S}_U \left(\begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix}, \Delta \right) = P_{22} + P_{21} \Delta (I - P_{11} \Delta)^{-1} P_{12}$$

where P is the standard plant (that depends on the model of uncertainty) and Δ ($\|\Delta\|_\infty < \varepsilon$) is the corresponding model of the (admissible) uncertainty.

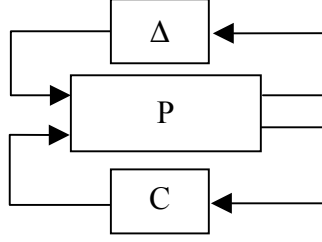


Fig.1
The generalized model of the uncertainty

The largest stability margin for unstructured uncertainties is given by [9]:

$$\epsilon_{\max} = \left(\inf_C \|\mathfrak{S}_L(P, C)\|_{\infty} \right)^{-1} \quad (1)$$

where C is chosen from all controllers which stabilize $\mathfrak{S}_U(P, 0)$ and \mathfrak{S}_L is the Lower Linear Fractional Transformation:

$$\mathfrak{S}_L \left(\begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix}, C \right) = P_{11} + P_{12}C(I - P_{22}C)^{-1}P_{21}$$

For a given controller, the stability margin for unstructured uncertainties of the plant is given by

$$\epsilon = \left(\|\mathfrak{S}_L(P, C)\|_{\infty} \right)^{-1} \quad (2)$$

2.2. The normalized \mathbf{l}^2 parametric stability margin

Now, we consider the transfer function coefficients of the controller to be a parameter vector $\mathbf{q} = [q_1, q_2, \dots, q_l]$, with its nominal value \mathbf{q}^0 , and let $\Delta \mathbf{q}$ be the vector representing perturbations in \mathbf{q} . Then, the characteristic polynomial of the closed-loop system is

$$n(s, \mathbf{q}) = n_p(s)n_c(s, \mathbf{q}) + m_p(s)m_c(s, \mathbf{q}) \quad (3)$$

where (m_p, n_p) and (m_c, n_c) are the nominator and denominator polynomials of the plant and, respectively, controller. The \mathbf{l}^2 parametric stability margin around the nominal point is defined as being the radius of the largest stable hypersphere in the space of parameters \mathbf{q} for the characteristic polynomial of the closed-loop system. Since the coefficients of this polynomial have affine dependency on \mathbf{q} and based on the Boundary Crossing Theorem, the stability radius ρ_s is found as [10]

$$\rho_s = \min \left\{ r_0, r_{\infty}, r_c(\omega^*) \right\} \quad (4)$$

where r_0 , r_{∞} and $r_c(\omega^*)$ are the distances of the origin from the hyperplanes that define the stability boundaries corresponding to the following three possibilities for the polynomial to become unstable: a) a real zero goes through the origin; b) a real zero goes through infinity; c)

a pair of conjugate zeros crosses the imaginary axis. The normalized stability radius is defined as [1]:

$$\rho_{sn} = \rho_s / \|\mathbf{q}^0\|_2 \quad (5)$$

2.3. The largest stable box in the parameter space

We consider the closed-loop characteristic polynomial family $N(s, Q)$ defined by

$$N(s, Q) = \{n(s, \mathbf{q}) \mid \mathbf{q} \in Q\} \quad (6)$$

with

$$n(s, \mathbf{q}) = a_0(\mathbf{q}) + a_1(\mathbf{q})s + \dots + a_n(\mathbf{q})s^n, \quad q_i \in [q_i^-, q_i^+], \quad i = 1, 2, \dots, l \quad (7)$$

Since the polynomial coefficients have an affine dependency on the controller coefficients, the polynomial family $N(s, Q)$ can be rewritten in the following form

$$n(s, \mathbf{q}) = n_0(s) + \sum_{i=1}^l q_i n_i(s) \quad (8)$$

with

$$n_0(s) = a_0^0 + a_1^0 s + \dots + a_n^0 s^n, \quad a_n^0 > 0 \quad (9)$$

$$n_i(s) = a_0^i + a_1^i s + \dots + a_n^i s^n, \quad i = 1, 2, \dots, l \quad (10)$$

Remark: Shifting the origin and scaling the q_i -axes in the parameter space, the box Q is transformed to an l -dimensional cube with sidelength two and center at $\mathbf{q} = [0 \dots 0]$.

Let ω_s be a common real zero of the rational functions

$$\text{Im}(n_k(j\omega) / n_0(j\omega)) = 0, \quad k = 1, 2, \dots, l \quad (11)$$

Now a real-valued function $\tau(\omega)$ is defined by

$$\tau(\omega) = \max_{1 \leq k \leq l} \frac{|\text{Im}(n_0(j\omega) / n_k(j\omega))|}{\sum_{i=1}^l |\text{Im}(n_i(j\omega) / n_k(j\omega))|}, \quad 0 < \omega < \infty, \quad \omega \neq \omega_s \quad (12)$$

$$\tau(\omega) = \frac{|n_0(j\omega)|}{\sum_{i=1}^l |n_i(j\omega)|}, \quad \omega = \omega_s \quad (13)$$

$$\tau(0) = \frac{|a_0^0|}{\sum_{i=1}^l |a_0^i|}, \quad \tau(\infty) = \frac{|a_n^0|}{\sum_{i=1}^l |a_n^i|} \quad (14)$$

For $\omega = 0$, $\omega = \infty$ and $\omega = \omega_s$ the function τ is, in general, discontinuous. The first two cases correspond to roots at $s = 0$ and $s = \infty$. Now, the following theorem [10] can be presented.

Theorem 1 (Tsytkin and Polyak). The polynomial family $N(s, Q)$ is stable, if and only if

1. $n_0(s)$ is stable;
2. $\tau(\omega) > 1$, $0 \leq \omega \leq \infty$.

Assume that $n(s, \mathbf{q})$ is stable for the nominal point \mathbf{q}^0 of the Q box. Then, the box may be blown up by a factor ρ , i.e. the polynomial family

$$N(s, \rho Q) = \{n(s, \mathbf{q}) \mid \mathbf{q} \in \rho Q\} \quad (15)$$

is considered. By increasing ρ a value ρ_{\max} must be reached, where a member of the polynomial family becomes unstable, i. e. the box ρQ hits a stability boundary; it is a measure for the smallest destabilizing perturbation.

In this paper we choose the Q box having the edges proportional to the nominal values of \mathbf{q}^0 ; so, we consider

$$q_i \in \left[q_i^0 - \frac{\rho}{100} |q_i^0|, q_i^0 + \frac{\rho}{100} |q_i^0| \right], i = 1, 2, \dots, l \quad (16)$$

Based on the Tsytkin and Polyak Theorem, the largest stable box of this type (defined by $\rho = \rho_{\max}$) can be determined.

Extended Parametric Stability Margins

Here, we propose the following algorithm to extend the stability box given by (16):

Algorithm 1.

1. The largest stable box of type (16) is determined;
2. This stable box is extended by successively extending of each edge q_i in each direction by a very small factor. If the box is destabilized then the corresponding limit of q_i is fixed (precisely ρ_i^- and/or ρ_i^+);
3. The steps 1 and 2 are repeated for the edges (and directions) unfixed while all these limits are fixed.

Finally, the resulting stable box is characterized by

$$q_i \in \left[q_i^0 - \frac{\rho_i^-}{100} |q_i^0|, q_i^0 + \frac{\rho_i^+}{100} |q_i^0| \right], i = 1, 2, \dots, l \quad (17)$$

Obviously, ρ_{\max} for the largest stable box of type (16) is given by

$$\rho_{\max} = \min_i \{\rho_i^-, \rho_i^+\} \quad (18)$$

4. A Working Example

4.1. Maximum stability margin

This example, originally proposed in [11] is treated in [1, 6 ÷ 8]. The plant to be controlled is

$$P(s) = \frac{s-1}{s^2-s-2} \quad (19)$$

Since the coefficient perturbations of the transfer function of the nominal controller modify both the gain and the phase of the system, these perturbations can be treated as unstructured uncertainties and can be included in the initial uncertainty of the plant. So, in this section, we design a controller to obtain a maximum stability margin with respect to unstructured uncertainty of the plant. The maximum stability margin depends of the type of uncertainty modelling. Here, we use the normalized coprime factor plant description [9]. Then, for the nominal plant (19), we obtain the maximum stability margin (defined by (1)) $\varepsilon_{\max} = 1/\gamma_{\min} = 1/13.429 \approx 0.0744$, which show that the plant, which is unstable and non-minimum phase, is relatively difficult to control.

By choosing $\gamma = 13.5 > \gamma_{\min}$, the following controller is obtained:

$$C(s) = \frac{q_1^0 s + q_0^0}{p_2^0 s^2 + p_1^0 s + p_0^0} \quad (20)$$

where, $q_1^0 = q_0^0 = 5137.2$; $p_2^0 = 1$; $p_1^0 = 387.06$; $p_0^0 = -3064$. The \mathbf{I}^2 parametric stability margin is now $\rho_s = 1$ and the normalized stability radius is $\rho_{\text{sn}} \approx 1.2667 \times 10^{-4}$. The resulting lower and upper gain margins are $k_{\text{inf}} \approx 0.732$ and $k_{\text{sup}} = 1.193$ (see Fig. 2).

Remark: In this case, the \mathbf{I}^2 parametric stability margin is determined by a real zero that goes through infinity corresponding to $p_2 = 0$. So, this destabilizing perturbation of controller coefficients is very strong and the normalized stability radius is not an adequately measure for the controller robustness. The largest stable box of type (16) it is given by $\rho_{\max} \approx 8.79$, value that illustrates more adequately the possibilities for readjustment of nominal controller coefficients. The function τ given by (12)-(14), for $\rho = \rho_{\max}$, is represented in Fig. 3.

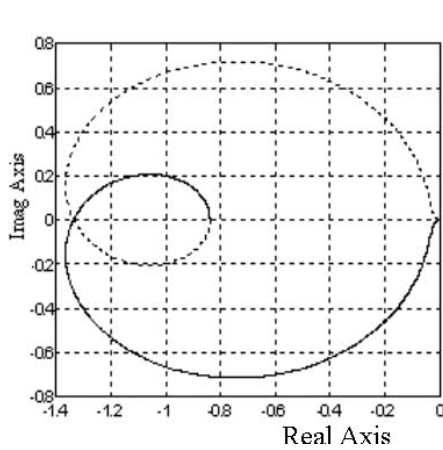


Fig.2
Nyquist plot of $P(s)C(s)$

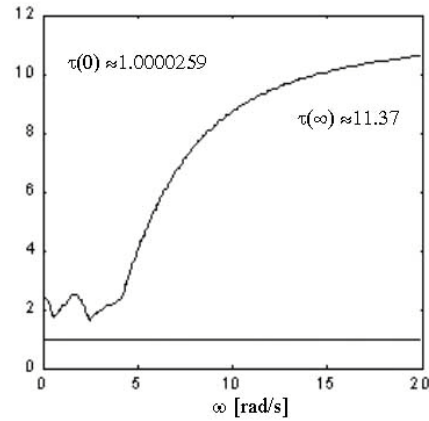


Fig.3
The distance function $\square\square$

4.2. Extended stability margins

By using the Algorithm 1 proposed in Section 3 we have determined an extended stable box characterized by the following lower and upper limits (ρ_i^- and ρ_i^+):

$$\begin{aligned}\rho^- &\approx [14.4 \quad 14.4; \quad 99.99 \quad 98.1 \quad 14.39], \\ \rho^+ &\approx [19.2 \quad 8.79; \quad 16.45 \quad 14.4 \quad 8.79]\end{aligned}$$

Conclusions

In this paper we have presented some remarks about the parametric stability margin measures. So, we have showed that the \mathbf{I}^2 normalized parametric stability radius is not suitable when the coefficients lie in very different ranges; in this case, more adequately is the maximum relative change accepted for controller coefficients to preserve stability. Also, we presented an algorithm to determine an extended range of robust stability. A possibility to maintain the stability/ performance robustness against the plant uncertainties is to use the free parameter from \mathbf{H}_∞ optimization method in the controller design process.

References

- [1] Keel, L.H. and Bhattacharyya, S. P., “Robust, Fragile, or Optimal?”, IEEE Trans. Automat. Contr., 42, **1098-1105**, 1997.
- [2] Makila, P.M., “Comments on “Robust, Fragile, or Optimal?””, IEEE Trans. Automat. Contr., 43, **1265-1268**, 1998.
- [3] Li, G., “On the structure of digital controllers with finite word length consideration”, IEEE Trans. Automat. Contr., 43, **689-692**, 1998.
- [4] Paattilammi, J. and Makila P.M., “Fragility and robustness - A case study on paper machine headbox control”, IEEE Control Systems Magazine, 20, **13-22**, 2000.
- [5] Norlander, T. and Makila P.M., “Defragilization in Optimal Design and its Application to Fixed Structure LQ Controller Design”, IEEE Trans. on Control Systems Technology, 9, **590-598**, 2001.
- [6] Popescu, D., Bobasu, E. and Petre, E., “On the Fragility of some Optimal Controllers”, Proceedings of International Conference "Process Control '98", Pardubice, Czech Republic, 1, **332-335**, 1998.
- [7] Popescu, D., “On the Parametric Stability Margins for Some Optimal Controllers”, Proceedings of International Carpathian Control Conference "ICCC 2000", Podbanske, Slovak Republic, **495-498**, 2000.
- [8] Popescu, D., “On the Non-Fragile Robust Controller Design”, Control Engineering and Applied Informatics, Vol.4, no.4, **16-22**, 2002.
- [9] McFarlane, D.C. and Glover, K., “Robust Controller Design Using Normalized Coprime Factor Plant Descriptions”, Lecture Notes in Control and Information Sciences, 138, Springer-Verlag, New York, 1990.
- [10] Ackermann, J., “Robust Control-Systems with Uncertain Physical Parameters”, Springer-Verlag, London, 1994.
- [11] Doyle, J.C., Francis, B.A. and Tannenbaum, A.R., “Feedback Control Theory”, Macmillan, New York, 1992.

Holtidős folyamatok szabályozására alkalmazott tervezési módszerek

Design Methods for Plants with Dead-time

Dr. Preitl István¹, Preitl Zsuzsa², Radu-Emil Precup¹

¹ Temesvári „Politehnica” Műszaki Egyetem, Automatizálás és Ipari Informatikai Tanszék

² Doktorandusz, BME - Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, Automatizálási és Alkalmazott Informatikai Tanszék

Abstract

The paper synthesized main design methods for plant with dead-time regarding to: - the using of the two position controllers; - the using of the PI and PID controller; - dead-beat control an finally the using of the Smith predictor control structure. Design details and useful practical implementation aspects are don.

1. Bevezetés

Sokszor a gyakorlatban a folytonos technológiai berendezések esetében - lásd például a hőmérséklet, a vegyi vagy az anyagszállítási folyamatokat - a szabályozott szakasz dinamikája nulla-, egy- vagy többlettárolós holtidős alapmodellekkel közelíthető. A holtidőt tartalmazó folyamatok szabályozása a szabályozástechnikának egy kiemelt problémája, főképp a szakasz nemminimálfázisú léte miatt.

A dolgozat bevezetőként bemutatja az arányos többlettárolós (holtidős) folyamatok (szabályozott szakaszok) leírására használt arányos, nulla-, egy- vagy többlettárolós holtidős közelítő alapmodelleket (benchmark típusú modellek, [1]). Utána bemutatásra kerülnek több - a szabályozók paramétereinek beállítására használt módszer - alkalmazási lehetőségei, előnyei és hátrányai:

- a kétállású szabályozók használata és tervezésének egyes szempontjai,
- a folytonos vagy kvázi-folytonos PI és PID szabályozók használata és tervezésének egyes kérdései,
- a véges beállítású (dead-beat féle) szabályozás Dahlin algoritmus használata és tervezésének egyes kérdései,
- a Smith-prediktor féle szabályozó használata és tervezésének egyes szempontjai, illetve ennek egy adaptív változata.
- Végül rövid következtetések lesznek levonva a bemutatottakkal kapcsolatban.

2. Arányos, többlettárolós holtidős folyamatok modellezése: közelítő modellek

Az ideális arányos holtidős tag a bemenőjelet $u(t)$ a T_m holtidő elteltével reprodukálja a folyamat kimenetén. A tag átviteli- és frekvenciafüggvénye:

$$P(s) = k_p e^{-sT_m} \quad (a) \text{ illetve } P(j\omega) = k_p e^{-j\omega T_m}, \quad \angle P(j\omega) = -\omega T_m \quad (b) \quad (2.1)$$

amely kiemeli a tag nemminimumfázisú jellegét, a fázisszög növekedése korlátlan. Ebből következnek az összes szabályozási nehézségek (lásd például a Nyquist féle stabilitás kriteriumot). Az (2.1) megközelítés főleg a szállítási (transzport) folyamatokra vonatkozik.

Arányos többtárolós (holtidős) folyamatok átmeneti függvénye alapján a folyamatok jól közelíthetők egy- vagy többtárolós holtidős alapmodellekké, amelyek rendszerint a szabályozási kör tervezésénél jól felhasználhatók; általában a szakirodalomban (lásd [1],[2]) a következő átviteli függvényeket adják mérvadónak:

- egytárolós holtidős közelítő modell, (2.2):

$$P(s) = \frac{k_P}{1 + sT} e^{-sT_m} \quad (2.2)$$

példaként az 1. ábrában bemutatásra kerül egy arányos többtárolós (T_{m0} valós holtidős) folyamat közelítése egy aperiodikus egytárolós holtidős átmeneti függvénnyel és taggal: T_{m0} - valós holtidő, T_m - látszólagos holtidő;

- kettőtárolós holtidős közelítő modell, (2.3):

$$P(s) = \frac{k_P}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)} e^{-sT_m} \quad (2.3)$$

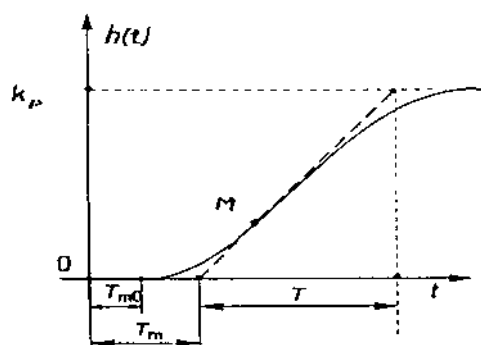
- n - tárolós (többtárolós) holtidős közelítő modell (Strejk féle modell), (2.4):

$$P(s) = \frac{k_P}{(1 + sT)^n} e^{-sT_m} \quad (2.4)$$

ahol a folyamatot közelítő modell, egy (2.2) típusú modell:

$$P(s) = \frac{k_P}{1 + sT} e^{-sT_m}$$

a T_m tartalmazza a T_{m0} - valós holtidőt is.



1. ábra
Aperiodikus átmeneti függvény közelítése
egytárolós holtidős taggal

A holtidő (látszólagos holtidő) nagyságából kiindulva, a holtidős folyamatok szabályozása egyre körülményesebb lesz abban az esetben ha:

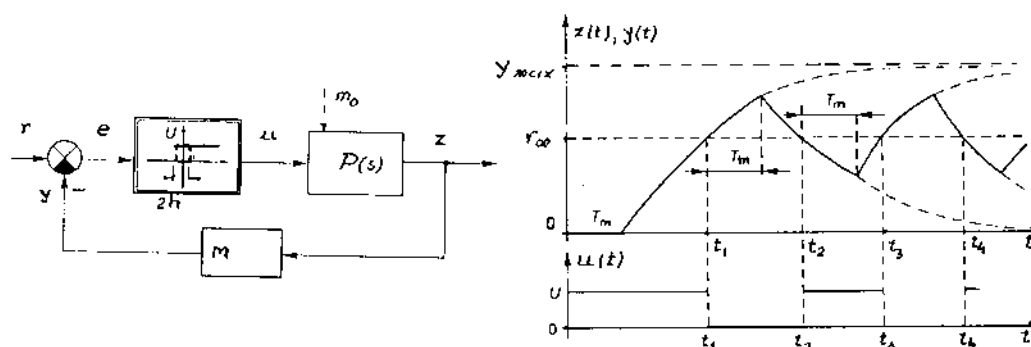
- a relatív holtidő értéke, $\rho = T_m/T$, nagyobb,
- a folyamat valós paraméterei időben erősebben változóak,
- a szabályozás iránt támasztott alapkövetelmények magasabbak.

Az alkalmazási terület (folyamat) és az említett szempontok függvényében a szabályozási stratégiák és a szabályozók paramétereinek beállítására használt módszerek nagyon változatosak és eltérőek.

3. Holtidős folyamatok szabályozása kétállású szabályozókkal: alkalmazás és tervezés

A kétállású szabályozók egyik tipikus alkalmazási területe a fűtéses folyamatok hőmérsékletszabályozása (villamos vagy nem villamos fűtés), lásd például a háztartási cikkeknel a majdnem általánosított kétállású hőmérsékletszabályozókat.

Az igen egyszerű működési elvet a 2. ábra, (a) és (b), szemlélteti: (a) a szabályozási kör hatásvázlata és (b) a kimenőjel (szabályozott) és a módosítójel időfüggvénye. Ha a kimenet értéke kisebb az előírt értéknél a szabályozó bekapcsolt állapotban van, ellenkező esetben kikapcsol. Jól megfontolt esetekben a kétállású szabályozóknál a beállítható értékű hisztérezis zónák beiktatása kötelezővé válik.



2. ábra

Folytonos folyamat szabályozása kétállású szabályzóval

Feltéve, hogy a folytonos folyamat dinamikája jól közelíthető egy egytárolós holtidős közelítő modellel, (2.2):

$$P(s) = \frac{k_P}{1 + sT} e^{-sT_m} \quad (2.2)$$

k_P , T , T_m - a folyamatot közelítő modell paraméterei, a szabályozott és a módosított jellemzők időfüggvényei a 2. ábra (b) szerint változnak. A szabályozott szakasz kimenete két extrém állandósult érték között mozoghat:

- állandósult bekapcsolt állapot esetén, $m_0 \neq 0$,

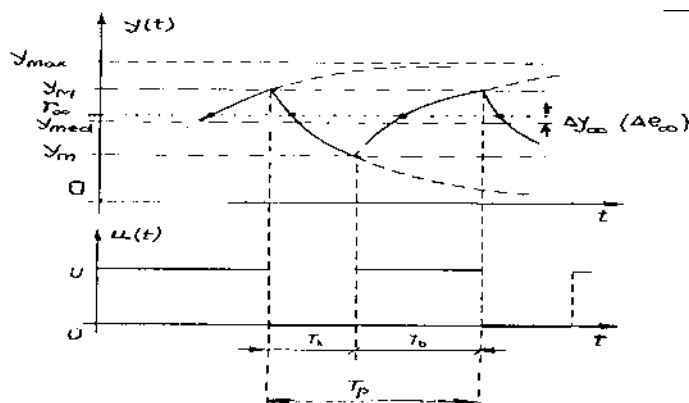
$$y_{\max} = k_P \cdot m_0 \quad (3.1)$$

ahol k_P a folyamat átviteli tényezője, m_0 a beavatkozó jel maximális értéke,

- állandósult kikapcsolt állapot esetén, $m_0=0$,

$$y_{\min} = k_p \cdot 0 = 0 \quad (3.2)$$

Szabályozás esetén, ha a szabályozott jellemző értéke eléri az alapjel értéket, r_∞ , a kapcsoló szerv kikapcsol; a szakasz erre a változásra a holtidő (T_m) nagyságától függően reagál, és így tovább.



3. ábra

Folytonos folyamat szabályozásának időfüggvényei: minőségi jellemzők

Részletesen elemezve a dolgokat (lásd például a [3],[4] irodalmat), következtethető, hogy az egytárolós holtidős folyamat esetén a kétállású szabályozás használatához a következő minőségi jellemzőket kell figyelembe venni:

- a szabályozott szakasz kimenetének maximális értékét, y_{\max} , amely a beavatkozási jel maximális értékétől m_0 függ, (3.1) egyenlet;
- az alapjel előírt értéke, r_∞ ;
- a kimenőjel (módosított jellemző) állandósult középértéke,

$$y_{\text{med}} = (y_M - y_m) \quad (3.3)$$

illetve ennek eltérése az előírt alapértéktől, Δy_∞ :

$$\Delta y_\infty = r_\infty - y_{\text{med}} \quad (3.4)$$

ennek értéke megegyezik a hibajel középértékével, Δe ha a folyamatra ható zavaró jelek nullák,

$$\Delta e = r_\infty - y_{\text{med}} \quad (3.5)$$

- a lengések amplitúdója, Δy_m ,

$$y_M = y_{\text{med}} + \Delta y_m \quad y_m = y_{\text{med}} - \Delta y_m \quad (3.6)$$

- a módosított jelsorozat (beavatkozó jelsorozat) periódusideje, T_p

$$T_p = T_b + T_k, \quad (3.7)$$

ahol, T_b és T_k a be- illetve kikapcsolási időtartamok; a módosított jelsorozat periódusideje meghatározó a beavatkozó szerv típusára és élettartamára.

- a kétállású szabályozóba beiktatott hisztérezis értéke , h (az érték tetszőlegesen változtatható).

Számítások alapján [3],[4], a felsorolásra kerülő főbb következmények vonhatók le:

(1) A kétállású szabályozás csak akkor használható, ha a relatív holtidő értéke, $\rho = T_m/T$ aránylag kicsi, lásd a 4. (a) ábrát; az 1. táblázatban használati javaslatok vannak összefoglalva.

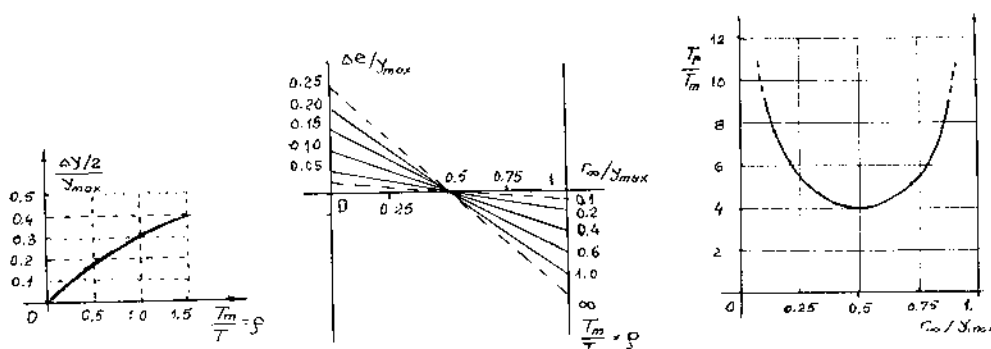
(2) A rendelkezőjel (hibajel) középértéke, az előírt alapjel értékétől függ,:

$$\Delta e \approx [y_{med}/2 - r_{\infty}] \cdot \rho \quad (2.10)$$

1. Táblázat

A kétállású szabályozás alkalmazási lehetőségei

Sor sz.	$\rho = T_m/T$ érték	$\Delta y_{\infty} / 2 y_{max}$ értéke	Kétállású szabályozó használatának javaslata
1	$0,025 < \rho < 0,10$	$< 0,05$	Jól használható
2	$0,10 < \rho < 0,20$	$< 0,09$	Használható
3	$0,20 < \rho < 0,30$	$< 0,13$	Korlátozott mértékben használható
4	$0,30 < \rho$	$> 0,13$	Nem javasolt a használata



4. ábra

A kétállású szabályozást minosító diagrammok(a) és (b), (c)

Ebből kifolyólag következik, hogy:

- A munkapont megválasztása meghatározhatja a beavatkozójel m_0 értékét (ha ez az érték adaptálható);
- A beavatkozójel maximális értéke (m_0 - konstans esetén) a folyamathoz szorosan kapcsolódik; m_0 értéke a leggyakoribb előírt alapértéktől függ:

$$y_{max} \approx 2 r_{\infty} \rightarrow m_0 \approx y_{max}/k_p \quad (2.11)$$

- Adott m_0 - konstans beavatkozójel esetén, a javasolt alapértéktartomány, lásd a 4. (b) ábrát:

$$0,25 \cdot y_{max} \leq r_{\infty} \leq 0,75 \cdot y_{max} \quad (2.12)$$

- A szabályozó kiiktatása esetén hosszútávú működés közben a folyamat megkárosodhat.

(3) A beavatkozó jelsorozat T_p periódusnagysága és inverze, frekvenciája, $f_p = 1/T_p$, a holtidő értékétől és a munkaponttól függ:

$$T_p = T_m \frac{y_{\max}/r_{\infty}}{1 - \frac{r_{\infty}}{y_{\max}}} \text{ és } f_p = 1/T_p ; \quad (2.13)$$

Ebből következik, hogy

- $T_m \rightarrow 0$ esetén, $f_p \rightarrow \infty$ és a kétállású szabályozó és a hozzátartozó beavatkozószer használhatatlanná válhat;
- f_p maximális értéke a holtidő függvénye; ha:

$$r_{\infty} \approx 0,5 \cdot y_{\max} \text{ akkor } f_{p\max} \approx 0,25/T_m , \quad (2.14)$$

lásd a 4. (c) ábrát; a hisztérezis zóna beiktatásával vagy növekedésével f_p csökkenthető (korlátozható); ennek ára azonban a Δy_{∞} és a Δy_m értékek növekedése.

Összefoglalva, a kétállású szabályozó használata holtidős folyamatok esetén csak akkor előnyös ha:

- a folyamat paraméterei aránylag jól meghatározhatók (a modell jól tükrözi a folyamatot) és $\rho = T_m/T$ értéke aránylag kicsi;
- a munkapont beilleszkedik a (2.12) egyenlet által előírt tartományba;
- a ki- és bekapcsolási frekvencia maximális értéke, $f_{p\max}$, biztosítja a beavatkozó szerv létét (működését és az elvárt élettartamát).

Megjegyezendő még, hogy ha a model csak közelíti a többletárolás valós folyamatot, akkor a szabályozási folyamatok általában kedvezőbbek.

4. Holtidős folyamatok szabályozása folytonos (kvázifolytonos) PI,PID szabályozókkal: alkalmazás és tervezés

Arányos többletárolás (holtidős) folyamatok átmeneti függvénye alapján a folyamatok jól közelíthetők a (2.2), (2.3), (2.4) alapmodellekkel.

Az egytárolás holtidős közelítő modellel approximált folyamat esetére, (2.2), a szakirodalomban idézett módszerek általában táblázatos formában adják meg a beállításra javasolt PI, PID, (P, PD) szabályozók paramétereinek értékeit. Az említett módszerek - melyek részben kísérletekre is alapszanak - általában a kutatók nevével vannak elnevezve és a következőkben különböznek:

- a rendszer iránt kifejtett követelmények az alapjel változására vagy zavar-kompenzációra vonatkoznak,
- a rendszer aperiodikus vagy lengő jellegű tranziens folyamatok létrehozására lesz tervezve,
- mennyire jól ismertek és változnak a folyamat paraméterei.

Általában a szabályozó átviteli függvénye a (4.1) egyenlet szerint van megadva:

$$C(s) = k_C \left[\left(1 + q \frac{T_d}{T_i} \right) + \frac{1}{s T_i} + s T_d \right] \quad (4.1)$$

paramétereit $\{k_C, T_i, T_d\}$ a $\rho = T_m/T$ és a k_P modellparaméterek függvényében adják meg. Megemlítendő a Ziegler-Nichols, Oppelt, Chien-Hrones-Reswick, Smith-Murvell, Kopelovich féle számítási egyenletek [5], [6], [7], [8]. Példaképpen, a 2. táblázat megadja a Ziegler-Nichols és Oppelt-féle szabályozó beállítási értékeit arányos egytárolós holtidős folyamat esetére. Az irodalom a táblázatokat folytonos vagy mintavételes esetekre külön-külön adja meg [9].

2. Táblázat

Ziegler-Nichols és Oppelt szerinti szabályozás paramétereinek beállítása

Módszer	Ziegler-Nichols					Oppelt			
C(s) paramétere k	P	PI	PID			P	PI	PD	PID q=0
			q=0	q=1	q=2				
$k_C k_P \rho$	1,0	0,9	1,5	1,2	1,0	1,0	0,8	1,2	1,2
T_i/T_m	-	3,3	2,5	2,0	2,0	-	3,0	-	2,0
T_d/T_m	-	-	0,4	0,5	0,25	-	-	0,25	0,42

A táblázatos adatokra utaló módszerekhez tartozik az a módszer is amelynél a szabályozók kísérleti beállítása üzembehelyezéskor történik, amikor a folyamatról még igen kevés információ áll rendelkezésre. Az alapadatok gyűjtése zárt szabályozási körben végzett kísérletre alapszik; a szabályozót arányos típusúra lesz állítva ($T_i \rightarrow \infty$ és $T_d=0$) és az átviteli tényezőjének (k_C) növelésével (hurokerősítés ($k_0 = k_C k_P$) növelésével elérhető, hogy a lengések a szabályozókörben állandósulnak. Ha k_{C0} az elért érték és T_0 , az állandósult lengések periódusa, lásd a 5. (a) ábrát, illetve $\omega_0 = 2\pi/T_0$, akkor e két érték felhasználásával kiszámíthatók a szabályozó paramétereit, 3. táblázat.

3. Táblázat

Ziegler-Nichols módszer a szabályozó paramétereinek beállítására

C(s) paraméterek	P	PI	PID q=0
k_C/k_{C0}	0,5	0,45	0,6
T_i/T_0	-	0,85	0,5
T_d/T_0	-	-	0,12

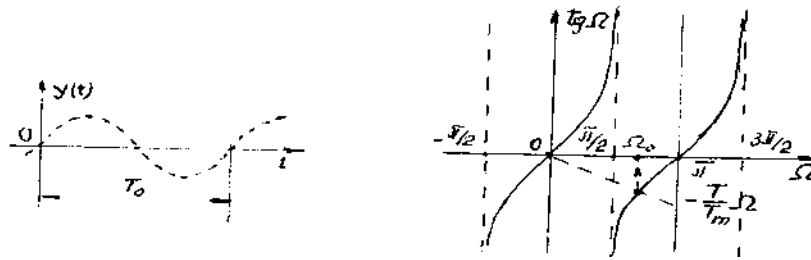
A módszer akkor is alkalmazható, ha a folyamatot megközelítő model paramétereit k_P, T, T_m jól ismertek; ilyen esetekben a szabályozó paramétereit, $\{k_C, T_i, T_d\}$, kiszámíthatók két lépésben:

- az első lépésben, kombinált grafikus-analitikus módszerrel kiszámíthatók k_{C0} és T_0 értékek, (lásd a 5. (b) ábrát is):

$$k_{C0} = \frac{1}{k_P} \sqrt{1 + (\Omega_0 \frac{T}{T_m})^2} \text{ és } T_0 = 2\pi \frac{T_m}{T} \cdot \Omega_0 = \omega_0 T_m \quad (4.2)$$

Ω_0 a 5 (b) ábra szerint számítható ki;

- a második lépésben, felhasználva az így kiszámított k_{C0} és T_0 értékeket, kiszámíthatók a $\{k_C, T_i, T_d\}$ paraméterek.



5 ábra

A szabályozókörben állandósultlengések (a) és grafikus módszer Ω_0 kiszámításához

Két szélsőséges esetre érdemes még felfigyelni:

- ha $T \ll T_m$ - a folyamat jól közelíthető egy arányos holtidős taggal és $\Omega_0 \approx \pi$, és

$$k_{C0} = \frac{1}{k_p} \left[1 + 2\pi^2 \left(\frac{T}{T_0} \right)^2 \right], \quad T_0 = 2T_m \quad (4.3)$$

- ha $T \gg T_m$ - a folyamat jól közelíthető egy arányos egytárolós taggal és $\Omega_0 \approx \pi/2$, és

$$k_{C0} = \frac{1}{k_p} \frac{\pi}{2} \frac{T}{T_m}, \quad T_0 = 4T_m \quad (4.4)$$

Ha a szakasz (arányos többtárolós) átviteli függvénye aránylag pontosan leírható egy egy- vagy kéttárolós holtidős közelítő modellel, az irodalom számos hangolási módszert javasol; példaképp megemlíthető a Strejc által kidolgozott módszer is [10] vagy a frekvenciatartományba átvitt tervezés, póluskompenzálás felhasználásával [11].

Például, egy (2.3) típusú modell esetén,

$$P(s) = \frac{k_p}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)} e^{-sT_m}, \quad (4.5)$$

felhasználva egy ideális PID szabályozót és a póluskompenzálás elvét,

$$C(s) = \frac{k_c}{s} (1 + T_{c1})(1 + T_{c2}), \quad T_{c1} = T_1, \quad T_{c2} = T_2 \quad (4.6)$$

a szabályozási követelmények egy előírt fázistöbbletben definiálhatók, $\varphi_{r,k}$ és a szabályozó átviteli tényezője k_c és a vágási körfrekvenciája ω_c a következő képletekkel számíthatók ki:

$$k_c = \frac{\pi/2 - \varphi_{r,k}}{k_p T_m} \quad \text{és} \quad \omega_c = \frac{1}{T_m} \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_{r,k} \right) \quad (4.7)$$

A módszer jól alkalmazható az arányos holtidős szakaszok esetében (lásd például a folyadékok továbbítását hosszú vezetékben) amikor a felhasználandó szabályozó integráló jellegű lehet. Más alkalmazható frekvenciatartománybeli tervezési módszereket például a [2] irodalom részletez igen jól.

5. Holtidős folyamatok dead-beat szabályozása Dahlin féle algoritmussal. Használata és tervezése

A Dahlin féle dead-beat (véges beállítású) algoritmus esetén, a folyamat a (2.2) átviteli függvénnyel lesz megadva:

$$P(s) = \frac{k_p}{1 + sT} e^{-sT_m} \quad (2.2)$$

A mintavételezési idő T_e megválasztásánál két szempont lesz figyelembe véve:

- a mintavételezés által létrejött fázistolás ne legyen nagyobb egy adott értéknél, $\Delta\varphi$, például $\pi/36$ (5°),
- $T_m = f T_e$, f - egész szám.

Az egységugrás bemenőjelre a szabályozási kör kimenőjélére a következő tranziens viselkedés lesz előírva:

$$y(s) = H_r(s) \frac{1}{s} = \frac{1}{1 + s\tau} e^{-s\tau_m} \frac{1}{s} \text{ ahol } H_r(s) = \frac{1}{1 + s\tau} e^{-s\tau_m}, \quad r(s) = \frac{1}{s}, \quad (5.1)$$

ahol $H_r(z)$ a zárt szabályozási kör átviteli függvénye, τ és τ_m értékei tetszőlegesen (összekapcsolva a folyamat időállandóival és a beavatkozószerv kapacitásával) megválasztható, de $\tau_m = d T_e$.

A Z tartományban a folyamat és a szabályozott kör átviteli függvényei a következők (ZOH (zérus rendű tartószerv) - figyelembevételével):

$$P(z^{-1}) = \frac{k_p (1 - e^{-T_e/T})}{1 - e^{-T_e/T} z^{-1}} z^{-1-f} \quad (5.2), \quad H_r(z^{-1}) = \frac{k_p (1 - e^{-T_e/\tau})}{1 - e^{-T_e/\tau} z^{-1}} z^{-1-d} \quad (5.3)$$

A szabályozó átviteli függvénye könnyen kiszámítható a következő egyenlet alapján:

$$C(z) = \frac{1}{P(s)} \frac{H_r(z)}{1 - H_r(z)} \rightarrow C(z^{-1}) = \frac{1 - e^{-T_e/T} z^{-1}}{k_p (1 - e^{-T_e/T} z^{-1}) z^{-1-f}} \frac{(1 - e^{-T_e/\tau}) z^{-1-d}}{(1 - e^{-T_e/\tau} z^{-1}) - (1 - e^{-T_e/\tau}) z^{-1-d}} \quad (5.4)$$

Továbbá, ha τ és τ_m értékei össze lesznek kapcsolva a folyamat időállandóival, $\tau = T$ és $\tau_m = T_m$ akkor a szabályozó átviteli függvénye az (5.5) egyenlet alapján számítható ki:

$$C(z^{-1}) = \frac{u(z^{-1})}{e(z^{-1})} = \frac{1 - e^{-T_e/T} z^{-1}}{k_p [(1 - e^{-T_e/T} z^{-1}) - (1 - e^{-T_e/T}) z^{-1-f}]} \quad (5.5)$$

Szám példa [11]. Legyen egy fűtési rendszer (2.2) formájú átviteli függvénye a következő számértékekkel: $T=5$, $T_m=2$ és $k_p=1$. Legyen a szabályozási kör átviteli függvénye (5.1) alakú ahol $\tau = 4$ és $\tau_m = 2$. Megválasztva $T_e = 1$, következik $d = f = 2$, és:

$$P(z^{-1}) = \frac{0,18126}{1 - 0,81873 z^{-1}} z^{-3} \quad H_r(z^{-1}) = \frac{0,22119}{1 - 0,77881 z^{-1}} z^{-3}$$

A kiszámított Dahlin algoritmus a következő:

$$C(z^{-1}) = \frac{u(z^{-1})}{e(z^{-1})} = \frac{1,22 - 0,9989 z^{-1}}{1 - 0,77881 z^{-1} - 0,22119 z^{-3}} ;$$

a hozzátartozó időbeli diszkrét algoritmus:

$$e_k = r_k - y_k$$

$$u_k = 0,77881 u_{k-1} - 0,22119 u_{k-3} + 1,22 e_k - 0,9989 e_{k-1} .$$

A zárt digitális szabályozási kör viselkedését Matlab&Simulink programokkal szimulálandó. Ha a folyamat egy folytonos többletárolós (holtidős) átviteli függvénnyel írható le, akkor a szimulációban ez a modell lesz figyelembe véve.

A Dahlin algoritmus egy másik változata a folyamatot folytonos időben veszi figyelembe és így a szabályozót - az első lépésben - folytonos átviteli függvény formájában határozzuk meg.

Az egyszerűség kedvéért legyen $\tau = T$ és $\tau_m = T_m$; akkor:

$$C(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = \frac{1}{P(s)} \frac{H_r(s)}{1 + H_r(s)} = \frac{1}{k_p} \frac{1 + sT}{s\tau + (1 - e^{-sT_m})} \quad (5.6)$$

átírva, következik:

$$(s\tau + (1 - e^{-sT_m}))u(s) = \frac{1}{k_p} (1 + sT)e(s) \quad (5.7)$$

Az algoritmus mintavételes megvalósítása érdekében a Tustin féle formula használandó; behelyettesítve:

$$s = \frac{1}{T_e} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (5.8)$$

az diszkrét algoritmus a következő formában írható le:

$$u_k = (1 - \frac{T_e}{\tau})u_{k-1} - \frac{T_e}{\tau}u_{k-1-d} + \frac{1}{k_p} \frac{T}{T_e}e_k + \frac{1}{k_p} (1 - \frac{T}{T_e})e_{k-1} \quad (5.9)$$

Számpélda [11]. Az előző számpélda esetére a következő eredmények jönnek ki:

$$\left[4s + (1 - e^{-2s})\right]u(s) = (1 + 5s)e(s) \quad (5.10) \text{ és } C(z^{-1}) = \frac{u(z)}{e(z)} = \frac{1,25 - z^{-1}}{1 - 0,75z^{-1} - 0,25z^{-3}} \quad (5.11)$$

Megjegyzések: Mindkét változat esetén, a szabályozás minősége függ:

1. a közelítő modell pontosságától (az identifikáció megbízhatóságától), [13],
2. a választott mintavételi időtől; javasolt mintavételi idők nagyságától [9]: $T_e < 0,2\tau$ vagy $T_e < 0,25T$,
3. a relatív holtidő értékétől, $\rho = T_m/T$;

6. Holtidős folyamatok szabályozása Smith prediktorral. Tervezése és felhasználása

Egy eredményes szabályozás úgy lenne elérhető, ha az eredő rendszert sikerülne úgy megtervezni mindha folyamat nem tartalmazna holtidőt és a zárt rendszer ki lenne egészítve egy holtidős taggal, 6. (a)-ábra. Ezen az elven alapszik a Smith féle prediktor szabályozási struktúra, 6. (b)-ábra.

Folytonos időben, a 6. (b) ábra alapján, aránylag könnyen kimutathatók a következő egyenletek

A zárt rendszer átviteli függvénye:

$$H_r(s) = \frac{C(s)P^*(s)}{1 + C(s)P^*(s)} e^{-sT_m} \text{ ahol } P(s) = P^*(s) e^{-sT_m} \quad (6.1)$$

$C(s)$ - az alap szabályozó, (PI , PID , ...), $P^*(s)$ - a folyamat holtidőmentes része.

A Smith kompenzátor átviteli függvénye:

$$C_{SC}(s) = P^*(s)(1 - e^{-sT_m}) \quad (6.2)$$

Az eredő Smith féle prediktor átviteli függvénye:

$$C_{PS}(s) = \frac{C(s)}{1 + C(s)C_{SC}(s)} = \frac{C(s)}{1 + C(s)P^*(s)(1 - e^{-sT_m})} \quad (6.3)$$

A így felépített Smith prediktor holtidős tagot is tartalmaz; ezért klasszikus (analóg elektronikus) eszközökkel csak közelíteni lehet. Ez okból a holtidős tag egy $(1+1)$ típusú Padé approximációval helyettesíthető:

$$e^{-sT_m} \approx \frac{1 - sT_m/2}{1 + sT_m/2} \quad (6.4)$$

és így következik:

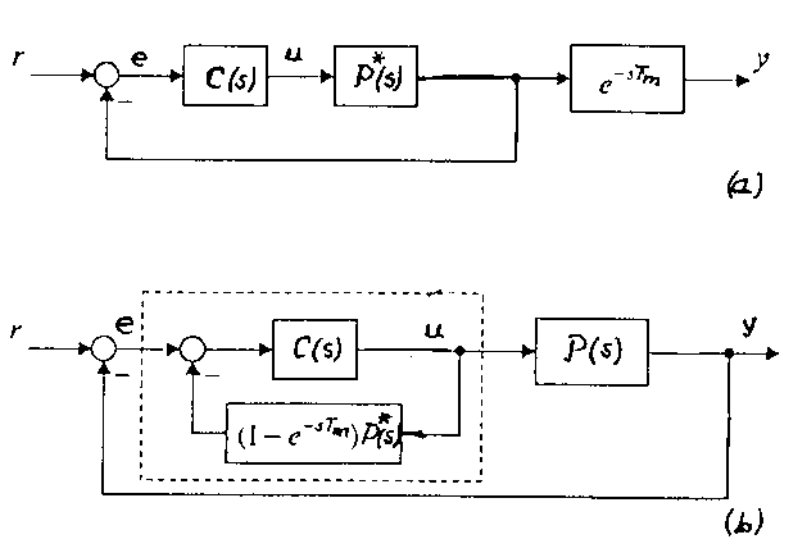
$$C_{SC}(s) = P^*(s) \frac{sT_m}{1 + sT_m/2} \text{ és } C_{PS}(s) = \frac{C(s)(1 + sT_m/2)}{(1 + sT_m/2) + C(s)P^*(s)sT_m} \quad (6.5)$$

A (6.5) következik, ha $s \rightarrow 0$, $\Leftrightarrow j\omega \rightarrow 0$ vagy $\omega \rightarrow 0$, akkor állandósult állapotban:

$$C_{PS}(s) \approx C(s) \quad (6.6)$$

Például, ha a folyamat kéttárolós holtidős (2.3) modellel közelíthető és $T_1 \gg T_2$ akkor felhasználva egy PI - szabályozót,

$$C(s) = \frac{k_c}{s}(1 + sT_c) \text{ és } T_c = T_1 \quad (6.7)$$



6. ábra

A Smith féle prediktor szabályozási struktúra alapjai

könnyen kiszámítható a Smith kompenzátor és a Smith prediktor (szabályozó) átviteli függvénye:

$$C_{SC}(s) = \frac{k_p s T_m}{(1 + s T_1)(1 + s T_2)(1 + s T_m / 2)} \quad \text{és} \quad (6.8)$$

$$C_{PS}(s) = \frac{k_c}{s} (1 + s T_c) \frac{(1 + s T_m / 2)}{(1 + s T_m / 2)(1 + s T_2) + k_c k_p T_m s} \quad (6.9)$$

Sokkal előnyösebb a Smith prediktor mintavételes realizálása. Ebben az esetben kiindulva a diszkrét átviteli függvényekből, a Smith prediktor a következő formában írható le (lásd a (6.3) egyenletet):

$$C_{PS}(s) = \frac{C(z)}{1 + C(z)(1 - z^{-d})P^*(z)} \quad (6.10)$$

$C(z)$ és $P^*(z)$ polinomiális alakban írhatók le:

$$C(z) = \frac{Q_c(z)}{P_c(z)} \quad \text{és} \quad P^*(z) = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (6.11)$$

és a Smith prediktor tervezése átvihető egy polinomiális tervezésbe [11], [12], és a szabályozó könnyen implementálható.

Végül, a Smith prediktor használatának egyes előnyei:

- a szabályozás minősége határozottan javítható,
- a szabályozó tervezése nagyon leegyszerűsödik,

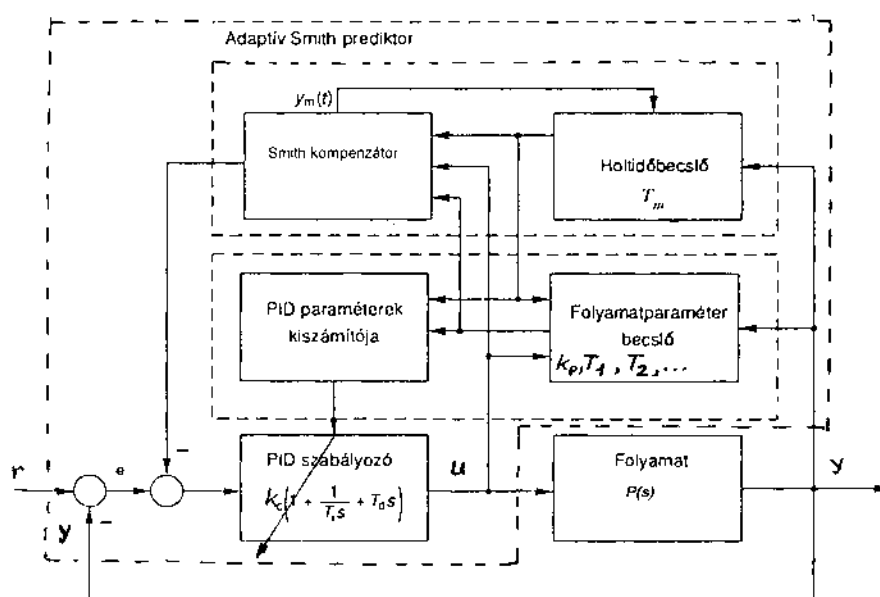
és hátrányai:

- a szabályozási kör érzékeny a folyamat paraméterváltozásaira.

A modern digitális szabályozók esetében a digitális szabályozó számos más feladatot tud átvenni, feladatok melyek biztosítják a következőket:

- a folyamat időnkénti identifikálását (kérésre vagy periódikusan) működés közben, a modell paramétereinek becslését [13] és ebből eredően
- a Smith kompenzátor paramétereinek adaptálását,
- az alap szabályozó ($C(s)$) paramétereinek $\{k_C, T_i, T_d\}$ adaptálását.

A 7. ábra szemléltet egy folyamatidentifikációra alapozódó adaptív Smith prediktor féle szabályozót. Az identifikáció eredményét - a folyamat paramétereinek becsült értékeit - figyelembe véve egy adott algoritmus felhasználásával a Smith kompenzátor és az alap PI vagy PID szabályozó paraméterei adaptálódnak. Mivel egy ilyen szabályozó ára nem túl magas, sok esetben implementálása nagy előnyt jelenthet.



7 ábra

Egy a folyamatidentifikációra alapozódó adaptív Smith prediktor féle szabályozó

7. Következtetések

A dolgozat röviden rávilágít a szabályozástechnika egy mindig aktuális problémájára és pedig a holtidőt tartalmazó folyamatok modellezésére és szabályozására: bemutat több szabályozási lehetőséget és tervezési módszert amelyek aránylag könnyen (ha nem is minden esetben) alkalmazhatók egyes ipari folyamatok szabályozása esetén. Az utolsóként bemutatott Smith prediktor féle adaptív szabályozó jó minőségi szabályozást tud biztosítani, elterjedése növekedőben van.

A megfelelő szabályozási módszer kiválasztása és a szabályozó tervezése egy aránylag kényes feladat, főleg akkor ha a modellparaméterek csak megközelítően adják vissza a valós folyamatot. Ilyenkor a modellparaméterek változása megköveteli a szabályozókör érzékenységének és robusztuságának vizsgálatát. Ezt analitikus formában ([5],[9]) vagy egyszerűbben - de nem annyira általános formában - szimulációs módszerrel lehet véghezvinni [14].

Irodalomjegyzék

- [1] Åström, K.J., T. Hägglund: *Benchmark Systems for PID Control*, Preprints of IFAC Workshop on Digital Control: Past, Present and Future of PID Control, Kiadok: J. Quevedo și T. Escobet, Terassa, Spain, pp. 181-182, 2000.
- [2] Åström, K.J., B. Wittenmark: *Computer Controlled Systems - Theory and Design*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1984.
- [3] Leonhard, W.: *Einführung in die Regelungstechnik II*, Vieweg 1970.
- [4] Piwinger, F.: *Regelungstechnik für Praktiker*, VDI Verlag, Düsseldorf, 1970.
- [5] Föllinger, O.: *Regelungstechnik*, Elitera Verlag, 1972..
- [6] Csáki, F.: *Szabályozások dinamikája*, Akadémiai Kiadó, Budapest, 1974.
- [7] Dragomir, T.L., St. Preitl: *Elemente de teoria sistemelor și reglaj automat*, vol. 1 și 2, Lito I.P.T.V. Timișoara, 1979.
- [8] Lantos, B.: *Irányítási rendszerek elmélete és tervezése*, Akadémiai Kiadó, Budapest, 2001.
- [9] Isermann, R.: *Digitale Regelungssysteme*, vol. I, II, Springer-Verlag, Berlin, 1977.
- [10] Strejc, V. *Approximation aperiodischer Übertragungscharakterstiken*, Regelungstechnik, 1959, H.7, pp. 124-128.
- [11] Preitl, Zsuzsa: *Metode algebrice de proiectare a reglatoarelor. Analiza si programe MATLAB SIMULINK*, Dizertáció, Universitatea „Politehnica” din Timișoara, 2003.
- [12] Goodwin, G.C., S.F. Graebe, M.E. Salgado: *Control System Design*, Prentice Hall, 2001.
- [13] Eykhoff, P.: *Identificarea sistemelor*, Editura Tehnică, București, 1977.
- [14] * * * : *Matlab. User's Guide*, Mathworks Inc., Natick, MA, 1988.

Kétszabadságfokú (2DF) szabályozó számítógéppel segített tervezése

Computer Aided Design of Two-degree-of-freedom (2DF) Controllers

Preitl Zsuzsa, Levendovszky Tihamér

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Automatizálási és Alkalmazott Informatikai Tanszék,
Az MTA Szabályozástechnikai kutatócsoportja

Abstract

The using of 2DF controllers is justified when good performance is required both concerning servo and disturbance rejection. The paper presents main aspects and a computer aided design methodology and program for two-degree-of-freedom (2DF) controller design. Connections between 2DF and conventional controllers are presented. An example compares the performances that can be achieved using a 2DF controller and a classical PID controller. The sensitivity of the control structure is studied based on possible modifications of the plant's parameters.

Bevezetés

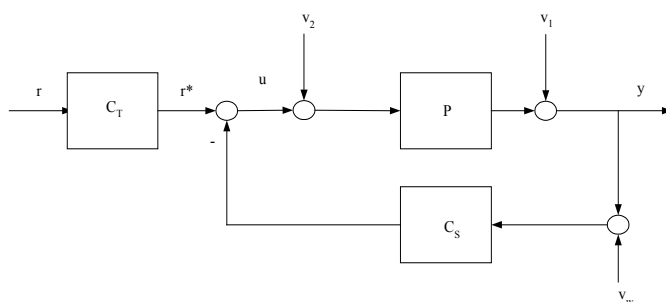
Egy szabályozási rendszer szabadságfokát azon átviteli függvények száma adja meg, amelyek paraméterei egymástól függetlenül állíthatók be [1]. A szabályozórendszer tervezése többcélú feladat: ebben az összefüggésben a szabadságfokok növelésével - egyszabadságfokúról (1DF) kétszabadságfokúra (2DF) - jobb hatékonyságot érhetünk el. Jelen dolgozat bemutat egy 2DF szabályozó tervezési módszert, ennek számítógéppel segített tervezését, programrészletekkel együtt, ill. összehasonlítását a klasszikus PID szabályozókkal.

Általános megközelítés és a tervezés alapjai

a. Blokkvázlat és alapegyenletek

A 2DF szabályozó blokkvázlata az 1. ábrán látható:

- C_T , a referencia szabályzó : a rendszer előrecsatolt szabályozását biztosítja,
- C_S , a visszacsatolt szabályzó : a szabályozási rendszeren belüli eseményeket kezeli.



1 ábra

A kétszabadságfokú szabályzó blokkvázlata

A szabályozási kör által teljesítendő követelmények a következők: (1) - alapjelkövetés: nulla statikus hiba jól definiált alapjel-változásokra; (2) - a konstans zavarójelek hatásának kompenzálása; (3) - robusztusság: csökkentett érzékenység a paraméterek változásával szemben; (4) - megfelelő tranziensek a referencia- és zavarójelek figyelembevételével.

A 2DF szabályozók esetén a fentebb felsorolt tulajdonságok egymástól elkülönítve állíthatók, anélkül, hogy lényegesen befolyásolnák egymást.

A folytonos szabályozandó szakaszt ismertnek tételezzük fel, amely a diszkrét impulzus-átviteli függvényével adott (a nulladrendű tartószervet is tartalmazva):

$$P(z) = (1 - z^{-1})Z\left\{\frac{P(s)}{s}\right\} = \frac{B(z)}{A(z)}, \text{ ahol } \partial A(z) = m, \partial B(z) = n \text{ és } m < n. \quad (1)$$

A 2DF szabályozó az alábbi összefüggésekkel jellemezhető [2]:

$$u(z) = \frac{T(z)}{R(z)}r(z) - \frac{S(z)}{R(z)}y(z), \text{ ahol } C_T(z) = \frac{T(z)}{R(z)}, C_S(z) = \frac{S(z)}{R(z)} \quad (2)$$

Az alapjelkövetés a $H_r(s)$ referenciamodellel adott, amelyet diszkrét időbe transzformáltunk:

$$H_r(z) = \frac{B_m(z)}{A_m(z)}, \text{ úgy hogy } H_r(1) = \frac{B_m(1)}{A_m(1)} = 1 \quad (3)$$

Figyelembe véve a (3)-beli feltételeket az 1 ábra alapján az alábbi összefüggésre jutunk:

$$\frac{B(z)T(z)}{A(z)R(z) + B(z)S(z)} = \frac{B_m(z)}{A_m(z)}, \quad (4)$$

ahol (z) és $A_m(z)$ relatív prímek, $T(z)$, $R(z)$, $S(z)$ ismeretlen. A feltétel lehetővé teszi a pólusáthelyezéssel tervezési módszerek használatát, ugyanis $A_m(z)$ határozza meg a zárt kör pólusait. Itt azonban egy polinomokon alapuló számítási módszert alkalmazunk a pólusok alkalmazására más modellek [3],[4] helyett.

b. Az alapegyenlet megoldása és a 2DF szabályozó tervezése

A kauzalitási feltételekből kiindulva az (4) egyenlet az alábbi formára hozható:

$$\frac{B(z)T(z)}{A(z)R(z) + B(z)S(z)} = \frac{B_m(z) A_o(z)}{A_m(z) A_o(z)}, \quad (5)$$

Az $A_o(z)$ a megfigyelő-polinom [2], amely a modell nevezőjének és számlálójának legnagyobb közös osztóját is tartalmazza; így a továbbiakban $B_m(z)$ és $A_m(z)$ relatív prímek. A megfigyelő-polinom megválasztása a megfigyelővel rendelkező állapotirányítás általános alapelvei alapján történik.

A kauzalitás miatt a következő feltételnek teljesülnie kell:

$$\partial S \leq \partial R \text{ és } \partial T \leq \partial R. \quad (6)$$

Ahhoz, hogy elkerüljük a folytonos rendszer oszcillálását a mintavételi időpontok között, a $B(z)$ polinomot kiejthető és nem kiejthető pólusokra bontjuk, amely a következőképpen történik:

$$B(z) = B^+(z)B^-(z) \text{ és } B_m(z) = B^-(z)B'_m(z), \quad (7)$$

ahol $B^-(z)$ tartalmazza azokat a (nemkijezthető) zérushelyeket, amelyek a zárt körnek (így a modellnek) is zérushelyei. Ezen feltételek mellett ha $R(z)$ -t felbontjuk

$$R(z) = B^+(z)R'(z) \quad (8)$$

alakban, ahol $B^+(z)$ a szabályozott szakasz kijezthető zérusai, akkor az (5) a (9) alakra hozható:

$$\frac{T(z)}{A(z)R'(z) + B^-(z)S(z)} = \frac{B_m'(z) A_o(z)}{A_m(z) A_o(z)} \quad , \quad (9)$$

Továbbá, a (9) egyenlet két egyenletre választható szét:

$$A(z) R'(z) + B^-(z)S(z) = A_m(z)A_o(z) \quad \text{és} \quad T(z) = B_m'(z)A_o(z) \quad (10)$$

amelyek egyben a *szabályzó egyenleteit* jelentik.

A statikus hibára vonatkozó feltétel maga után vonja, hogy (8)-ben az $R'(z)$ polinom a következőképpen írható át:

$$R'(z) = (z-1)^l R_l(z), \quad (12)$$

ahol l az integrátorok számát jelöli (rendszerint $l=0, 1$ vagy 2).

A (10) egyenlet a polinomok gyűrűjében egy diophantoszi egyenlet, ahol $R'(z)$ és $S(z)$ ismeretlenek. A diophantoszi egyenletnek akkor és csak akkor van legalább egy megoldása, ha az $A(z)$ és a $B^-(z)$ legnagyobb közös osztója osztja $A_m(z)A_o(z)$ -t is. A megoldást, ha az létezik, a kiterjesztett euklidészi algoritmus felhasználásával kaphatjuk meg. Továbbá, az egyenlet megoldása egyértelmű, ha

$$\partial R' < \partial B^- \quad \text{vagy} \quad \partial S < \partial A \quad . \quad (13)$$

Az egyszerűség kedvéért, ahol lehet, a legmagasabb fokú tag együtthatóját egynek választjuk; a monomorf (monic) polinomok: $A(z)$, $B^+(z)$, $R_l'(z)$, $A_m(z)$, $A_o(z)$. A megoldás könnyítése érdekében néhány feltételt vezetünk be a polinomok fokszámára vonatkozólag.

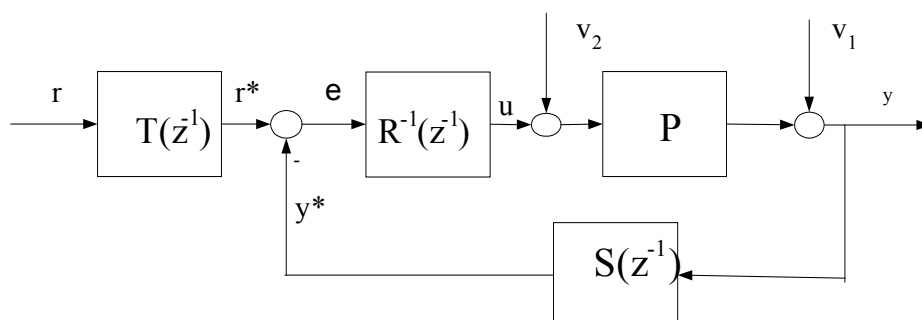
- A kauzalitás feltétel, (6):
- Az egyértelmű megoldás feltételei, (10)(11) illetve (13) alapján:

$$\partial T = \partial B_m' + \partial A_o \quad \partial R' = \partial A_m + \partial A_o - \partial A \quad \partial S \leq \partial A + l \quad (14)$$

Végül a szabályzótervezés lépéseit összegezzük:

- Megválasztjuk az integrátorok számát (l), és a $H_r(z)$ referencia-modellt a $P(z)$ és megadott feltételek alapján.
- Meghatározzuk $R'(z)$ majd $A_o(z)$ fokszámát.
- A (11) alapján meghatározzuk $T(z)$ fokszámát.
- Figyelembe véve (14)-ot, a $S(z)$ fokszámát, a $\partial S = \partial A + l - 1$ alapján választjuk; így a (10) bal oldalának együtthatóit a jobboldalnak megfelelően válasszuk.
- Megoldjuk a diophantoszi egyenletet.
- Ellenőrizzük a megoldást.

A szabályzó megvalósítása azon alapul, hogy $R(z)$ polinomot hogyan helyezzük el a szabályozási körben, ugyanis ez tartalmazza az integrátorokat (2. ábra).



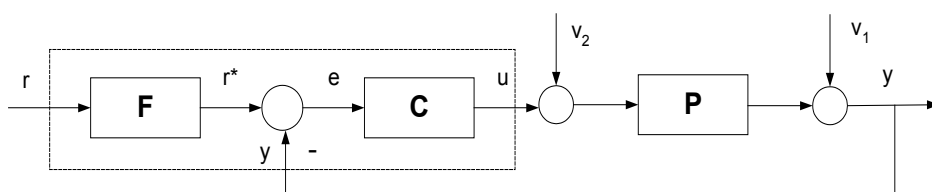
2 ábra

A 2DF szabályozó megvalósítása

A 2DF szabályzó számítógéppel segített tervezése a bemutatott lépések alapján történik, amelyet MATLAB-ban végzünk. A program struktúráját az 5. részben egy részletes esettanulmány mutatja be és illusztrálja példákon keresztül.

3. A 2DF szabályzó és a hagyományos, referenciaszűrővel kiegészített szabályzók közti kapcsolat

Tekintsük az 1. ábrán látható blokkdiagramot! A visszacsatoló ágban található szabályzó átalakítható a 3. ábrának megfelelően:



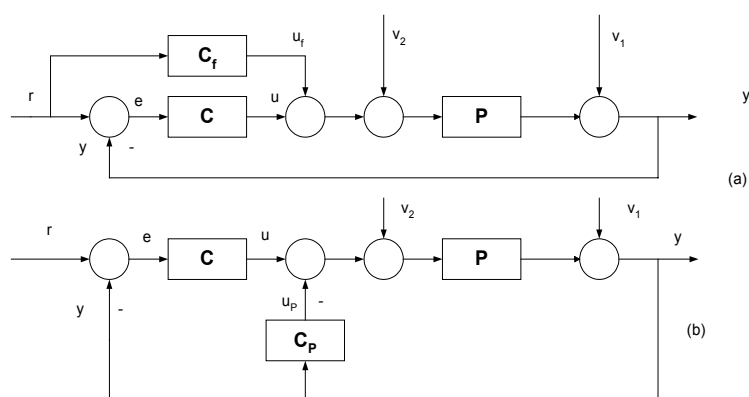
3. ábra

Átstrukturált szabályozási rendszer hagyományos szabályozóval (C) és egy referencia-szűrővel (F).

A szabályzó tervezése a 3. részben leírtak vagy a hagyományos szabályozó-tervezési módszerek szerint halad. A v_2 és v_1 típusú zavarral szembe a két struktúra viselkedése azonos:

$$H_{v_2}(z) = \frac{R(z)B(z)}{R(z)A(z) + S(z)B(z)} \quad \text{illetve} \quad H_{v_1}(z) = \frac{R(z)A(z)}{R(z)A(z) + S(z)B(z)} \quad (15)$$

A 2DF szabályzó átalakítható más módon is, ahol a hagyományos (kifejezetten itt a PI ill. a PID) szabályzók emelhetők ki; két ilyen struktúra (megoldás) a 4. ábrán látható. Ezek az átrendezések lehetővé teszik:



4. ábra
Két megoldás a 2DF szabályzó átrendezésére

- A PD és PID szabályzók tervezési tapasztalatainak átvételét
- PI és PID szabályozókra jellemző kiegészítő blokkok bevezetését (korlátozó blokkok: Anti Windup Reset - AWR, oszcillációmentes kapcsolás: bumpless switching stb.).

A 4. ábrán található szabályzókat folytonos átviteli függvény jellemzi, amelyben a „hagyományos” paraméterek vannak kihangsúlyozva $\{k_R, T_i, T_d, T_f\}$; ezeket diszkrétizálva, numerikus szabályozási algoritmusokhoz juthatunk. Figyelembe véve az alap PID szabályzó $C(s)$ szabályzó komponensét, a következő írható:

- A 3. ábra blokkvázlatára:

$$C(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = k_R \left(1 + \frac{1}{sT_i} + \frac{sT_d}{1+sT_f} \right), \quad F_r(s) = \frac{r_f(s)}{r(s)} = \frac{1 + (1-\alpha)T_i s + \frac{(1-\beta)T_i T_d s^2}{(1+sT_f)}}{1 + T_i s + \frac{T_i T_d s^2}{(1+sT_f)}}, \quad (16)$$

- A 4. ábra blokkvázlatára:

$$C^*(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = k_R \left[(1-\alpha) + \frac{1}{sT_i} + (1-\beta) \frac{sT_d}{1+sT_f} \right], \quad C_B(s) = \frac{u_f(s)}{r(s)} = k_R \left(\alpha + \beta \frac{sT_d}{1+sT_f} \right). \quad (17)$$

Az α és β paraméterértékektől függően a megfelelő szabályzók az 1. táblázatban vannak összefoglalva.

1. táblázat

3 ábra	F(s)	-	F(s)C(s)	C(s)	Megjegyzés
4-a ábra	-	C_F	$C(s) - C_F(s)$	$C(s)$	-
4-b ábra	-	C_P	$C^*(s)$	$C^*(s) = C_P(s)$	-
α	β	-	-	(ref. csatorna)	(visszacsatolás)
0	0	1	0	PID	PID
0	1	PDL2	DL1	PI	PID
1	0	PD2L2	P	PID-L1	PID
1	1	PL2	PDL2	I	PID
α	β	PID szabályzó előszűréssel (2DF szabályzó)			

P - proporcionális, D - deriváló, I - integráló, L1(2) - egy- és kéttárolós tagok

A szabályozó megjelenési formája függ: - a rendelkezésre álló szabályozók blokkvázlatától; - a felhasznált algoritmikus tervezési módszer és a ennek a tervezésnek az eredményétől.

Jelen dolgozat keretein belül ezeket a szempontokat nem elemezzük túl részletesen. Az 2DF szabályozó kör tulajdonságai össze lesznek hasonlítva egy folytonos PI-PID szabályozóval ellátott szabályozási körrel, melynek blokkvázlata a 3. ábrán található.

4. 2DF szabályozó számítógépes tervezés MATLAB programmal

a. Számítógéppel segített tervezőprogram 2DF szabályozó tervezésére

A programot MATLAB-ban fejlesztettük felhasználva az eszköztárak adta lehetőségeket. A programot az egyes tervezési lépéseknek megfelelően részekként implementáltuk és mutatjuk is be, példaként véve egy gyengén csillapított másodrendű szakasz kétszabadságfokú szabályozását. A szakasz (p), a megfelelő referencia-modell (m) és a megfigyelő polinom (o) legyen másodrendű, a paramétereik pedig a 2. táblázat szerint.

$$P(s) = \frac{1}{T_p^2 s^2 + 2T_p \zeta_p s + 1}, \quad \omega_p = \frac{1}{T_p} \quad (p, m, o) \quad (18)$$

2. táblázat. A példa paramétereit

	Sajátfrekvencia ω	Csillapítási tényező ζ
p	$\omega_p=1,0$	$\zeta_p=0.25$
m	$\omega_m=1,333$	$\zeta_m=0,707$
o	$\omega_o=2,0$	$\zeta_o=0,707$

A példaprogram felépítését a 3. táblázatban összegeztük. A rendszer szimulációját SIMULINK-kel végeztük. Kiszámolható a szakasz diszkrét átviteli függvénye:

$$P(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{0.0193z + 0.0187}{z^2 - 1.8669z + 0.9048} \quad (19)$$

A szakasz tartalmaz egy nem kompenzálható zérust (különben lengéseket okozna a mintavételi időpontok között) és ennek következtében felbontjuk B(z)-t a (7) egyenlet szerint:

$$B^+(z) = B(1) = 0.0379 \quad \text{és} \quad B^-(z) = B(z)/B(1) = 0.5083z + 0.4917, \quad (20)$$

Ezek alapján következik:

$$B_m(z) = B'_m(z) B^-(z) = \text{const } B(z)/B(1) \quad (21)$$

Kiszámolható a referencia-modell folytonos és a diszkrét átviteli függvénye:

$$P_m(s) = \frac{\omega_m^2}{s^2 + 2\omega_m \zeta_m s + \omega_m^2} = \frac{1.7769}{s^2 + 1.8849s + 1.7769}, \quad P_m(z) = \frac{B_m(z)}{A_m(z)} = \frac{0.0313z + 0.0276}{z^2 - 1.6271z + 0.6859} \quad (22)$$

Az ismert polinomok fokszámát a (23) egyenletek adják:

3. táblázat. A CAD program felépítése

No	A számítás részei	A programrészek	Megjegyz.
1.	A program inicializálása.	<pre> » clf; » t=0:0.05:12; </pre>	
2.	Kezdeti értékek megadása.	<pre> » wp=1; » zetap=0; » numPs=wp*wp; » denPs=[1 2*zetap*wp wp*wp]; » wm=1.5; » zetam=0.7; » numMs=wm*wm; » denMs=[1 2*zetam*wm wm*wm]; » wo=3; » zetao=0.7; » numOs=wo*wo; » denOs=[1 2*zetao*wo wo*wo]; </pre>	
3.	A számítás és az alrendszer viselkedésének értelmezése	<pre> » subplot(311); » step(numPs,denPs,t); » title('Proces'); » subplot(312); » step(numMs,denMs,t); » title('Model'); » subplot(313); » step(numOs,denOs,t); » title('Observator'); </pre>	
4.	A mintavételi idő megadása T_s és az impulzusátviteli függvény kiszámítása	<pre> » Ts=0.2; » [numPz,denPz]=c2dm(numPs,denPs,Ts,'zoh'); » [numMz,denMz]=c2dm(numMs,denMs,Ts,'zoh'); » [numOz,denOz]=c2dm(numOs,denOs,Ts,'zoh'); </pre>	
5.	<p>A</p> $C(z) = A_m(z)A_0(z)$ $= z^4 + \gamma_1 z^3 + \gamma_2 z^2 + \gamma_3 z + \gamma_4$	<pre> » Cz=conv(denMz,denOz); </pre>	

No	A számítás részei	A programrészek	Megjegyz.
	kifejezés kiszámítása		
6.	<p>Az $R(z)$, $S(z)$ és $T(z)$ polinomok kiszámítása, a diophantoszi egyenlet megoldása:</p> <p>$A(z)R'(z) + B^-(z)S(z) = A_m(z)A_0(z)$</p> <p>$R'(z) = (z-1)R_1(z)$</p>	<p>» $Bz = \text{numPz};$</p> <p>» $Az = \text{denPz};$</p> <p>» $Bmz = Bz / (Bz * \text{ones}(\text{length}(Bz), 1));$</p> <p>» $Bmz = [Bmz(2) \ Bmz(3)];$</p> <p>» $Bpz = Bz * \text{ones}(\text{length}(Bz), 1);$</p> <p>• Diophantine equation solving program:</p> <p>» $\text{findSzRz};$</p>	A program részletes ismertetése [3],[4]-ban található.
7.	A $T(z)$ polinom kiszámítása	<p>» $Tz = \text{denOz} * (\text{denMz} * \text{ones}(\text{length}(\text{denMz}), 1));$</p> <p>» $RA = \text{conv}(Rz, Az);$</p>	
8.	<p>A zárt kör átviteli függvényének meghatározása</p> <p>$H_r(z) = \frac{A(z)T(z)}{R(z)A(z) + S(z)B(z)}$</p> <p>$R(z) = B^+(z)R'(z)$</p>	<p>» $SB = \text{conv}(Sz, Bz);$</p> <p>» $AT = \text{conv}(Az, Tz);$</p> <p>» $Rz = Rz * Bpz;$</p> <p>» $RA = \text{conv}(Rz, Az);$</p> <p>» $\text{numclpU} = AT;$</p> <p>» $\text{denclpU} = RA + SB;$</p>	

$$\partial A = 2, \quad \partial B = 1, \quad \partial B^+ = 0, \quad \partial B^- = 1 \quad (23)$$

A további fokszámfeltételek az alábbiak:

$$\partial A_m = 1 + \partial B^- = 2 \quad ; \quad \partial R = 2 \Rightarrow R(z) = (z-1)(z+r) = (z-1)R_1'(z) \quad (24)$$

$$\partial A_0 = \partial A + l - 1 - 0 = 2 \quad ; \quad \partial S = \partial A + l - 1 = 2 \Rightarrow S(z) = s_0 z^2 + s_1 z + s_2 \quad (25)$$

ahol l az integrátorok számát jelöli. Mivel

$$T(z) = B_m^+(z)A_0(z) = \text{const} \cdot A_0(z) = A_m(1)A_0(z) \quad , \quad \text{ezért } \partial T = 2 \quad (26)$$

Mivel a szabályozási körben egy integrátor szükséges ($l=1$), következik:

$$A(z)(z-1)(z+r) + B^-(z)(s_0 z^2 + s_1 z + s_2) = A_m(z)A_0(z) \quad (27)$$

A polinom-egyenlet a következőképpen alakítható át:

$$C(z) = A_m(z)A_0(z) = z^4 + \gamma_1 z^3 + \gamma_2 z^2 + \gamma_3 z + \gamma_4 \quad (28)$$

$$(z^2 + a_1 z + a_2)(z-1)(z+r) + (b_0^- z + b_1^-)(s_0 z^2 + s_1 z + s_2) = z^4 + \gamma_1 z^3 + \gamma_2 z^2 + \gamma_3 z + \gamma_4, \quad (29)$$

A diophantoszi egyenlet megoldása és a $T(z)$ polinom a következő:

$$\begin{bmatrix} r \\ s_0 \\ s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & b_0^- & 0 & 0 \\ a_1 - 1 & b_1^- & b_0^- & 0 \\ a_2 - a_1 & 0 & b_1^- & b_0^- \\ -a_2 & 0 & 0 & b_1^- \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \gamma_1 + 1 - a_1 \\ \gamma_2 + a_1 - a_2 \\ \gamma_3 + a_2 \\ \gamma_4 \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$T(z) = B'_m(z) A_o(z) = \text{const} \cdot A_o(z) = A_m(1) A_o(z)$$

Példánkban a 2DF szabályozó következő értékeket adta:

$$\begin{array}{lllll} t_0=0.0589 & t_1=-0.0852 & t_2=0.0335 & r_0=0.0379 & r_1=-0.0503 \\ r_2=0.0124 & s_0=0.2334 & s_1=-0.4148 & s_2=0.1921 & \end{array}$$

Összehasonlítás a PID szabályozóval

A PID szabályozó (egyszabadságfokú szabályozó) tervezése vagy az $r(t)$ alapjelkövetés, vagy a $v(t)$ (v_1 vagy v_2) zavarójel elhárítása figyelembe vételével történik. Jelen példában az alapjelkövetést vettük figyelembe, frekvencia-tartományban betartva egy előírt fázistartalékot ($\varphi_m=60^\circ$). A folytonos szakasz átviteli függvénye (24) által adott, előszűrő nélküli PID szabályozót (3. ábra, $F(s)=1$) tervezünk w -transzformáció felhasználásával, a következő, [4][6]-ban megtalálható tervezési lépésekkel: (1) - meghatározzuk a szakasz impulzus-átviteli függvényét; (2) - alkalmazzuk a w -transzformációt; (3) - visszatérés z -tartományba.

Az adott szakaszra, elfogadva a 60° -os fázistartalékot, az alábbi szabályozó adódott:

$$C_{PID}(z) = \frac{0.9085z^2 - 1.6961z + 0.8220}{z^2 - 1.7647z + 0.7647} \quad (31)$$

Szimulációs eredmények

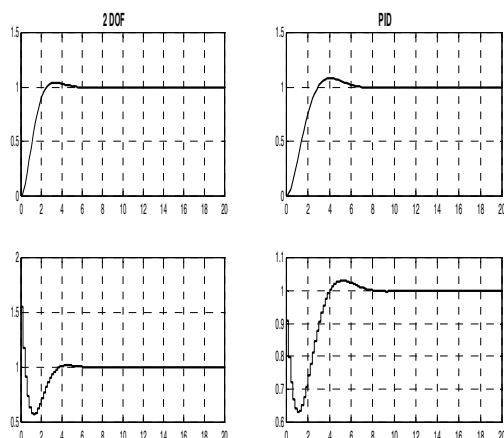
Az összes 2DF és PID szabályozókat megvalósító programok MATLAB-ban készültek. A szabályozók a MATLAB lehetőségeit kihasználva készültek, a szimulációkat SIMULINK-kel végeztük. Egyidejű szimulációt készítettünk a két struktúra viselkedésének összehasonlítására. A következő tesztek futtattuk:

- A két rendszer ugrásválasza ($0 \leq t \leq 10$ sec), 5. ábra.
- Ugrásválasz v_2 típusú zaj (a szakasz bemenetére hat) esetén: $t_{ov}=10$, $10 < t < 20$, 6. ábra.

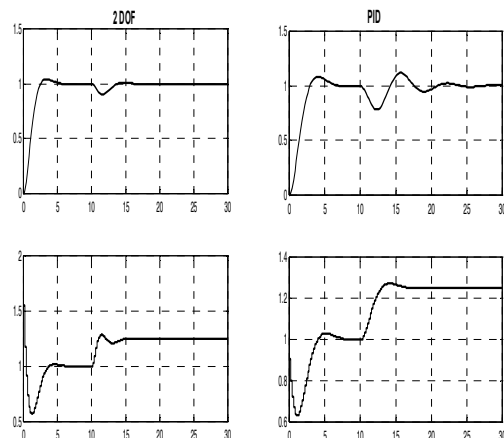
A $y(t)$ és $u(t)$ értékeket, valamint a 2DF szabályozási rendszer $r^*(t)$ értékeit eltároltuk. Összehasonlítva a két rendszer szimulációs eredményeit, megjegyzendő, hogy a 2DF szabályozó struktúra sokkal hatékonyabb a folyamat bemenetén fellépő zavarjelek elhárításában. További tanulmányi célpontok lehetnek:

- a folyamat kimenetén ható zavarójelek elhárítása
- a szabályozás ideje alatt a szakaszba bevezetett energiát:

$$E = \int_0^{t_f} (u - u_\infty)^2 dt, \quad u_\infty = \text{állandósult érték} \quad (42)$$



5. ábra
A 2DF és a PID szabályzók
összehasonlítása egységugrás alapjelre



6. ábra
A 2DF és a PID szabályzók
összehasonlítása a szakasz bemenetére ható
zavarójel esetén

5. Következtetések

Jelen munka egy érthető és könnyen implementálható módszertant mutat be 2DF szabályozók számítógéppel segített tervezésére. A módszert a MATLAB&SIMULINK programcsomagok lehetőségeinek felhasználásával valósítottuk meg. Súlyponti kérdésként illusztráljuk az összefüggéseket a hagyományos és a 2DF szabályozók között. Egy esettanulmányon keresztül összehasonlítjuk a PID (egyszabadságfokú) és a kétszabadságfokú szabályozási rendszerek hatékonyságát.

Hangsúlyoztuk, hogy egyrészt a fejlesztési módszertan kiemelkedően hasznos, amely a fejlesztéshez szükséges ráfordítás csökkentésében jelenik meg, másrészt a 2DF jobb hatékonyságot biztosít az alapjelet és a zavarkompenzációt egyidejűleg figyelembe véve.

Köszönetnyilvánítás

A szerzők munkáját a Magyar Tudományos Akadémia szabályozástechnikai kutatási keretei támogatták, és részben az OTKA T042741 keret.

6. Irodalomjegyzék

- [1] Horowitz, I.M. *Synthesis of Feedback Systems*, Academic Press, 1963.
- [2] Åström, K.J., Wittenmark, B., (1997), *Computer Controlled Systems, Theory and Design*, Prentice Hall .Hetthéssy, J., Két szabadságfokú polinomiális tervezés / bevezetés, 2000.
- [3] Preitl, Zs., Levendovszky T. (2003), *Specific Aspects in Design Of Two-Degree-Of-Freedom (2-DF) Controllers*, Lucrare prezentata la A VIII-a editie "ZILELE ACADEMICE TIMISENE", Timişoara, 22-23 mai 2003
- [4] Taguchi, H., Araki, M., (2000), *Two degree of freedom PID controllers. Their functions and optimal tuning*, Preprints of IFAC Workshop on "Digital Control: Past, Present and Future of PID Control". Terrassa, Spain. Pp. 154 - 159
- [5] Åström, K.J., Hägglund, T., (1995), *PID Controller Theory, Design and Tuning*, Instrument Society of America, Research Triangle Park.

Áramgenerátor karakterisztikájú rezonáns konverter

Current Generator-type Resonant Converter

Dr. Puklus Zoltán¹, Dr. Bíró Károly²

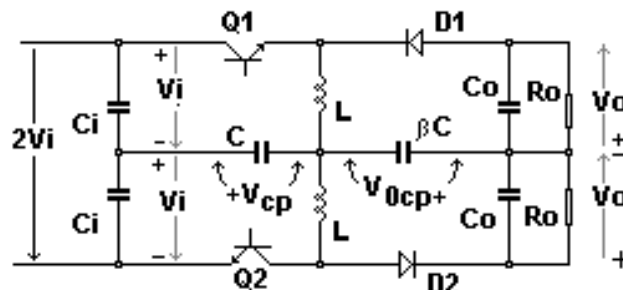
¹Széchenyi István Egyetem Győr, ²Kolozsvári Műszaki Egyetem

Abstract

The paper describes the application of a resonant DC-DC converters as a current generator. The converter is a member of the rather new converter family published earlier [1,2]. Their configurations are based on the conventional buck, boost as well buck & boost (B&B) converters [4,5] but they have switched condensers leading to significant deviations in operation of the converter family. One of them has got a current sources characteristic. The paper contains a detailed analysis of it. The switches in the converter operate with ZCS (zero current switching) at turn on and with ZVS (zero voltage switching) at turn off.

Az áramgenerátor

A szimmetrikus rezonáns konverterek nemrég kerültek a kutatók látószögébe. Ismertek a buck, boost, buck/boost illetve ezek egyes transzformátoros változataik is. Cikkünk keretében azt a buck=boost kapcsolást tárgyaljuk amely átütő jellegzetessége, hogy áramgenerátoros karakterisztikával rendelkezik (1. Ábra)



1. ábra

Áramgenerátor karakterisztikájú rezonáns konverter

A kapcsolat jellegzetessége:

- a kapcsolást két szembefordított buck/boost konverter alkotja
- a közös ágba két kondenzátor található a C és a βC ($\beta=1$, $C_i \gg C$, $C_o \gg C$), amelyek a kapcsolásnak rezonáns jelleget kölcsönöznek
- a kapcsolat szimmetrikus és így ennek vizsgálatánál csak az egyik ágra szorítkozhatunk
- a kapcsoló tranzisztorok (Q1, Q2) felváltva kapcsolnak

Az áramgenerátor működése, egyenletei

Vizsgáljunk egy állandósult állapotot, az 1. Ábrának megfelelően. Állandósult állapotnak nevezzük ha konverter bekapcsolási és felfutási folyamatai már befejeződtek, kialakult a V_o kimeneti feszültség és most abban a pillanatban vagyunk amikor az L induktivitások energiamentesek, a rezonáns kondenzátorokon a jelzett feszültségek mérhetőek és most a Q1 tranzisztor bekapcsolása következik.

A Q1 bekapcsolásakor kialakul a V_i -Q1-L-C áramkörben (a Q1-en) egy i_{ip} szinuszos (bemeneti)áram

$$i_{ip} = \frac{V_i + V_{cp}}{\omega L} \sin \omega t \quad (1)$$

Ahol $\omega = (LC)^{-1/2}$ az áramkör önrezgési frekvenciája

Az (1) a $0 \leq \omega t \leq \alpha$ időintervallumban érvényes amely idő alatt a C kondenzátor átpolarizálódik (a $-V_{cp}$ értékről a $+V_{cp}$ értékre). Ekkor az i_{ip} megszűnik, az L induktivitásban lévő energia szabad utat kap kimenetre. Ebben az α pillanatban a D1 diódán mérhető feszültség nulla és ezért a tranzisztor áramkörében a rezonáns folyamat megszakad mert egy másik rezonáns folyamat indul el most már a diódát tartalmazó (V_o -D1-L- β C- V_o). Az itt létrejövő áramot nevezhetjük i_{op} kimeneti áramnak.

Az $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ intervallumban az i_{op} áramot megadó egyenlet

$$i_{op} = \frac{V_i + V_{cp}}{\omega L} \sin \alpha \cos(\omega t - \alpha) + \frac{V_{ocp} - V_o}{\omega L} \sin(\omega t - \alpha) \quad (2)$$

A kimeneti áram a C_o kimeneti kondenzátor segítségével a $-V_o$ feszültséget biztosítja a terhelésen.

Amikor a diódán a feszültség nulla ($\omega t = \alpha$), felírható

$$V_i - V_{cp} = V_{ocp} - V_o \quad (3)$$

A $0 \leq \omega t \leq \alpha$ idő alatt az i_{ip} bemeneti áram a v_c kondenzátor feszültségét $2V_{cp}$ értékkel változtatja meg, azaz

$$2V_{cp} = \frac{1}{\omega C} \int_0^\alpha i_{ip} d\omega t \quad (4)$$

Az (1) és (4)-te felhasználva az megkapható, hogy

$$\cos \alpha = \frac{V_i - V_{cp}}{V_i + V_{cp}} \quad (5)$$

Behelyettesítvén a $(V_{ocp} - V_o)$ -t a $(V_i - V_{cp})$ -al [lásd a (3) egyenletet] az i_{op} kimeneti áramot megadó egyenletbe és felhasználván az (5)-t is, a kimeneti áramot megadó (2) a következőre egyszerűsödik.

$$i_{op} = \frac{V_i + V_{cp}}{\omega L} \sin \omega t \quad (6)$$

Ez azt mutatja, hogy az i_{0p} kimeneti áramot az $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ intervallumban ugyanazzal az egyenlettel lehet meghatározni mint az i_{ip} bemeneti áramot a $0 \leq \omega t \leq \alpha$ intervallumban [az (1) egyenlet].

Az i_{0p} kimeneti áram a v_{oc} kondenzátor feszültséget $2V_{ocp}$ értékkel változtatja meg.

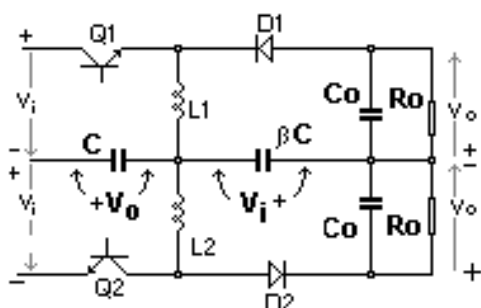
$$2V_{ocp} = \frac{1}{\omega C} \int_{\alpha}^{\pi} i_{0p} d\omega t = (V_i + V_{cp})(1 + \cos \alpha) \quad (7)$$

A (3), (5) és (7)-ből meghatározható,

$$V_{cp} = V_0 \quad (8)$$

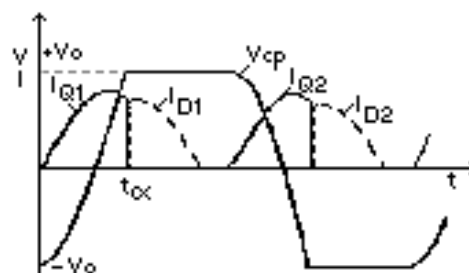
$$V_{ocp} = V_i \quad (9)$$

Érdekes eredmény, hogy a kimeneti V_o feszültség a C bemeneti rezonáns kondenzátoron, míg a bemeneti V_i feszültség a βC kimeneti rezonáns kondenzátoron mérhető mint (\pm) maximális feszültség (2. és 3. Ábra)



2. ábra

A kondenzátorok feszültségei
(Q1 bekapcsolás előtt)



3. ábra

A C kondenzátor feszültsége
és a kapcsolók áramai

A (3), (8) és (9)-ből levezethető

$$\cos \alpha = \frac{V_i - V_0}{V_i + V_0} \quad (10)$$

Felírhatjuk a bemeneti átlagáramot

$$I_i = \frac{1}{\omega T_s} \int_0^{\alpha} i_{ip} d\omega t = C f_s (V_i + V_{cp})(1 - \cos \alpha) = 2C f_s V_0 \quad (11)$$

illetve a kimeneti átlagáramot is

$$I_o = \frac{1}{\omega T_s} \int_{\alpha}^{\pi} i_{0p} d\omega t = C f_s (V_i + V_{cp})(1 + \cos \alpha) = 2C f_s V_i \quad (12)$$

Ez utóbbi egyenlet azt mutatja, hogyha a V_i bemeneti feszültség és az f_s kapcsolási frekvencia állandó, a kimeneti átlagáram nem függ az R_0 terhelés nagyságától. Tehát ez a kapcsolás egy áramgenerátor; egy adott bemeneti feszültség esetén a generátor kimeneti áramát az áramkör alkotóelemei illetve a kapcsolási frekvencia határozza meg.

Az R_0 terhelésen a mérhető feszültség

$$V_0 = R_0 I_0 = 2CV_i R_0 f_s \quad (13)$$

Az áramgenerátor által szolgáltatott teljesítmény

$$P_0 = R_0 I_0^2 = R_0 (2CV_i f_s)^2 \quad (14)$$

Megjegyezzük, hogy ez az áramgenerátoros karakterisztika csak az α szög $\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$ értékei között igaz csak ebben az esetben történhet meg a C kondenzátorok repolarizációja, és ekkor $V_i \leq V_0$. A fenti észrevétel más szóval azt jelenti, hogy a $\cos \alpha$ értéke 0 és -1 között lehet.

Felhasználván (10), (13)-at és ha

$$f_s = kf_0 \quad (15)$$

ahol, f_0 az önrezgési- míg f_s a kapcsolási frekvencia, akkor megkapjuk az alkalmazott kapcsolási frekvenciához illeszthető terhelés értékét

$$R_0 \geq \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (16)$$

Az L induktivitás árama egy szinusz alakú áramimpulzus. Ha változik a terhelés, akkor nemcsak ezen áramimpulzus maximális értéke [lásd az (1) és (13)-at], hanem az áramösszetevők α kommutációs szöge is megváltozik (4. Ábra).



4. ábra

Az L induktivitás árama $\alpha_1 < \alpha_2$

A kapcsolók igénybevétele igencsak kíméletes az áramkörben:

- a tranzisztorok bekapcsolására a nulla áram míg kikapcsolására a nulla feszültség jellemző
- a diódák nulla feszültségen veszik át a tranzisztorok áramát és nulla áramnál kapcsolnak ki

Negatív jellemzője e kapcsolásnak, hogy bár a tranzisztorok áramköréből az áram a természetes kommutáció folyamán kerül át a diódák áramkörébe, de ha ilyenkor nem

szüntetjük meg a tranzisztorok vezérlését, egy olyan áramút is megvalósul (Vi-Q1-D1-Vo- β C-C-Vi) amely a tárgyalt (Vo-D1-L- β C-Vo) áramút szinuszos rezonáns folyamatát megzavarja, megszünteti és ezért az áramgenerátoros karakterisztika már nem alakulhat ki.

Irodalom

- [1] Nagy I.: *Resonant DC-DC Configurations*. 3rd European conference on Power Electronics and Applications, 1989 pp.1495-1500. vol. III. Aachen, Germany
- [2] Z. Puklus, L. Hodossy, P. Cs. Szilagyi: *Contribution to the Development of a New Type of DC/DC Converters*-IECON'97- The 23rd Annual International Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, New Orleans, Louisiana USA November 9-14, 1997, Proceedings Volume 2 of 4 pp 581-586
- [3] M. Kazmierczuk, D. Czarkowski: *Resonant Power Converters*, John Wiley & Sons Inc. New York 1995
- [4] Z. Puklus, P. Cs. Szilagyi, L. Hodossy, L. Gyimesi : *Resonant Flyback Converter*, PECIM'98 Power Electronics, - Automation, Motion, - Drives & Control Power Quality- International Conference-, May 26-28 1998, Nuremberg, Germany Proceedings volume 38 pp 495-500
- [5] J. Hamar, I. Nagy: *New Topologies of a Resonant Converter Family* Electromotion'01 June 2001 Bologna, Italy

Energy Supply Contracting Aspects Between NASA Glenn Research Center And First Energy Power Supply Co.

Energiaellátás szerződési szempontok a NASA Glenn kutatóközpont
és a First Energy Áramszolgáltató Rt. között

Quyen T. Quach, P.E., C.E.M.¹, Laszlo F. Zala, P.E., C.E.M.²

¹Energy Manager at NASA Glenn Research Center,

²Former Chief, Facilities Electrical Management Branch at NASA Glenn Research Center

Összefoglalás

Az 1999. július 6-án aláírt Amended Substitute Senate Bill Number 3 (SB3) szerződés értelmében 2001. január 1.-től versenyhelyzet van Ohio állam energiapiacán. Az új törvény értelmében minden felhasználó maga választhatja meg az áramszolgáltatóját, de a távvezetési- és elosztó hálózat állami szabályozás alatt maradt. A NASA Glenn Kutató Központnak (GRC) a „First Energy”-vel kötött korábbi villamos energia szerződése 1999. szeptember 7-én évült el. A 2001. január 1.-én életbe lépett új szerződés több mint egy éves tárgyalássorozat eredménye, melynek során elemezték a dereguláció hatásait. Főként azt vizsgálták, hogyan érhetők el lényeges megtakarítások drasztikus változtatások végrehajtása nélkül. Ennek eredményekppen a GRC 3 évre meghosszabbította a szerződést, amely nemcsak további megtakarításokat tesz lehetővé, hanem az újraszabályozásnak köszönhetően elegendő időt is biztosít a szabad verseny kialakulásához, s ez még több hasznot hozhat a jövőben.

Summary

The governor of the State of Ohio signed amended substitute Senate bill 3 on July 6, 1999, requiring Ohio's electric industry to change from a monopoly environment to competitive retail generation services from January 1, 2001. This new deregulation law allowed all Ohioans to choose the supplier of generation service, but the transmission and distribution would remain regulated. It also required electric utilities to be unbundled into generation, transmission and distribution, and make other changes to produce a competitive electric generation market. The NASA Glenn Research Center electrical contract with First Energy Corp. (FE) of Cleveland, OH was to expire on September 7, 1999. Glenn evaluated and incorporated the impacts of the deregulation in the negotiations that lasted for over a year until the agreement in the fall of 2000, and a new contract became effective on January 1, 2001. Glenn tracked the contract for the first year seeing substantial savings with no drastic changes to research operation. As a result, Glenn extended the option to the contract another 36 months, hence allow continued savings and also time for the electric market to fully support competition thus more benefits may be realized in the future.

First Year Results in Negotiating a New Electrical Contract Between NASA Glenn Research Center at Lewis Field and FirstEnergy Corp., Cleveland, Ohio

1. Introduction

The deregulation impact in negotiating a new electrical contract between NASA Glenn Research Center at Lewis Field and FirstEnergy Corporation, Cleveland, Ohio was originally presented at the 2nd International Energy Conference held on June 13-15, 2001 in Sopron, Hungary [1]. The background material and historical data involved in these negotiations can be found in the Proceedings of the Conference, pages 144 through 155. Some background material will be duplicated in this presentation in order to show what transpired before and after the first year of implementing the final contract between NASA Glenn and FirstEnergy Corp.

2. Contract Negotiation Process

Glenn began informal contract negotiations with FE during the summer of 1999 knowing that the electrical contract with FE was to expire on September 7, 1999. The first meeting was held on October 13, 1999 in order to extend the existing contract until December 31, 1999 and at the same time GRC presented some requests to be incorporated in the new contract. Many more meetings were held. At the November 10, 1999 meeting FE offered GRC Real Time Pricing (RTP) concept billing ignoring completely GRC request on the first meeting. GRC presented FE on the third meeting held on January 11, 2000 with the concerns why RTP was not doable for GRC. FE offered a modified version of the RTP to GRC on the fourth meeting of February 17, 2000 and again GRC rejected it because the modified RTP version because it did not offer Glenn enough flexibility to take advantage of the RTP or the modified RTP. The fifth meeting held on April 20, 2000 brought GRC and FE closer to an agreement. This proposal had a revised offer of a fixed rate for excess power and a rate for winter on-peak and summer on-peak placing Glenn in a more competitive position when compared with the competition in the research arena. The existing contract with FE was extended to December 31, 2000 in one of these meetings in order to give the GRC Utility Team an opportunity to have a final contract before the start of Ohio deregulation on January 1, 2001.

An agreement summary was prepared on October 4, 2000 based on the proposal of April 20, 2000 and the final agreement with FE was reached on November 15, 2000 instead of June 30, 2000. As previously stated in the presentation at Sopron in June 2001, the final contract was summarized as a modified fixed-price contract with the following provisions: (1) revenue neutrality as long as Glenn's operation did not change; (2) a firm demand, large industrial rate of 21 MW; (3) a fixed rate for excess energy; (4) a 1-year contract with options; (5) reuse of the existing GSA contract; and (6) activation of the new contract on January 1, 2001.

FE conducted an analysis using the most recent 12-month load profile based on the terms in the new contract. The results of this analysis were that (1) if Glenn's annual maintenance shutdown were shifted from May to the first 2 weeks in June, then Glenn would save approximately \$78,000 annually; (2) if Glenn were to shift 50 percent of its research loads from the summer months to the winter months, it would save approximately \$273,000 annually; (3) the low winter excess on-peak rate for 9 months puts Glenn in a very competitive position; and (4) the terms of the contract are such that they allow Glenn to plan for deregulation.

Additional changes incorporated in the new contract are as follows:

- Summer excess on-peak hours at 8:00 a.m. to 8:00 p.m. were changed to 12 noon to 8:00 p.m.

- Summer excess on-peak rate was changed from 4.7 to 10 cents/kWh.
- Summer excess charges changed from June through September to June through August.
- Summer shoulder hours from 8:00 to 10:00 p.m. were changed to 8:00 a.m. to 12 noon.
- Summer shoulder rate was changed from 4.5 to 5 cents/kWh.
- Winter excess on-peak hours 8:00 a.m. to 8:00 p.m. remained the same.
- Winter excess on-peak rate was changed from 4.5 to 2.7 cents/kWh.
- Winter excess charges changed from October through May to September through May.
- Off-peak hours of 10:00 p.m. to 8:00 a.m. were changed to 8:00 p.m. to 8:00 a.m.
- Summer off-peak rate was changed from 0.84 to 1.5 cents/kWh.
- Winter off-peak rate 0.84 cents/kW remained the same.
- All discounts in existing contract remained the same.
- The 10-year contract was changed to a 1-year base contract with the following

Government options:

- a). extend or renegotiate for 1 more year
- b). extend or renegotiate for three more years
- c). return to the spike summer rate

3. First Year Results of the New Contract

Glenn tracked the performance of the new contract for the first year seeing substantial savings with no drastic changes to the research operation in order to accomplish these savings. Table Ia shows a breakdown of the cost and electrical usage as a comparison between the old and the new contract for the first six months and Table Ib for the next six months since the new contract went into effect on January 1, 2001. Tables Ia and Ib show there were savings from January through May and September through December due to lower rates negotiated in the new contract. The months June through August show a negative savings due to higher Summer rate agreed in the new contract. Table II presents a comparison of the total electrical cost for each month in 2001 for a total savings for the first year with the new contract amounted to \$319,585.01.

During this implementation period of the new contract, Glenn sought advice from independent consultants, other utility providers, and the city of Cleveland Office of Aggregation and learned that electric deregulation had not yet evolved fully to support competition and no other providers would be able to provide the benefits FE could. As a result of this, Glenn exercised the option to extend the contract another 36 months, which will allow continued savings and will also allow time for the deregulated electric market to fully support competition such that more benefits may be realized in the future.

We need to take a look at another aspect of the new contract that is not taken into account. GRC negotiated a permanent reduction of the Firm Contract Demand (FCD) from 24 MW to 21 MW on July 1998. This reduction remained in place until the end of the contract of that year and then extended in 3-months increments as the new contract came under negotiations. The decrease of the FCD from 24 MW to 21 MW was estimated to give GRC an approximate

savings of \$50,000/month. One of the key considerations in negotiating the new contract was to keep the FCD of 21 MW as the base for the new contract. This represents an additional annual savings of approximately \$600,000.

4. New Contract Benefits

NASA Glenn received everything that was negotiated under Section 2 of this document. The present electrical contract with FirstEnergy Corp. (FE) provides the NASA Glenn Research Center with a period of stability while deregulation goes into full force in Ohio. It allows Glenn to establish new strategies in order to reduce consumption and energy cost. It is important for Glenn to have electric power reliability from FE because the uncertainties and challenges confronting utilities in a competitive environment could cause havoc when it comes to transmitting large amounts of power from far away places not knowing if the transmission grid can support over 200 MW of electrical power required when Glenn is running the large wind tunnels.

5. Conclusion

This contract provides an opportunity for Glenn and FE to see how deregulation transpires in Ohio, what benefits or pitfalls there will be for large industrial facility users, and also whether it will bring a repeat of the troubles and nightmares that occurred in the State of California. Glenn must be supplied with a reliable power system, power quality, minimal or zero power interruptions, and a reasonable energy cost in order to be competitive in the research arena.

The new contract provides GRC annual savings shown on Table II by moving the annual maintenance shutdown from May to June and by shifting peak loads from peak to off-peak times. However, the most important benefit is that the contract allows GRC to limit its firm demand to 21,000KW. This new contract is good until December 31, 2004. GRC is already investigating other avenues to ensure in the future the benefits of deregulation after the expiration of the new contract.

	January 2001	January 2001	February 2001	February 2001	March 2001	March 2001	April 2001	April 2001	May 2001	May 2001	June 2001	June 2001
	Old	New	Old	New	Old	New	Old	New	Old	New	Old	New
	contract	contract	contract	contract	contract	contract	contract	contract	contract	contract	contract	contract
Total KWH	15 617 059	15 617 059	13 358 347	13 358 347	17 019 460	17 019 460	21 364 905	21 364 905	21 662 467	21 662 467	10 776 023	10 776 023
Net Cost for the Month, \$:	877 107	807 431	791 470	745 825	929 533	853 700	1 039 326	951 728	1 005 416	926 279	730 170	755 091
Unit cost per KWH, \$:	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Demand Charge, \$:	338 410	338 410	338 410	338 410	338 410	338 410	338 410	338 410	338 410	338 410	372 350	372 350
Firm Kilowatt-Hour Charges:												
Firm KWH Used:	11 787 274	11 787 275	10 669 470	10 669 470	12 223 690	12 223 690	12 193 875	12 193 875	12 615 990	12 615 990	10 108 807	10 108 807
Firm KWH Cost, \$:	236 187	400 266	225 660	374 179	238 544	408 698	238 383	408 122	240 662	416 277	248 221	388 936
On-Peak Excess:												
New contract shoulder KWH used:	-----	538 437	-----	821 508	-----	1 228 624	-----	971 318	-----	953 500	-----	170 762
New contract shoulder KWH Cost, \$:	-----	14 785	-----	22 559	-----	33 738	-----	26 672	-----	26 183	-----	13 396
On-Pk Excess other KWH used:	3 084 043	2 545 605	2 450 301	1 628 793	4 017 383	2 788 759	4 194 683	3 223 365	4 204 583	3 251 083	650 582	479 820
On-Pk Excess other KWH Cost, \$:	138 782	69 902	110 264	44 727	175 125	76 579	183 246	88 514	178 292	89 275	37 100	47 982
Old contract shoulder KWH used, \$:	600 000	-----	185 000	-----	502 000	-----	788 000	-----	583 000	-----	12 500	-----
Old contract shoulder KWH Cost, \$:	25 800	-----	7 955	-----	20 879	-----	32 848	-----	23 556	-----	688	-----
Off-Peak Excess:												
KWH used:	145 742	745 742	53 576	238 576	276 387	778 387	4 188 347	4 976 347	4 258 894	4 841 894	4 134	16 634
KWH Cost, \$:	1 224	6 264	450	2 004	2 322	6 538	35 182	41 801	35 775	40 672	35	250
Fuel Adjustment:												
added to all Excess KWH Used, \$:	-----	53 303	-----	37 424	-----	66 748	-----	127 642	-----	125 909	-----	9 286
applied to total KWH Used, \$:	217 358	-----	185 921	-----	236 877	-----	297 357	-----	301 498	-----	149 981	-----
Demand Deficiency:												
KWH Deficiency:	0	0	1 522	1 552	0	0	0	0	0	0	0	0
Deficiency Charge, \$:	0	0	233	233	0	0	0	0	0	0	0	0
Discounts:												
Consumer's Substation, \$	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300
Supply Voltage, \$:	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800
OTHER CHARGES:												
PIP Recovery Charge, \$:	7 185	-----	6 146	-----	7 831	-----	9 830	-----	9 967	-----	4 958	-----
Universal Service Charge, \$:	-----	7 185	-----	6 146	-----	7 831	-----	9 830	-----	9 967	-----	4 958
Temporary Energy Efficiency, \$:	-----	1 680	-----	1 437	-----	1 831	-----	2 298	-----	2 330	-----	1 159
GROSS AMOUNT, \$:	920 847	847 697	830 939	783 019	975 888	896 273	1 091 156	999 190	1 084 060	1 004 923	769 233	794 217
Special Discount 4.75%, \$:	-43 740	-40 266	-39 470	-37 193	-46 355	-42 573	-51 830	-47 462	-----	-----	-----	-----
Kwh Tax (as of May 1, 2001), \$:	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-78 644	-78 644	-39 126	-39 126
GRAND NET COST, \$:	877 107	807 431	791 470	745 825	929 533	853 700	1 039 326	951 728	1 005 416	926 279	730 107	755 091
Difference in contract cost, \$:	-----	69 676	-----	45 645	-----	75 833	-----	87 598	-----	79 137	-----	-24 984

TABLE Ia.-COMPARISON OF ELECTRICAL POWER USAGE AND COST BETWEEN OLD AND NEW CONTRACTS

	July 2001	July 2001	August 2001	August 2001	September 2001	September 2001	October 2001	October 2001	November 2001	November 2001	December 2001	December 2001
Total KWH	14 457 700	14 457 700	17 930 937	17 930 937	16 044 004	16 044 004	14 610 974	14 610 974	12 646 584	12 646 584	17 000 668	17 000 668
Net Cost for the Month, \$:	858 823	953 145	971 799	1 215 335	0	873 273	837 858	775 629	832 221	714 763	965 753	845 478
Unit cost per KWH, \$:	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Demand Charge, \$:	372 350	372 350	372 350	372 350	372 350	372 350	372 350	372 350	372 350	372 350	372 350	372 350
Firm Kilowatt-Hour Charges:												
Firm KWH Used:	12 272 293	12 272 293	13 042 817	13 042 817	11 459 036	11 459 036	11 295 961	11 295 961	10 348 895	10 348 895	10 923 214	10 923 214
Firm KWH Cost, \$:	268 983	439 814	236 187	454 700	233 951	423 529	232 239	389 478	222 294	366 351	228 325	380 376
On-Peak Excess:												
New contract shoulder KWH used:	-----	735 436	-----	1 130 616	-----	734 517	-----	1 130 517	-----	607 480	-----	1 170 336
New contract shoulder KWH Cost, \$:	-----	57 695	-----	88 697	-----	20 170	-----	31 044	-----	16 681	-----	32 137
On-Pk Excess other KWH used:	2 141 358	1 405 922	4 356 640	3 226 024	3 567 649	2 833 132	3 284 857	2 154 340	2 180 473	1 572 993	4 537 670	3 367 334
On-Pk Excess other KWH Cost, \$:	104 210	140 592	208 619	322 602	175 035	77 798	133 120	59 158	108 847	43 194	217 110	92 467
Old contract shoulder KWH used:	42 500	-----	408 500	-----	810 500	-----	25 000	-----	104 000	-----	791 000	-----
Old contract shoulder KWH Cost, \$:	1 983	-----	18 744	-----	38 144	-----	1 115	-----	4 984	-----	36 264	-----
Off-Peak Excess:												
KWH used:	1 549	44 049	122 980	531 480	206 819	1 017 319	5 156	30 156	13 216	117 216	748 784	1 539 784
KWH Cost, \$:	13	661	1 033	7 972	1 737	8 545	43	253	111	985	6 290	12 934
Fuel Adjustment:												
added to all Excess KWH Used:	-----	30 416	-----	68 033	-----	63 814	-----	46 138	-----	31 979	-----	84 586
applied to total KWH Used, \$:	201 222	-----	249 563	-----	223 300	-----	203 356	-----	176 015	-----	236 615	-----
Demand Deficiency:												
KWH Deficiency:	0	0	0	0	2 059	2 059	0	0	0	0	4 920	4 920
Deficiency Charge, \$:	0	0	0	0	309	309	0	0	0	0	738	738
Discounts:												
Consumer's Substation, \$:	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300	-6 300
Supply Voltage, \$:	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800	-37 800
OTHER CHARGES:												
PIP Recovery Charge, \$:	6 652	-----	8 250	-----	7 382	-----	6 723	-----	5 819	-----	7 822	-----
Universal Service Charge, \$:	-----	6 652	-----	8 250	-----	7 382	-----	6 723	-----	5 819	-----	7 822
Temporary Energy Efficiency, \$:	-----	1 555	-----	1 929	-----	1 726	-----	1 572	-----	1 361	-----	1 829
GROSS AMOUNT, \$:	911 314	1 005 635	1 050 646	1 280 434	1 008 108	931 522	890 905	828 677	812 379	760 680	1 027 475	907 199
Special Discount 4.75%	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----
Kwh Tax (as of May 1, 2001), \$	-52 491	-52 491	-65 099	-65 099	-58 249	-58 249	-52 983	-52 983	-45 916	-45 916	-61 722	-61 722
GRAND NET COST, \$:	858 823	953 145	985 548	1 215 335	949 859	873 273	837 922	775 693	766 463	714 763	965 753	845 478
Difference in contract cost, \$:	-----	-94 322	-----	-229 787	-----	76 586	-----	62 229	-----	51 700	-----	120 275

TABLE Ib.-COMPARISON OF ELECTRICAL POWER USAGE AND COST BETWEEN OLD AND NEW CONTRACTS

Table 2. Electrical Cost Comparison Between Old and New Contracts for 2001

Year 2001	Old Contract \$	New Contract \$	Savings \$
January	877,106.86	807,431.00	69,675.86
February	791,469.85	745,825.25	45,644.60
March	929,532.93	853,699.66	75,833.27
April	1,039,325.82	951,728.27	87,597.55
May	1,005,416.25	926,278.83	79,137.42
June	730,106.55	755,090.79	(24,984.24)
July	858,822.73	953,144.66	(94,321.93)
August	985,547.69	1,215,334.91	(229,787.22)
September	949,859.14	873,272.89	76,586.25
October	837,921.85	775,693.18	62,228.67
November	766,462.98	714,763.45	51,699.53
December	965,752.95	845,477.70	120,275.25
Total Savings	\$319,585.01		

References

- [1] Q. T. Quach , L.F. Zala. Deregulation Impact in Negotiating a New Electrical Contract between NASA Glenn research Center at Lewis Field and FirstEnergy Corp.,Cleveland, Ohio. NASA/TM - 2002-211367, August 2002.

Available electronically at <http://gltrs.grc.nasa.gov/GLTRS>

Digitális szűrők tervezési és megvalósítási lehetőségei DSP-n modern módszerekkel

The Possibilities of Planning and Realization
of Digital Filters for DSP With Modern Methods

Serfőző Péter

Miskolci Egyetem, Automatizálási Tanszék

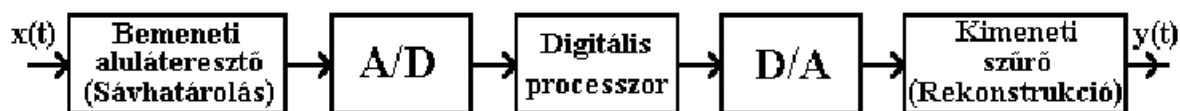
Abstract

The digital filtration is one of the most important field of DSP usage. Why do we use digital filters? Because the digital filtration has advantages and disadvantages, and it is better than the analogue filter. The disadvantage of using digital filters can be the planning and developping time. The developping can be so difficult. The digital filter developping has three methods which differ in the way as it is try to solve the problem. The first way the mathematical. We can develop digital filters with the help of MATLAB. The MATLAB is a mathematical software which has a toolbox for digital filter planning. The second way is the programmers way. We can use ANSI C based development tools. The third way is the engineers way. We can use visual application builder software for DSP developping. We have to connect only functional block components together with a point-and-click methods.

Key words: digital filters, DSP development tools

1.1. Bevezetés, a digitális szűrők előnyei és hátrányai

A DSP egyik legfontosabb felhasználási területe a digitális szűrés. A szűrést általában két alapvető esetben használjuk: jelek szétválasztására és helyreállítására. Szétválasztásra akkor van szükség, ha a hasznos jel nemkívánatos jelekkel (intermoduláció, zaj) vagy más hasznos, de az adott feladatban nem szükséges jelekkel együtt van jelen. (Például el kell különíteni a magzat szívhangjait az anya légzési- és szívhangjaitól). A helyreállítás akkor lehet követelmény, ha a jelünk sérült, torzult. (Például egy gyengébb minőségű készülékkel rögzített hangfelvétel vagy egy nem megfelelően fókuszált kamerával készített kép.) A szűrő lényegében egy olyan hálózat, amely a bemenőjel hullámalakját, frekvencia- és/vagy fázismenetét az adott feladatnak megfelelő módon megváltoztatja. A digitális szűrő egy elsőrendű vagy másodrendű diszkrét hálózat átviteli függvényét a megfelelő algoritmus segítségével egy adott hardver eszközre írt szoftverrel valósítja meg. Ha a kimenőjel állandó késleltetéssel folyamatosan követi a bemenőjelet, akkor real-time feldolgozásról beszélünk



4. ábra
Digitális szűrő blokkvázlata

A digitális szűrők előnyei:

- Tökéletesen lineáris fázismenetis megvalósítható.
- Nem érzékenyek a környezeti változásokra.
- Adaptív szűrési algoritmusok is megvalósíthatók.
- Több bemenőjelet is szűrhetünk a hardver sokszorozása nélkül.
- A jelet tárolhatjuk további felhasználáshoz.
- Az analóg szűrőknél sokkal nagyobb pontosság érhető el.
- Extrém alacsony frekvencián is használhatók.

A digitális szűrők használatának hátrányai a sebességhatár, a véges szóhosszból adódó problémák (pontosság) és a tervezési idő lehetnek.

1.2. A digitális szűrők típusai

A digitális szűrők két típusra oszthatók: véges impulzusválaszú FIR (Finite Impulse Response) és végtelen impulzusválaszú IIR (Infinite Impulse Response) szűrőkre. A két típus kimenőjelét meghatározó konvolúciós összeg az alábbi összefüggésekkel adható meg:

$$FIR: y_n = \sum_{k=0}^{N-1} w_k x_{n-k}; IIR: y_n = \sum_{k=0}^{\infty} c_k x_{n-k} = \sum_{k=0}^N a_k x_{n-k} - \sum_{k=1}^M b_k y_{n-k};$$

Ahol w_k , c_k , a_k és b_k a szűrőegyütthatók.

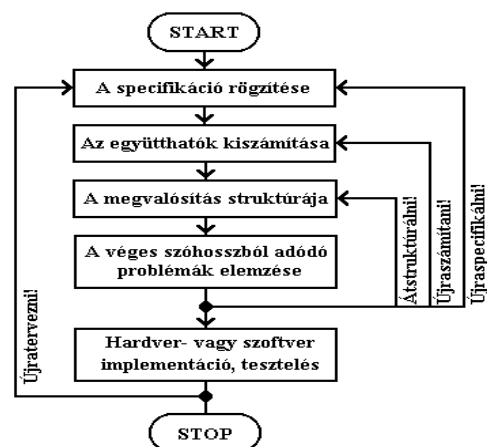
Milyen szűrőt alkalmazzunk?

Használjunk IIR szűrőt, ha egyedüli követelmény a meredek levágás, mert elliptikus karakterisztika használatával lényegesen kevesebb együtthatóval megvalósítható, mint FIR szűrővel. Alkalmazzunk FIR szűrőt minden olyan esetben, ha viszonylag kevés együtthatóval megvalósítható vagy ha a fázistorzítás nem megengedett. A FIR szűrők használatát indokolja az is, hogy az újabb fejlesztésű DSP processzorok architektúráját és utasításkészletét elsősorban a FIR szűrők minél könnyebb megvalósításához illesztették.

1.3. A digitális szűrők tervezésének menete

Miután eldöntöttük, hogy az adott feladatban FIR vagy IIR szűrőt fogunk-e használni, a konkrét tervezés során ugyanazokat a lépéseket kell végigjárnunk.

- Meghatározzuk a szűrővel kapcsolatos követelményeket.
- Kiszámítjuk a szűrőegyütthatókat.
- Eldöntjük, hogy a szűrő milyen struktúrával realizálható.
- Megvizsgáljuk, hogy a szűrő milyen pontosan teljesíti a specifikációt, illetve a véges szóhosszból fakadó hibák mekkora eltérést eredményeznek.
- Hardver- vagy szoftver megvalósítás.



5. ábra
Digitális szűrő készítés blokkvázlata

2. Digitális szűrő megvalósítás különböző módszerekkel

Alapvetően háromféle fejlesztési módszerről lesz szó. A háromféle módszer háromféle megközelítést jelent. Az első a matematikai, a második a programozói és a harmadik a mérnöki.

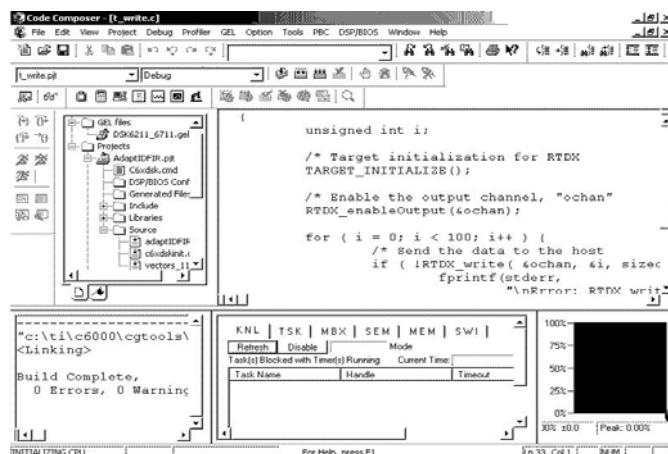
2.1. Matematikai megvalósítás

A MATLAB mátrixorientált algebrai programcsomag számos szűrőtervező segédprogramot (függvényt) tartalmaz, ezek felhasználásával, vagy újak írásával bármilyen digitális szűrő méretezése megoldható. Az adott szűrő realizálása valamilyen PC-n futtatott magasabb szintű programnyelven megírt algoritmussal (szimuláció), vagy DSP processzorral (real-time) történik. Ez a probléma matematikai jellegű megoldása. Előnye, hogy a PC-n kívül nem szükséges más eszköz hozzá, a fejlesztési stádium után a már kész és hibátlan programot futtathatjuk DSP-n is a megfelelő Matlab-DSP interfész segítségével.

2.2. Magas szintű programnyelvek

2.2.1. CodeComposerStudio (CCS)

A CCS a Texas Instrument (TI) saját DSP fejlesztő környezete. A fejlesztőeszköz nyelve C. Ez egy kényelmes fejlesztő környezet, ahol megírhatjuk a futtani kívánt programot C nyelven és a fejlesztő eszköz fordítja le a DSP saját assemblerére. Ez már real-time program lesz. A CCS számos előre megírt függvényeket tartalmazó header fájlt bocsájt a rendelkezésünkre, hogy az alap algoritmusok megírásának a terhet levegye a vállunkról, de a C programnyelvű környezet még számos más előnnyel is rendelkezik. Mindemellett a CCS nem csupán egy fordítóprogram, melynek segítségével a különböző assemblerek magtanulása nélkül írhatunk programot a kiválasztott TI DSP-re.



6. ábra

Code Composer Studio

Az assembly nyelven írott programok előnye, hogy az utasítások sorrendjét mi magunk állítjuk össze, így a program futtatási szempontjait szem előtt tartva mindig a legoptimálisabb megoldást válsztjuk ki. Ebben a magas szintű DSP fejlesztő eszközben a különböző kényelmi funkciók megtaláljuk a programunk optimális fordításához is a segítséget. A programunk DSP-n történő futtatása alatt figyelemmel kísérhetjük a DSP erőforrásait (kernel, memória, párhuzamosan feldolgozás alatt álló utasítások száma, stb.), így a nem megfelelő részeket változtatva tehetjük még hatékonyabbá, még gyorsabbá a programot. Így a CCS egy olyan magas szintű fejlesztő eszköz, mellyel bárki hatékonyan tud különböző DSP-ket programozni

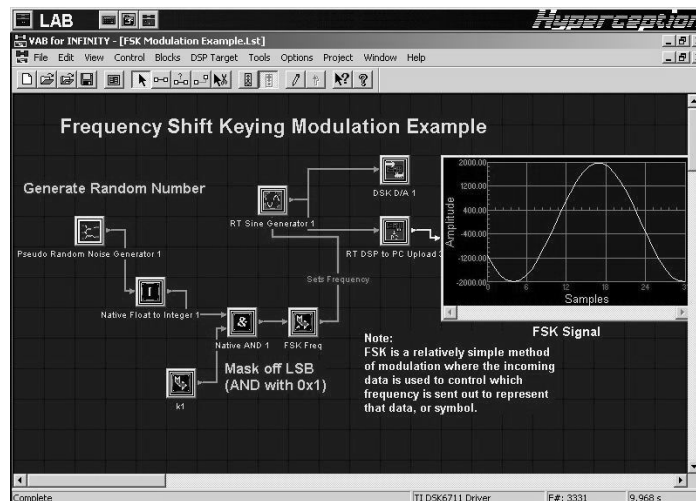
anélkül, hogy mindig új assemblert kellene megtanulni, illetve a már megírt assembly programot kellene átírni az új eszköz assembly nyelvére.

4. Táblázat Kézi assembly vs gépi assembly

Algorithm	Used in	Assembly Cycles	Assembly Time (microsec)	C Cycles (Rel 4.0)	C Time (microsec)	%Efficiency vs Hand Coded
Block Mean Square Error MSE of a 20 column image matrix	For motion compensation of image data	348	1,16	402	1,34	87%
Codebook Search	CELP based voice coders	977	3,26	961	3,20	100%
Vector Max 40 element vector	Search algorithms	61	0,20	59	0,20	100%
All-Zero FIR Filter 40 samples 10 coefficients	VSELP based voice coders	238	0,79	280	0,93	85%
Minimum Error Search Table Size = 2304	Search algorithms	185	3,95	1318	4,39	90%
IIR Filter 16 coefficients	Filter	43	0,14	38	0,13	100%

2.2.2. Visual Application Builder (VAB)

A harmadik eszköz egy vizuális alkalmazás fejlesztő eszköz, a Visual Application Builder (VAB). Ennek előnye, hogy nem kell egyetlen sort sem programoznunk. Egyszerű blokkok segítségével létrehozhatunk programokat, amit aztán a fejlesztő eszköz lefordít az adott DSP saját assemblerére. Az előnye a magas szintű programozási nyelvet használó fejlesztő környezettel szemben, hogy a CCS-nél programot írunk, tehát fel kell állítanunk egy absztrakt modellt a problémára, amit algoritmizálunk, és utána jön az implementáció. A VAB ezzel szemben egy vizuális fejlesztő környezet, ahol funkcionális blokkokat használunk, azokat kötjük össze egymással, és felparaméterezzük azokat a feladat kívánta módon. Így lényegében a programunk úgy fog kinézni, mint egy kapcsolási rajz, azzal a különbséggel, hogy a blokkok hierarchikusak, és a különböző hierarchia szintek közötti váltás csupán egy dupla kattintás a blokkra.



7. ábra
Visual Application Builder

Így a már meglévő funkcionális blokkok és az általunk létrehozott funkcionális blokkok építőelemként való felhasználásával egészen bonyolult programokat is írhatunk egészen egyszerűen anélkül, hogy meg kellene állnunk töprengeni egy gépelési hiba, vagy egy változó túlsordulása okán fellépő hiba miatt. A fejlesztő rendszer használatához nem szükséges programnyelvet tanulni, a fejlesztő eszköz által legyártott assembly program mégis real-time program lesz. Csakúgy mint a CCS-nél, itt is lehetőségünk van az erőforrások figyelésére a minnél hatékonyabb program-optimalizálás érdekében.

Konklúzió

Mint láhattuk, a DSP programozás manapság már nem az assembly programozás megtanulását jelenti mint régen, hiszen a fejlesztésre szánt mérnökórák nem olcsók, így a minnél gyorsabb és minnél egyszerűbb fejlesztő eszközök felé haladunk. Így nem csak gyorsan és hatékonyan fejlesztünk, de új eszközre (új hardverre) való áttérés esetén sem kell előlről kezdenünk az egész fejlesztési eljárást.

Szakirodalom

- [1] Gyimesi László: Digitális jelfeldolgozás, jegyzet, Széchenyi István Főiskola 1999
- [2] Smith, Steven W.: The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing, California Technical Publishig 1997.
- [3] Ifeachor, C. - Jervis, B. W. : Digital Signal Processing. A Practical Approach., Addison Wesley, 1993.
- [4] VAB For the TI DSK, Starter's Guide, Hyperception 2000.
- [5] Texas Instruments: Code Composer Studio - Digital Signal Processing Solutions, Texas Instruments 2001.

A kiserőművek helyzete és jövője

The Situation and Future of the Small Power Plants

Dr. Stróbl Alajos

Magyar Villamosenergia-ipari Rendszerirányító Rt.,
MAVIR Rt., Budapest

Abstract

Small power plant units take priority in the building programs in Hungary as well as in Europe and the World. They have several advantages over the big ones in liberalized electricity systems. They can be built faster, more economically, with less risk and require less authorization procedures. Their price decreases and the market offering is becoming greater. Many countries support them because they could save energy. Their efficiency has become very good especially in the cogenerations electricity supply. Bigger public buildings increasingly get fitted with these. Small power plant units are environment friendly and play a large role in the utilization of renewable energy sources.

A kiserőművek Magyarországon, Európában és szinte az egész Világon elsőbbséget élveznek az erőmű-létesítésben. A liberalizált villamosenergia-rendszerekben sok előnyük van a nagyobbakkal szemben. Gyorsabban építhetők, kisebb kockázattal, kevesebb engedélyezési eljárással és egyre gazdaságosabban. Az árak csökken, és a piaci kínálat egyre nagyobb. Sok helyen támogatják is fejlődésüket, mert energia megtakarítását jelenthetik. Hatásfokuk ma már nagyon jó, különösen a kapcsolt villamosenergia-ellátásban. Nagyobb középületekhez egyre gyakrabban építenek ilyen berendezéseket. A kiserőművek környezetkímélők és a megújuló energiaforrások hasznosításában is jelentős szerepet játszanak.

Helyzetkép

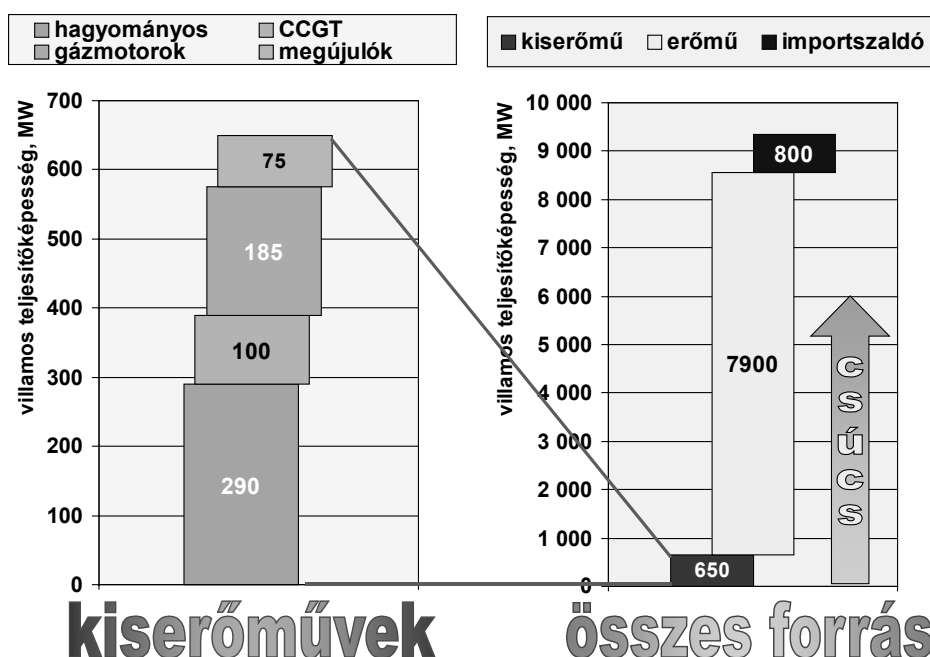
A magyar energetikai jogszabályok szerint kiserőműveknek tekintik az 50 MW-nál kisebb beépített villamos teljesítőképességgel rendelkező erőműveket. Mivel a jogszabályok csak a 0,1 MW-nál nagyobb erőművekre vonatkoznak, a 100 kW alatti erőműveket külön csoportban „törpeerőműveknek” lehet nevezni. Természetesen az egye telephelyen létesített erőműegység összes beépített teljesítőképességét tekintetbe kell venni e határoknál, tehát például egy helyen hat tíz megawattos egység már nem tekinthető kiserőműnek. Ez vonatkozik a bővítésekre, az átalakításokra is.

Hazánkban a kiserőműveknek az a legnagyobb előnyük, hogy nem kell engedélyt - építési, üzembe helyezési, működési, majd leállítási engedélyt - kérni az energetikai hatóságoktól, elég csak a szokásos helyi építési engedély, mint minden létesítménynél. Nem kell lakossági közmeghallgatás sem. A környezetvédők sem tiltakoznak, mint általában egy erőmű építésekor. Az országos sajtó sem foglalkozik velük - főleg nem elítélően.

Az elmúlt években ezért egyre inkább ilyen erőműveket építenek, és nagyon ritka lett a nagyerőmű-építési igyekezet. Ennek több oka is van. A széntüzelésű vagy nukleáris erőművek csak akkor építhetők meg gazdaságosan, ha azok nagyok. Olajerőművek nem épülnek, és a nagy vízerőműveket is nehéz elfogadtatni (lásd a Bős-Nagymaros Vízerőmű-rendszer helyzetét). Földgázra építenének - gyakran építenek is - nagyerőműveket, de ma már itt is nagy a piaci kockázat. A villamosenergia-igények nem nőnek jelentősen, a

csúcskihasználás egyre nagyobb, tehát a csúcsterhelések növekedési üteme kisebb, mint az energiaigényeké. Ilyen ütemhez gazdaságosabbnak látszik kisebb erőművekkel igazodni.

Magyarországon 2003 végén összesen mintegy 8500 MW beépített villamos teljesítőképességű erőműpark van, az évi csúcsterhelés pedig csak közelíti a 6000 MW-ot. Jelentős a villamos energia behozatalának és kivitelének a különbsége is, tehát az importszaldó. A liberalizáció beindulásával nyáron a csúcsidei importszaldó néha meghaladta az 1000 MW-ot, és a téli időszakban is legalább 800 MW-tal lehet számolni (1. ábra). Ilyen körülmények között nem is kellene új erőműveket építeni. Mégis kell, mert a meglévő erőműpark többségében régi egységekből áll, üzemük gazdaságtalan, sokszor megbízhatatlan - rossz az üzemkésztségük - és környezetvédelmi okokból elfogadhatatlanok. Hamarosan 800-1000 MW le is fog állni, főleg a régebbi széntüzelésűek. Az igények évente 1-3%-kal növekednek. Átlagban 2%/évvel számolunk a jövőben, de tartósan hideg tél és hosszú forró nyár esetén - mint idén - sokkal nagyobb az igénynövekedés.



1. ábra

Erőművek 2003 végén Magyarországon

Hazánkban idén már mintegy 600-650 MW kiserőmű működik. Számuk napról napra növekedik, ezért nehéz pontos értéket megadni. Sok a régi, hagyományos körfolyamatú közüzemi és ipari erőmű, melyek száma már nem növekedik, inkább csökken. Az ipar is áttért a korszerűbb, összetett körfolyamatú, gáz- és gőzturbinás erőművek (CCGT) építésére. Ezek természetesen hőt is adnak, és a hatásfokuk nagyon jó. Földgázzal az üzemük nagyon gazdaságos, olajjal már kevésbé, ezért lekötik a gázt. Már három ilyen ipari, földgáztüzelésű egység működik Magyarországon.

A legnagyobb fejlődés a *gázmotoros kapcsolt energiatermelésben* mutatkozik. A 0,5-5 MW közötti egységekkel igen gyorsan korszerűsíteni lehet a helyi távhőrendszerek forrásoldalát. Ma már mintegy száz helyen működik vagy épül ilyen erőmű, és együttes villamos teljesítőképességük közelíti a 200 MW-hoz. Fejlődésüket a támogatások is segítik. A földgázt olcsóbban kapják, mint a nagyfogyasztók a lakossági hőellátás miatt, a termelt villanyt viszont drágábban veszi át a helyi áramszolgáltató az átlagos nagykereskedelmi árnál. A különbséget persze a privatizált áramszolgáltatók az államtól bevasalják. Sajnos a támogatás odáig ment, hogy már a legnagyobb vidéki nagyvárosokban (mint például Miskolcon vagy

Győrben) is gázmotorok épülnek és nem nagy kapcsolt termelésű CCGT-egységek (mint pl. Budapest kerületeiben vagy Debrecenben). A gázmotoros kiserőművek elsősorban a kisebb települések hőellátásaihoz illeszkednek jól, nagy hőkörzetekben jobbnak látszik a gázturbinás, nagyerőműves megoldás - csak azt nem támogatják mondván, hogy az egyébként is gazdaságos (lásd. Kelenföld, Újpest, Kispest és Debrecen példáját). Kötelező átvétel és jelentős támogatás nélkül azonban a bankok kevésbé kedvezményes hitelt nyújtanak csak, ezért a beruházók is elsősorban a kiserőműveket kedvelik.

A kiserőművek másik szerepe a megújuló energiaforrások jobb hasznosításában jelentkezne. Itt még nagyobb ugyan a támogatás - építési segítség, nagyobb áron kötelező átvétel - mint a kapcsolt termelésnél, az adottságok azonban nem olyan kedvezők. Az ország földrajzi helyzetéből adódóan, mindössze 48 MW-ot kitevő *vízérőmű-parkunk* van, és nagy fejlődésre nem lehet számítani. Az egyetlen - fővárosi - hulladékégető erőmű hivatalosan egyelőre nem számít a megújuló forrással működő erőművek közé, mert a „megújuló” szemetet nem szelektív gyűjtik és hasznosítják, tehát azt is elégetik, ami egyébként újból hasznosítható lenne. Persze hamar bevezethetik a szelektív gyűjtést, és a 24 MW-os erőmű is besorol a támogatott típusok közé. Egyelőre új hulladékégető erőmű nem épül, de az évtized végére már szükség lenne rá.

A *szélérőművek* ma a legnépszerűbbek a világon. Németországban ma már 12-13 GW szélérőmű-park működik, és sok szélkerék forog Ausztriában is. A Kárpát-medence közepén egyelőre négy szélérőmű működik: egy 250 kW-os a Tési-fensíkon, egy 650 kW-os a Duna partján (Kulcs) és két 650 kW-os a Kis-Alföldön (Mosonszolnok). Ezek az erőművek a sorozatgyártás miatt egyre olcsóbbak, gyorsan felszerelhetők. Egy hátrányuk van, termelésük a széljárástól függ. Nincs tengerünk, tengerpartunk, nincsenek magas hegyeink, így az átlagos szélenergia-kínálat jóval kisebb, mint Európa legtöbb részén. Bizonyára sok szélérőmű épül azonban majd hazánkban, akár 100-200 MW is lehet - igencsak megnehezítve a rendszerszabályozási feladatainkat.

A *geotermális* (vagy geotermikus), az újabban magyarul földhőnek nevezett energia nehezen áll a villamosenergia-ipar szolgálatába, de fűtésre, melegvízként sok helyen használják. A napenergia-hasznosításban is elsősorban a napkollektorok terjednek, a napelemek kevésbé. Az olcsó földgáz ma még nem kedvez a terjedésnek.

Marad tehát a *biomassza*, mint megújuló energiaforrás. Elsősorban természetesen a fa, mint legtöbb helyen manapság a világon. Nagy erdőgazdaságaink fakitermelése meghatározó, és ezt a fát eddig is felhasználták, például a bútoriparban, a farostlemez-gyártáshoz. Mivel az Európai Unió azt kívánja tőlünk, hogy évtizedünk végéig a hazai villamosenergia-termelésnek legalább 3,6%-a származzon megújuló forrásokból (ma 0,5% ez az arány), a terveinkben fatüzelésű erőművek is szerepelnek. Ezek nem új erőművek, hanem a leállításra készített régebbi erőművek egy-egy kazánját átépítik fatüzelésre, és az erőmű többi része (épület, gépház, turbinák, generátorok, villamos berendezések, hűtőrendszerek, vízelőkészítők stb.) megmaradhat. Három helyen az országban így marad meg két 30 MW-os és egy 50 MW-os gépegység. Három térség faállományát három helyen hamarosan - 2005-től - így hasznosítjuk.

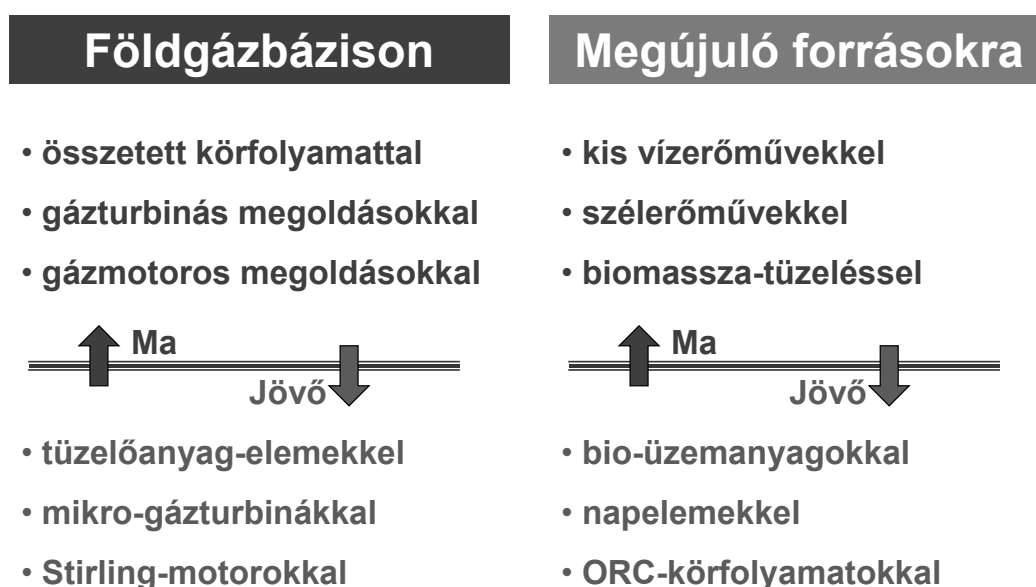
Gyakran felvetik, hogy a kiserőművek drágák, hiszen a fajlagos költség általában növekedik a teljesítőképesség csökkenésekor. Általában igen, azonos típusnál. Itt azonban új típusokról van szó, amelyeket új elvek szerint szerkesztettek. A fő előny azonban az, hogy az összkiadás nem olyan nagy. Gondoljuk meg, hogy például két korszerű atomerőmű-egységgel kellene helyettesíteni egy meglévő atomerőművet. A fajlagos költség itt 2000 €/kW körül van, két korszerű nagyblokk tehát mintegy 5 Mrd €-ba kerülne (kb. 1300 Mrd Ft-ba). Ki fog, melyik magántársaság ilyen befektetői kalandra vállalkozni a liberalizált világban? Inkább építenek

évente mintegy 100 MW-ot kitevő kiserőműveket kb. 800 €/kW-ért, mert ez évente „csak” 80 M €-ba (kb. 21 Mrd Ft-ba) kerül, és sokkal kisebb a kockázata.

Természetesen a kiserőművek nem pótolják a nagyokat. Kedvező esetben a kiserőművi arány elérheti a 20-25%-ot egy villamosenergia-rendszerben (szabályozási zónában), de ennél nagyobb nem várható.

Jövőkép

Látva a gazdasági lehetőségeket, a piaci igényeket nagyon sok fejlesztő nekilátott a kiserőművek technológiáinak a fejlesztéséhez. Van egy hagyományos gázturbinás, gázmotoros vonal, és van egy jövőben mutató egyéb fejlesztési irányzat (pl. tüzelőanyag-elemek, napelemek stb.). Az előbbi vonalon haladva hamarabb eredményt lehet remélni, míg hosszabb távon az új technológiák a reményt keltők. A jövőkép a jelenből indul és két ága van (2. ábra): földgázbázis és megújulók (továbbfejlesztések és új technológiák).



2. ábra

A jövő útjai a kiserőmű-fejlesztésben

A gázturbinás technológiát kicsiben is fejlesztik. Új alapokra helyezve megjelentek az 1 MW-nál kisebb típusok is, sőt, már a mikro-gázturbinákat, a 100 kW-os nagyságrendűeket is sorozatban tudják értékesíteni. Középületekhez, irodaházakhoz, éttermekhez és egyéb helyi felhasználáshoz még kisebb, kapcsolt termelésű, földgáztüzelésű gázturbinákat kínálnak. Ilyen például a Capstone-gyár 30 kW-os egysége 800 \$/kW körüli áron kapható, és ebből már nagyon sokat eladtak. A közeli jövőben a fajlagos ára már 400 \$/kW-ra csökkenhet, a hatásfoka pedig 35%-ot is eléri - kapcsolt termelés nélkül -, így tisztán villamosenergia-termeléssel a villamos energia földgázbázison 42-52 \$/MWh-ba kerülhet, ami a fogyasztónál nagyon kedvező érték.

A legnépszerűbbek ma a gázmotorok, így a gyárak sorozataikkal széles kínálatot adnak a vevőknek. A hatásfok már 45% körül van - szemben például a magyar nagyerőművek 35-37%-os hatásfokával - és a fajlagos kibocsátások is nagyon kedvezőek. Természetesen kapcsolt termeléshez használják őket elsősorban, és megoldották az égéshő hasznosítását is, tehát a kiáramló gázok páratartalmát is hasznosítják. Ezzel a megoldással a hatásfok (az alsó fűtőértékre számítva) jóval 95% fölé kerülhet, míg a hazai nagy gázturbinás kapcsolt termelésekkel évi átlagban még a 80%-ot sem érik el.

A motorteknika területén is vannak újdonságok. Az egyik ilyen az ún. *izomotor* megjelenése, amelynél sikerült vízbepermetézéssel elérni az izotermikus kompressziót, tehát a körfolyamat hatásfoka tovább javult. Kapcsolt energiatermelés nélkül is elérhető az 55-60%, és kapcsolt energiatermelés használatakor nagyon jó energiagazdálkodási mutatószám (a kiadott villamos energia és a kiadott hőenergia hányadosa) érhető el.

Fejlesztik továbbá a kis teljesítményigényekhez a régóta ismert, külső égésű motorokat, az ún. *Stirling-motorokat* is. Ezek a szabaddugattyús megoldások nagyon sokféle hőforrással működtethetők (pl. napenergia, olcsó gázok eltüzelése, biomassza használata stb.). Gondot jelent még a szabályozás megoldása, de várható itt is hamarosan a piaci elterjedés.

Mindenütt lehet már hallani a *tüzelőanyag-elemek* (üzemanyag-cellák) terjedéséről. A 200 kW-os tartományban a kisebb hőmérsékletű egységeket ma már lehet kapni a piacon, de hamarosan megjelennek a nagyhőmérsékletű típusok (SOFC, MCFC) is.

Természetesen a *szélerőművek* legújabb típusai, a *napelemek* legújabb fejlesztései szintén jól használhatók az adott helyen villamos energia termelésére. Elsősorban a tárolási gondokat kell megoldani, vagy egyéb átalakításra kell gondolni (pl. hidrogén előállítására a jövő üzemanyagaként). A szélerőművek fajlagos beruházási költsége a szárazföldön 750-850 \$/kW-ra tehető, a karbantartási és üzemeltetési költség 1,5%-ra, így a termelési egységköltség kizárólag a kihasználástól függ. Németországban a rendelkezésre állást 15%-ra teszik, amikor a nagy szélerőmű-parkot tekintetbe veszik (valahol biztosan fúj a szél), nálunk ez 5-10%-ra tehető, hiszen gyakori a szélcsend - különösen hideg, ködös, sötét napokon, amikor pedig a legtöbb villamos energiára van szükség. A napelemes erőművek kihasználása még kisebb, beruházásuk még több (kedvező esetben 2000 \$/kW lehet), így a termelt villamos energia egységköltsége sem lehet 100 \$/MWh-nál kisebb. Az adottságaink itt azonban kedvezőbbek, mint a szélerőműveknél.

Üzemanyagcellák gépjárművek számára

Fuel Cells for Automobiles

Dr. Szabó Loránd¹, Dr. Szabó Gabriella Stefánia²

¹ Kolozsvári Műszaki Egyetem, Románia

² Babeş-Bolyai Tudományegyetem, Kolozsvár, Románia

Abstract

In the near future new automobile emissions regulations, more volatile global energy markets and increased economic competition in the international automobile market. Therefore both government and industry are making great strides in developing new technologies for fuel-efficient and low-emission advanced vehicles. In this paper the major competitors of the classical internal combustion engine vehicles (the electric, the hybrid and the fuel cell vehicles) are presented. The study is focused on the PEM (Proton Exchange Membrane) fuel cells, the mostly used in automotive applications

Bevezetés

A világ energiafogyasztása évről évre nő. Ha a fejlődő világ növekvő energia szükségleteit a fejlett ipari országok igényeinek mai szintjén akarnák kielégíteni, akkor a világ olajtermelését meg kellene háromszorozni, még ha a fejlett ipari országok fogyasztásában nem is tételeznénk fel semmiféle növekedést. Viszont jóval a fosszilis tüzelőanyagok teljes kifogyása előtt a használatukkal járó környezeti és egészségügyi terhek egy tisztább energiarendszer felé kényszeríthetnek bennünket [1].

A fosszilis tüzelőanyagok égetése és a robbanómotorok gázkibocsátása a légszennyezés fő forrásai, valamint a víz és a talaj minőségromlásának egyik vezető okai. A szennyezés-szabályozás az utóbbi évtizedekben a legtöbb ipari országban javította a levegő minőségét, viszont a fejlődő világ országaiban a növekvő szénfogyasztás miatt a levegő minősége igencsak romlott. Így összesítve a Föld levegőminősége erőteljesen tovább romlik.

Mindezek miatt az ún. alternatív energiaforrások (szél-, napenergia, stb.) felhasználása, az elektromos- vagy hibrid gépkocsik elterjedése kiemelkedő szerepet játszhat századunk új energiarendszerének kialakulásában, életminőségünk javulásában.

Az ez irányú kutatási irányvonalak sokaságából itt csak egyet foglalkozunk részletesebben, a gépjárművek számára alkalmazható üzemanyagcellákkal.

Új tendenciák a gépjárművek meghajtásában

A gépkocsi-közlekedés félelmetes dimenziókat ért el: 2030-ra előreláthatólag 2,3 milliárd autó fog Földünk útjain közlekedni [2]. Jelenleg az Egyesült Államokban, a világ "legmotorizáltabb" országában közel 900 gépkocsi jut ezer lakosra [3]! Emiatt a gépkocsik bármilyen minőségi javítása nagyon nagy horderejű az egész emberiségre nézve.

A következő évtizedekben az egyik legjelentősebb változást a közlekedésben valószínűsíthetően a robbanómotorok területvesztése és az elektromos meghajtású gépjárművek térhódítása fogja okozni [4]. Gyakorlatilag négy autótípus járhatja majd

századunkban az utakat: a klasszikus belsőégésű motorral rendelkező, az elektromos gépkocsi, a hibrid meghajtású autó és az üzemanyagcellás gépkocsi.

Az ez irányú kutatásokat valamennyi fejlett ország kormánya támogatja. Az autógyártók is óriási összegeket fektetnek a jövő gépkocsijának kifejlesztésére. Azonban az autóipar fő mozgatórugója a fogyasztói kereslet marad: amennyiben a felhasználók hajlandók lesznek többet áldozni olyan gépkocsira, amelyik kevesebbet fogyaszt és kisebb a károsanyag kibocsátása, akkor egészen biztosan felgyorsulnak az autógyárak ez irányú fejlesztései.

A belsőégésű motorokat még túl korai lenne leírni, mivel még nem érték el hatásfokuknak a maximumát. Katalizátor beépítése, a számítógép vezérelte közvetlen benzinbefecskendezés (*GDI - Gasoline Direct Injection*), valamint a "tisztább" üzemanyagok kifejlesztése számottevően csökkentette levegőszennyeződésüket. Sok más apró újítás, javítás magán a motoron, az áttételeken és az autó többi alkatrészén kis mértékben (pár százalékkal) mind hozzájárult a fogyasztás, és ez által a légszennyezés csökkentéséhez.

Több kutatóközpontban foglalkoznak hidrogéntüzelésű motorok hajtotta gépkocsikkal. Ezek fő előnye, hogy csak vízgőzt bocsátanak ki. Az összes üzemanyag közül a hidrogénnek a legnagyobb a fajlagos energiatartalma (120,7 kJ/g), és emiatt sokan a hidrogénben látják az emberiség megszabadulását a kőolajfüggőségtől és a légszennyezéstől.

A szükséges hidrogént leggyakrabban a víz elektrolízisével állítják elő, ehhez pedig villamos energiára van szükség. Bár a korszerű berendezésekben a befektetett energia 80 százaléka a víz szétbontására fordítódik, a teljes - az elektromos áram termeléséhez szükséges, a primer energiából kiinduló - folyamatnak a hatásfoka csupán 25 százalékot tesz ki.

Hidrogén ma legolcsóbban földgázból nyerhető, mivel e folyamatnak az összhatásfoka nagyobb lehet, mint a vízbontásé [5]. A hidrogénüzemű belsőégésű motor energetikailag és a globális éghajlatváltozás szempontjából akkor a legelőnyösebb, ha a hidrogént megújuló energiaforrásból állítjuk elő: vízből, napenergiából származó villamos energiával, vagy biológiai reaktorokban baktériumok és algák közreműködésével termelve.

Azonban olcsó és nagy mennyiségű hidrogén egyelőre nem áll rendelkezésünkre. Továbbá hiányzik a hidrogén elosztási hálózata is. Mindezeket figyelembe véve megállapíthatjuk, hogy a hidrogénüzemű autó sikere elsősorban a hidrogén gyártásának és tárolásának módjától és az elosztási rendszer infrastruktúrája kiépítésének ütemétől függ [2]. A szakértők becslése szerint a hidrogén töltőállomások infrastruktúrájának kiépítése meghaladhatja a 40 milliárd dollárt [5]!

Mindezek miatt biztosra vehető, hogy a belsőégésű motor hajtotta gépkocsik nem fognak eltűnni a közeli jövőben az utakról, számottevő térvessztésük csak a távoli jövőben valósulhat meg. Mindezek ellenére hatalmas erővel folynak a kutatások másféle meghajtást biztosítani a gépkocsiknak. A belsőégésű motorok lecserélését egyébként a politika is igyekszik ösztönözni, hiszen az olajtól való függés megszüntetése alapvető nemzetbiztonsági érdek is egyben [4].

Az egyik alternatív megoldás az elektromos autó. Ezt villanymotor hajtja, amelynek hatásfoka jóval magasabb, mint a belsőégésű motoroké. Fő előnye emellett, hogy semmilyen károsanyagot nem bocsát ki működésekor.

Az 1970-es évek kőolajválsága hatására élénkültek fel a kísérletezések az elektromos autóval. A kutatók megpróbálták csökkenteni az elektromos autóknak azt a hátrányát, hogy a meghajtásukhoz szükséges akkumulátorok terjedelmesek és súlyosak, valamint csak hosszú idő alatt tölthetők újra. Egyszeri töltéssel kevesebb mint 200 km megtételére képesek csak, míg egy belsőégésű motorral meghajtott személyautó két tankolás között akár több mint 600 kilométert is tud haladni. Ahhoz, hogy egyszeri feltöltéssel megtehető távolságot növelni

lehesse, nagyobb és nehezebb akkumulátorokra van szükség, ami megnöveli a gépkocsi súlyát, csökkenti hatásfokát és az utasok kényelmi szintjét. Az akkumulátorok drágák és emiatt az elektromos gépkocsik ára is számottevő. Nyilvánvaló, hogy az elektromos gépkocsik elterjedésének a kulcsa az akkumulátorok fejlesztése. Az ideális tápforrás nagy kapacitású, gyorsan feltölthető, kicsi és könnyű kell legyen, és természetesen az ára is legyen alacsony. Az új, és ma még nagyon drága akkumulátorok (mint a nikkel-fémhibrid, vagy a lítium ionos) használata is csak 30-50 százalékkal növelné a hatósugarat. Elterjedésüket az is akadályozza, hogy nincs még kiépített infrastrukturális bázisuk (töltőállomások, akkumulátor cseretelepek, stb.).

Jóval nagyobb reményekkel kecsegtetnek a hibrid gépjárművek, amelyek keverik a hagyományos és az elektromos meghajtást (van bennük egy-egy belsőégésű- és villanymotor). A nagy erő kifejtésre a benzines motort, hosszú forgalmi dugókban várakozáskor pedig az elektromos motort használják. Így a bennük lévő belsőégésű motor állandóan a kedvező hatásfokú fordulatszám-tartományban működik és ezáltal, különösen a városi közlekedésben, jelentősen csökken az üzemanyag fogyasztás és a károsanyag-kibocsátás.

Az erőátvitel módja szerint a hibrid autók többféle változatával kísérleteznek. A soros hibrid gépkocsiban a benzínmotor csak az akkumulátort tölti a vele összekapcsolt generátor segítségével, a kocsit kizárólag az elektromos meghajtás mozgatja. A másik, a párhuzamos, megoldás szerint hol az egyik, hol a másik motor hajtja a járművet, mindig a kiválasztva a legmegfelelőbb hajtásmódot az adott közlekedési viszonyoknak.

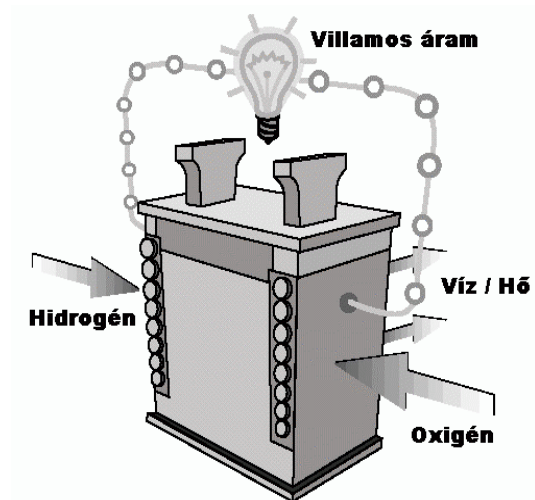
A hibrid gépkocsik előnye leginkább a zsúfolt nagyvárosokban érezhető, ahol a közlekedési dugók eszméletlen pocsékolást eredményeznek, mind idő, energia és egészségünk tekintetében. Az álló (illetve igen lassan haladó) gépkocsik elektromos hajtását a szakemberek az egyik legbriliánsabb ötletnek tartják, amit valaha is kitaláltak a légszennyezettség visszaszorítása terén [3].

Emiatt nem véletlen, hogy a hibrid meghajtású gépkocsikat már sorozatban is gyártják. Ezek a gépkocsik drágábbak, mint hasonló teljesítményű társaik, mivel a hajtóműrendszer kiegészítő elemeit szintén bele kell építeni a hagyományos kocsiba. Ez megnöveli a gyártás költségeit, és persze a kicsi eladási árát is. Ám kényelemben, felszereltségben meghaladják a hagyományos gépkocsik szintjét. Arról nem is beszélve, hogy kevesebbet fogyasztanak és környezetkímélőbbek.

Az üzemanyagcellás gépkocsik

Másik ígéretes alternatív megoldásnak az üzemanyagcellás gépkocsik tűnnek. Az üzemanyagcellák (*fuel cells*) az elemekhez hasonlóan vegyi reakciókkal közvetlenül elektromosságot állítanak elő, azzal a különbséggel, hogy míg az elemeket kifogytuk után el kell dobni, az üzemanyagcella mindaddig üzemel, amíg üzemanyagot (hidrogén, metanol, földgáz, stb.) töltünk bele.

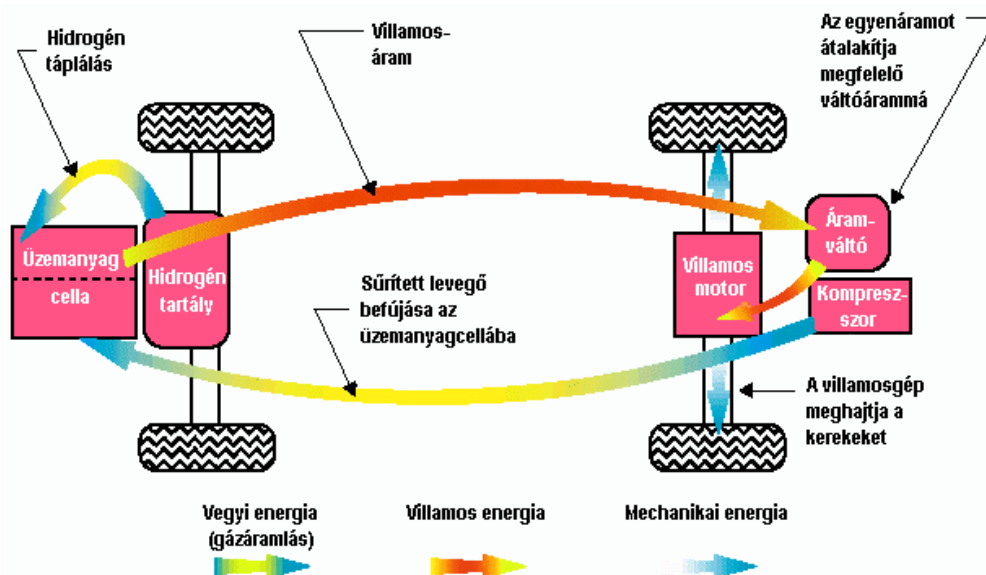
Az üzemanyagcella legegyszerűbb változata (1. ábra) két elektródából áll, egy elektrolit köré szendvicsszerűen préselve. Az anódon hidrogén, míg a katódon oxigén halad át. A katalizátor segítségével a hidrogénmolekulák protonokra és elektronokra bomlanak. A protonok keresztuláramlanak az elektroliton. Az elektronok áramlása mielőtt elérné a katódot, felhasználható elektromos fogyasztók által. A katódra érkező elektronok a katalizátor segítségével egyesülnek a protonokkal és az oxigénmolekulákkal, vizet hozva létre. A folyamat során hő is termelődik [7].



1. ábra
Az üzemanyagcella vázlata

Ahhoz, hogy ezt munkára fogjuk, ki kell alakítani egy berendezést, amely a készülék működéséhez szükséges feltételeket biztosítja, valamint a készülék által kibocsátott hő- és villamos energiát a szükséges formára átalakítja, a keletkezett égéstermékeket elvezeti. A szerkezet működését elektronikus vezérlőberendezés felügyeli, a benne zajló folyamatokat szabályozza, és az esetleges hibás működést kijelezi.

Az üzemanyagcellás gépkocsi főbb alkatrészeit a 2. ábrán láthatjuk. A cella által termelt egyenáramot egy áramváltó alakítja megfelelő paraméterű váltóárammá. Az üzemanyagcellának szükséges levegőt egy turbokompresszor biztosítja [8].



2. ábra
Az üzemanyagcellás gépkocsi főbb alkotóelemeinek vázlata [8]

Mivel az üzemanyagcella nem égésen alapul, hanem elektrokémiai reakción, az emissziója mindig jóval kisebb lesz, mint a legtisztább égési folyamatoknak. Mindemellett működése

alacsony üzemi hőmérsékletű (60-80 °C) és viszonylag nagy hatásfokú (40-50%, de akár 60% is lehet, ami sokkal nagyobb a belsőégésű motorok 20% körüli hatásfokánál). Részletesebb leírása a következő fejezetben található.

Az üzemanyagcellában nagy hatásfokkal "hidegen elégetett" hidrogén végterméke a villamos energia, ami a gépkocsi villanymotorjának meghajtására szolgál.

A klasszikus villamos autóval szemben tehát ebben az esetben a villanymotort nem akkumulátorból származó árammal táplálják, hanem az áramot magában a gépkocsiban állítják elő. E folyamatban, mivel alacsony hőmérsékleten zajlik le, csak kevés károsanyag keletkezik, a cella hangtalanul üzemel, s több cellából mindig az éppen szükséges teljesítményű "erőmű" rakható össze [5].

Az üzemanyagcellák táplálhatók közvetlenül hidrogénnel, vagy üzemanyag-feldolgozót (*reformer*) közbeiktatva bármely szénhidrogén tüzelőanyaggal, a földgáztól kezdve a metanolon át a gázolajig [9]. A hidrogén üzemanyagként való alkalmazásának nehézségeit az előzőekben ismertettük. A közvetlenül hidrogén táplálta üzemanyagcella előnyei a jóval egyszerűbb felépítés, nincs károsanyag kibocsátása, és gyorsan reagál a gépkocsi menetviszonyainak változására.

A metanol könnyen szállítható, a hagyományos benzinkutaknál - a kutak bizonyos módosítása után - tankolható, biológiailag leépül és minden fosszilis energiahordozóból (szénből, földgázból, kőolajból), illetőleg minden organikus nyersanyagból létrehozható. Metanol oxidációján alapuló cellát már ki is próbáltak többféle gépkocsiban, ám még nem teljesen felel meg a célnak, mivel egyelőre "túlsúlyos".

A benzinnel működő üzemanyagcella fejlesztése ugyancsak napirenden van. Addig azonban, amíg az ilyen cella mindennapi használatra is alkalmassá válik, még sok műszaki akadályt kell leküzdeni. Különösen a benzin átalakítása okoz problémát, mert ahhoz nagy hőmérsékletre és bonyolult rendszerekre van szükség. Ez pedig csökkenti a meghajtórendszer hatásfokát és növeli a káros anyagok kibocsátását. Egyelőre teljesen nyitott a kérdés, hogy a benzinüzemű üzemanyagcella előnyösebb-e, mint a hagyományos belsőégésű motor. Az azonban bizonyos, hogy ezen az úton a kőolajtól való függetlenség nem érhető el [5].

Mindezt figyelembe véve egyes szakértők úgy találják, hogy a jövő üzemanyagcellás autója kizárólag csak olyan lehet, amelyet közvetlenül táplálnak üzemanyaggal (azaz nem hidrogén táplálta) [10]. Természetesen a siker kulcsa a felhasználható üzemanyagcellák teljesítőképességének és élettartamának növekedése, és árának radikális csökkenése.

Érdekes összehasonlítani az üzemanyagcellás gépkocsik és a hagyományos belsőégésű motoros autók fajlagos üzemanyag fogyasztását, a teljes energialáncot véve figyelembe a kitermeléstől a gépkocsiban elfogyasztott benzinig (*well to wheel*). A benzinnel táplált üzemanyagcellás gépkocsik fajlagos üzemanyag fogyasztása 5,31 l/100 km benzin egyenérték, míg a közvetlen hidrogén táplálta üzemanyagcellásoké valamivel kisebb, 4,68 l/100 km, azaz közel a fele a hagyományos gépkocsikénál (9,37 l/100 km) [9].

A világ szinte mindegyik nagy autógyártója kísérletezik üzemanyagcellás gépkocsikkal. A sikeres kísérletek egyik legjobb példája az egyik legnagyobb gépkocsigyártónak, a DaimlerChryslernek a nevéhez fűződik. A kilencvenes évek elejétől dolgoznak ezen a megoldáson. A NECAR-1 (*New Electric Car* - Új Elektromos Autó) kísérleti gépkocsi, mint "guruló laboratórium" már 1994-ben bebizonyította, hogy az elképzelés megvalósítható [11]. A NECAR-2 1996-ban, a NECAR-3 1997-ben, a NECAR-4 1999-ben és a NECAR-5 2000-ben lépésről lépésre vezetett a sorozatgyártás felé [2]. A két legutolsó típus a Mercedes-Benz A-osztályos autóján alapul, és 90 mérföld/órás (145 km/óra) sebességre képes. Egy feltöltéssel 450 km-t tud megtenni. A mérnököknek sikerült a padlózatra beszáfolni az

üzemanyagcellát, lehetővé téve így öt utas szállítását és tágas raktér kialakítását. Ezt a technikai bravúrt a szakemberek ahhoz hasonlítják, amikor a számítástechnikában a tranzisztorokat mikrochipek váltották fel. Eddig az üzemanyagcellák nagy terjedelme miatt csak nagyobb méretű gépkocsikba (például buszokba) próbálkozhattak beépíteni őket. A NECAR 4-et folyékony hidrogénnel üzemeltetik, míg újabb változatát, a NECAR 5-öt metanollal. Mindkét esetben az üzemanyagot a gépkocsi hátuljában tárolják, és egy protoncsere membrános üzemanyagcellán (lásd részletesebben a következő fejezetben) vezetik át. Az üzemanyagcella a hagyományos járművek hatótávolságát és az elektromos járművek károsanyag-mentességét biztosítja. Utántöltése gyors, nem úgy, mint az elektromos autóké. Mivel csak néhány mozgó alkatrészt tartalmaz, olyan csendes, akár az elektromos autók. A technikai siker titka az, hogy a Mercedes cég már rég ráértett arra, hogy e területen csak az üzemanyagcellák nagyméretű fejlesztése által várható számottevő eredmény. Emiatt partnerségi kapcsolatot alakított ki és igen jelentős összegeket fektetett egy kis kanadai vállalatba, a Ballard Power Corporationba, amely az élen jár a hidrogénüzemű üzemanyagcella gyártásában és fejlesztésében. A méretbeli problémák megoldásával és a versenyképes teljesítmény elérése után már csak az ár csökkentésére kell koncentrálniuk a mérnököknek. Az előrejelzések szerint a gépkocsikban használható üzemanyagcellák fajlagos ára 2010-ben 45 \$/kW, amit 2015-re le fognak szorítani 30 \$/kW-ra [12].

Ugyancsak e két cég közreműködésével valósítják meg az európai üzemanyagcellás buszok programját (*European Fuel Cell Bus Project*), aminek keretében földrészünk 10 jelentős városában 2003 végéig működésbe helyeznek 30 darab 205 kW-os Mercedes-Benz Citaro típusú hidrogén táplálta üzemanyagcellás autóbust [13].

Az Egyesült Államok legnagyobb államában, Kaliforniában kiemelt figyelmet szentelnek az üzemanyagcellás gépkocsik fejlesztésére. Több éve fut a *California Fuel Cell Partnership* (CaFCP) nevű program, amiben vezető gépkocsi- és üzemanyagcella-gyártók, állami intézmények és egyetemi kutatóközpontok vesznek részt. A fő cél minél több üzemanyagcellás gépkocsit megalkotni és a mindennapos valós körülmények között tesztelni. 2003-ban 60 ilyen jármű járja minden nap az állam útjait.

Az üzemanyagcellás gépkocsik rekordjaitól hangos a sajtó. Egy NECAR típusú autó volt az első üzemanyagcellás gépkocsi, amely először szelte át az Egyesült Államokat San Franciscótól Washingtonig. 15 nap alatt tette meg az 5251 kilométeres távolságot [14].

Természetesen az üzemanyagcellás autók fejlesztésében a japánok sem maradnak le vetélytársaik mögött. A Honda, Mazda és a Toyota után a Nissan is bejelentette, hogy energiacellás szériamodellt dob a piacra.

A Honda FCX sorozatú hidrogén táplálta üzemanyagcellás gépkocsijait 1999 óta tesztelik. A legfrissebb prototípusba 85 kW-os sűrített hidrogénnel táplált protoncserélő membránú üzemanyagcellát építettek bele. Maximális sebessége 150 km/h és két feltöltés között 355 kilométert tud megtenni. A Mazda a Premacy típusú autójával tört be erre a még csak kialakulófélben levő piacra. A 75 kW-os gépkocsi energiaellátását szintén a Ballard metanol-üzemű üzemanyagcellái biztosítják.

A Nissan is partnerségi kapcsolatot ápol a cél érdekében egy másik jelentős üzemanyagcellát gyártó vállalattal, az UTC Fuel Cells-el. Közös termékük, a Nissan X-TRAIL, szintén protoncsere membrános üzemanyagcellával működik. A Toyota első üzemanyagcellás gépkocsijai is nagy érdeklődést váltott ki a szakemberek körében. Az FCHV sorozatjelű gépkocsik legújabbika (az ötödik ebben a sorozatban) 2002-ben készült el, és a Highlander SUV alapautóra épül. Akárcsak a többi prototípus esetében ebből a sorozatból, itt is egy hibrid megoldást választottak, azaz a meghajtó villanymotor táplálható egyaránt üzemanyagcelláról vagy akkuról. Jellemzői nagyban hasonlítanak a Honda FCX 2002-es

kiadású prototípusához, csak az egy utántöltéssel megtehető távolság kisebb ennél a típusnál (290 km) [15].

Az európai autógyártók is kísérleteznek üzemanyagcellás gépkocsikkal. A Renault a Nissannal karöltve a Laguna alapkocsiba épített be egy 30 kW-os benzin táplálta protoncsere membrános üzemanyagcellát. A Volkswagen 1999 és 2003 között öt különböző kategóriájú és táplálású üzemanyagcellás gépkocsi prototípusát mutatta be. A BMW a müncheni repülőtér számára fejlesztett ki egy Sedan kategóriájú benzin táplálta üzemanyagcellás autót. A kisautók kategóriájában a Fiat jelentkezett a Saicento Elettra H2 Fuel Cell típusú gépkocsival. A 100 km/órás maximális sebességre képes autót egy 7 kW-os, sűrített hidrogénnel működő üzemanyagcellával látták el [15].

A nagyszámú kísérleti gépkocsi létezése ellenére (2003 végére valószínűleg 300 példányuk fog üzemelni [16]) egyes marketing szakértők úgy tartják, hogy elsőre csak egy-két gyártó üzemanyagcellás gépkocsi modellje lesz piacképes, a többi gyártó egy pár éves lemaradással fogja csak követni tudni őket. Mindez azzal magyarázható, hogy az gépkocsik piaca nagyon jól meghatározható szegmensekre és árkategóriákra tagolódik, és ezek mindegyikében külön kell előtérbe hozni az üzemanyagcellás autókat.

Érdeemes megjegyezni, hogy több cég, mint például a BMW, foglalkozik a gépkocsik akkumulátorának felváltására üzemanyagcellákkal. Ebben az esetben az üzemanyagcella feladata csak a fedélzeti elektromos rendszerek árammal való ellátása. Az elgondolás egyik előnye például az, hogy független légkondicionálót lehet ekképp működtetni, amely meleg vagy hideg levegőt biztosít, nulla károsanyag kibocsátás mellett akkor is, ha a motor áll. A gépjármű hajtására a BMW továbbra is a belsőégésű motorokat tartja a legtöbb előnyt nyújtónak, akár hidrogénhajtással is [17].

Az üzemanyagcellák magas hatásfokának ismeretében az energetikusok érdekes alkalmazást találtak a parkoló üzemanyagcellás gépkocsiknak: villamos energiát termelhetnek az autón kívüli fogyasztók számára. A termelt villamos energiát használhatják helyi fogyasztók a parkoló gépkocsi közvetlen közelében, vagy a villamos hálózatba táplálhatják. Ezáltal tehermentesíteni lehetne a csúcsidőkből az erőműveket, annál is inkább, hogy a villamos energiafogyasztás csúcsidőit nem esnek egybe a közlekedési csúcsidőkkel. Talán nincs messze az idő, amikor munkába- vagy hazaérve a gépkocsi tulajdonosok a hálózatra kapcsolják üzemanyagcellás gépkocsijukat, és energiát adnak át a villamos hálózatnak, akár több ezer dolláros haszonra is téve szert. A termelhető energia hatalmas: amennyiben az Egyesült Államok teljes gépkocsiflottája üzemanyagcellás lenne, akkor az ezek által termelhető villamos energia 14-szer több lenne, mint amennyit most az összes erőmű termelni tud [18]!

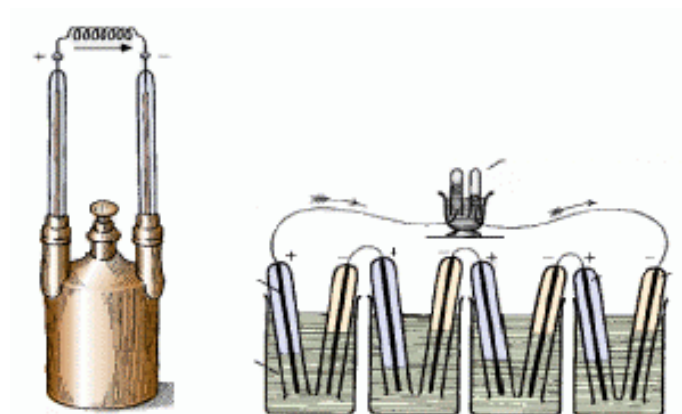
A gépjárművekben használható üzemanyagcellák

Az első üzemanyagcellát több mint 160 évvel ezelőtt (pontosabban 1839-ben) valósította meg a walesi születésű Sir William Grove (1811-1896), az ügyvédből lett oxfordi végzettségű angol fizikus (arcképét lásd a 3. ábrán). Grove az elektrolízis vizsgálatánál elektromosságot alkalmazva igazolta, hogy annak folyamata visszafordítható.

A kísérletében négy nagyméretű cellát használt. Mindegyikben az elektródák környezetébe egyik oldalról hidrogén tartalmú oldatot, másik oldalon oxigén tartalmú oldatot vezetett, az elektródák között felépülő feszültséget mérte, illetve a vizet hidrogénre és oxigénre bontotta (lásd a 4. ábrát).



3. ábra
Sir William Grove



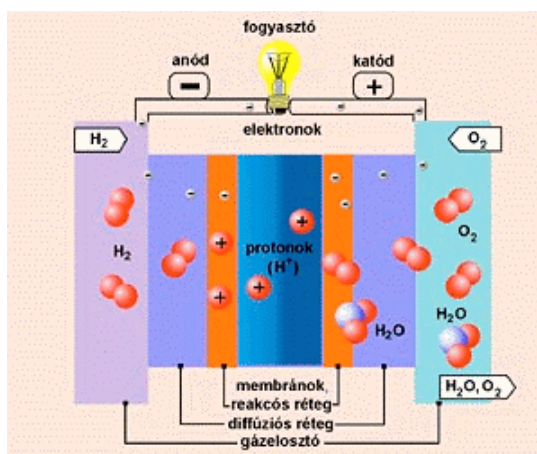
4. ábra

Grove kísérleti üzemanyagcellája

Grove az üzemanyagcellával kapcsolatos kutatásaival a gőzgépnek akart versenytársat teremteni, életében sajnos kevés eredménnyel [7]. Kutatásait többen folytatták, de a megvalósítások nem léptek ki a laboratóriumok keretein kívül egész a múlt század ötvenes éveig, amikor is a NASA elképzelhetetlen mértékű költségvetési támogatással futó programjai (mint például a Gemini és az Apollo program) keretében találtak számukra alkalmazást. Legfőbb előnyüknek az bizonyult, hogy az üreszközök fedélzetén a hidrogén és az oxigén a rakéta meghajtására és az élet fenntartására amúgy is rendelkezésre áll, és ott sem a költségek, sem a fogyasztás nagysága nem volt döntő fontosságú [5]. A 70-es évek végéig alkalmazásuk magas áruk miatt kizárólag katonai- és űrfelhasználásokra korlátozódott, jobbra űrhajók és tengeralattjárók energiaellátására [19]. De az akkori olajválság kirobbanása felvetette az üzemanyagcellák gépkocsiban való alkalmazását is.

Az utóbbi évek technikai fejlődése lehetővé tette, hogy sok más területre is sikerüljön az üzemanyagcelláknak betörniük, áramforrásként elemet, akkumulátort, vagy áramfejlesztőt helyettesítenek. Különböző teljesítményű változataik használatosak a mobil telefonok vagy a hordozható számítógépek (*laptop*) áramellátását biztosító üzemanyagcelláktól az épületek fűtését ellátó hatalmas berendezésekig.

A hidrogénnel üzemeltetett tüzelőanyagcella a lehető legegyszerűbb ilyen rendszer (5. ábra).



5. ábra

Az üzemanyagcella működési elve[5]

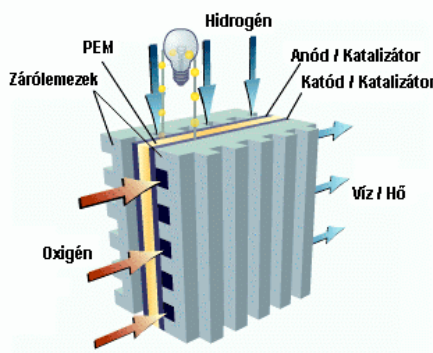
A nyomás alatt tárolt hidrogén oxigén közvetlenül a tartályokból adagolható. A rendszerhez ezen kívül szükség van nyomásszabályozókra, s gondoskodnunk kell a gázok recirkulációjáról, illetőleg a végtermékek (vízgőznek) a kondenzálásáról és a víz hűtéséről.

Az üzemanyagcellák főbb típusai és jellemzőit az 1. táblázatban foglaltuk össze.

1. táblázat. Az üzemanyagcellák főbb típusai és jellemzői [7]

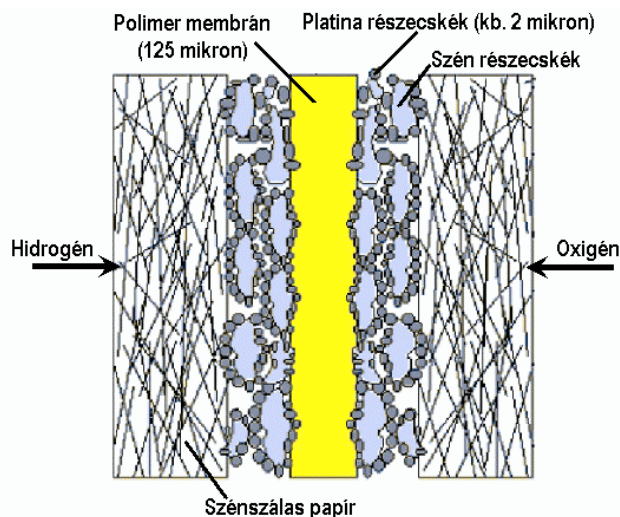
Üzemanyagcella típusa	Elektrolit	Működési hőmérséklet [°C]	Elektromos hatásfok (elméleti / gyakorlati) [%]	Üzemanyag
AFC (<i>Alkaline Fuel Cell</i>) Alkáli elektrolitos cella	30% kálium-hidroxid oldat, gél	80	70 / 62	tiszta hidrogén, oxigén
PEMFC (<i>Proton Exchange Membrane Fuel Cell</i>) Protonátersztő membránú cella	Protonátersztő membrán	80	68 / 50	tiszta hidrogén, oxigén, levegő
DMFC (<i>Direct Methanol Fuel Cell</i>) Direkt metanol membrán	Protonátersztő membrán	80÷130	30 / 26	metanol, oxigén, levegő
PAFC (<i>Phosphoric Acid Fuel Cell</i>) Foszforsavas cella	Tömény foszforsav	200	65 / 60	tiszta hidrogén, oxigén, levegő
MCFC (<i>Molten Carbonate Fuel Cell</i>) Alkáli-karbonátsó cella	Lítium-karbonát, kálium-karbonát	650	65 / 62	hidrogén, földgáz, széngáz, biogáz, levegő, oxigén
SOFC (<i>Solide Oxide Fuel Cell</i>) Oxidkerámia cella	Ittrium-cirkónium oxidkerámia	800÷1000	65 / 62	hidrogén, földgáz, széngáz, biogáz, levegő, oxigén

A vezető autókonszernek a PEM (*Proton Exchange Membrane* - protoncserélő membrán) alapú üzemanyagcellát alkalmazták (6. ábra), mivel ennek a legnagyobb az energiasűrűsége alacsony hőmérsékleten.



6. ábra
A protoncserélő membránú (PEM) üzemanyagcella

Az ilyen típusú üzemanyagcella központi része egy olyan protont vezető, elektrolitikus membrán, amelynek a két oldalán, a platínával bevont felületeken (katalizátorokon) megy végbe a hidrogén és az oxigén kémiai reakciója [5]. A felhasznált elektrolit szilárd szerves polimer, aminek előnye, hogy csökkenti a korróziót és könnyen rögzíthető. A membrán a hidrogént protonokká és elektronokká választja szét, és a levegőből vett oxigénnel keveri, melynek terméke víz lesz. Az elektronok és protonok pozitív és negatív csatlakozóinak összekapcsolásával az elektromos áramot a jármű meghajtásához használják fel.



7. ábra

A protoncserélő membránú üzemanyagcella belső szerkezete [20]

A nagyon vékony membránt (lásd 7. ábrát) leggyakrabban *Nafion*ból (DuPont termék) készítik. Erre viszik fel mindkét oldalán a platina bevonatot. A katalizátorokat szénszálaspapírréteggel fedik le. Az egész szendvics struktúra vastagsága alig 725 mikrométer [20]!

A protoncserélő membránú üzemanyagcella további előnyei: viszonylag egyszerű a felépítése, hamar beindul, könnyen szabályozható a leadott teljesítménye, stb.

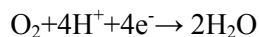
Egyszerű működését a 8. ábrán követhetjük figyelemmel: a hidrogént rávezetik az anódra, ahol a katalizátor arra készíti, hogy elektronokat szabadítson fel hidrogén ionná (protonná) alakulva ez által. A felszabaduló elektronok egy külső áramkörben keringve áramot hoznak létre. Az elektronok eljutnak az üzemanyagcella katódjára, ahova az oxigént vezetik be. Ugyanakkor a protonok diffundálnak a membránon át a katód felé, ahol lezajlik a hidrogén rekombinációja. A hidrogén reakcióba lép az oxigénnel és vizet alkot.

A végbemenő reakciók egyszerűek:

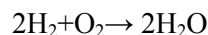
- Az anódon:



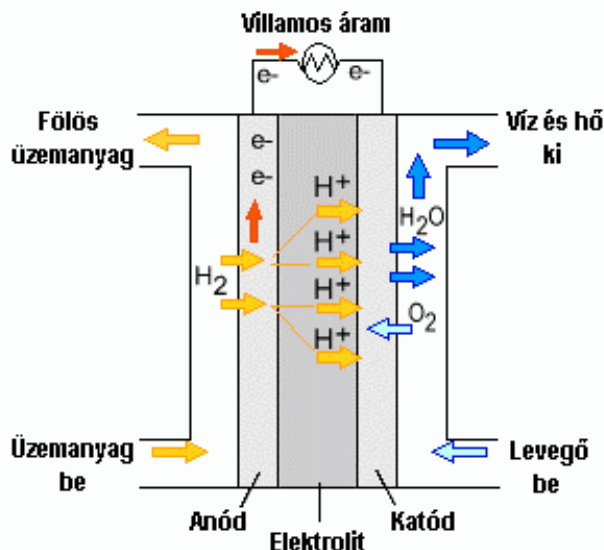
- A katódon:



- Az egész üzemanyagcellára vonatkoztatva:



Ennek az üzemanyagcellának, amelyet 50÷250 kW teljesítménytartományban építettek meg, előnye, hogy alacsony a működési hőmérséklete, és képes nagy áramsűrűségnél is működni. Ezek a tulajdonságai gyors indítást és könnyű, kisméretű cellaszerkezetet tesznek lehetővé. Másfelől az eddig kifejlesztett konstrukciók nagyon költségesek és élettartamuk rövid, alig 5000 óra.



8. ábra

A protoncserélő membránú üzemanyagcella működési elve

A gépkocsikban használatos üzemanyagcellás áramtermelő egyedi cellák összekapcsolt csoportjából áll. Ezek rendszerint tartalmazzák a tüzelőanyag-feldolgozó (reformáló) részt, amely hidrogént nyer olyan hagyományos tüzelőanyagokból, mint a földgáz, de arra is lehetőség van, hogy egy tartályból hidrogént vezessenek be. Mivel a cellák egyenáramot termelnek, feltétlenül szükség van áramátalakítóra (*inverterre*) is a váltakozó áram előállításához [19].

Következtetések

Valamennyi fejlett ország kormánya támogatja az alternatív gépkocsi-meghajtások terén a kutatásokat. Egyedül az Egyesült Államok energiaügyi minisztériuma (a *Department of Energy*) az elkövetkező években 100 millió dollárt biztosít ezeknek a kutatásoknak a finanszírozására [21]. Az Egyesült Államok kormányzata kiemelten támogatja az üzemanyagcellák területén végzett általános kutatásokat [22]: Bush elnök 2003 elején jelentette be, hogy pótlólagosan 1,2 milliárd dollárt különítettek el erre a célra [6]. A japán kormány az idei pénzügyi évben 32 milliárd jent (több mint 25 millió dollárt) áldoz az üzemanyagcellákkal és a hidrogén üzemanyaggal kapcsolatos kutatások támogatására [23]. Az ipar óriásai, az autógyártók ennek többszörösét fektetik be annak reményében, hogy komoly piaci részesedéshez jutnak majd a távolabbi jövő autópiacán. Mindemellett számos más ágazatban folyó kutatást is katalizálnak az ezen a téren futó projektek.

Az előbbieken ismertetett különféle gépkocsi meghajtási rendszerek további műszaki fejlődése valószínűleg együttélésükre fog vezetni. A kikísérletezett változatok piaci részesedését egyrészt a primer energiaforrások kínálata, másrészt a piaci meg az ökológiai követelmények határozzák majd meg.

Sorozatgyártásuk egészen biztosan le fogja egyelőre magas árakat törni, mint ahogy annak idején a Ford T-modelljének ára is rohamosan csökkent az eladott példányok számával.

Ugyancsak számítani lehet a kormányzati támogatásukra, főleg környezetvédelmi megfontolásokból. Azonban egy új technológia sikere egyértelműen a fogyasztók fogadtatásától függ, amit legnagyobb mértékben az árak határoznak meg [10].

Mindenesetre biztosan állíthatjuk, hogy az átmenet a hagyományos belsőégésű motor teljes uralmától a jövő hajtóműveinek elterjedéséig nem ugrásszerű, hanem még évtizedekig elhúzódó hosszú folyamat lesz [2].

Irodalomjegyzék

- [1] Lukács G.: **A napenergia a környezetvédelem szolgálatában**, <http://www.csoma.elte.hu/~qji/nap/nap.html>.
- [2] Anisits F.: **Az új évszázad hajtóművei - Az esélyesek**, Élet és tudomány 2001/38. <http://www.sulinet.hu/eletestudomany/archiv/2001/0138/04.html>.
- [3] ***: **Hydrogen, Fuel Cells & Infrastructure Technologies Program. Multi-Year Research, Development and Demonstration Plan. Planned program activities for 2003-2010**. US Department of Energy, June 2003. <http://www.eere.energy.gov/hydrogenandfuelcells/mypp/index.html>.
- [4] Farkas R.: **A közlekedés eddigi és a jövőben várható fejlődése**. <http://www.inco.hu/inco1/innova/cikk5.htm>.
- [5] Anisits F.: **Századunk hajtóművei - Új energiaforrások**, Élet és tudomány 2001/37. <http://www.sulinet.hu/eletestudomany/archiv/2001/0137/07.html>.
- [6] Benson, A. et al.: **Powering the Future - Fuel Cell Technology**. Harvard Business School Cyberposium. 2003.
- [7] Zielinski B. - Jároli J.: **Üzemanyagcella**. Független Ökológiai Központ, Környezet-kímélőbb Építés Adatbázisa, 2002. <http://www.foek.hu/korkep/enhat/uzemanyagcella/uzemanyagcella.html>.
- [8] Thomas, S. - Zalbowitz, M.: **Fuel Cells - Green Power**, Los Alamos National Laboratory, 2002. <http://education.lanl.gov/resources/fuelcells/fuelcells.pdf>.
- [9] Oláh Gy. - Ániszfeld R.: **Új generációjú üzemanyagcellák**. Magyar Tudomány, 2002/12. <http://www.matud.iif.hu/02dec/olah.html>.
- [10] McNicol, B.D. - Rand, D.A.J. - Williams, K.R.: **Fuel cells for road transportation purposes - yes or no?**, Journal of Power Sources, vol. 100 (2001), pp. 47-59.
- [11] Panik, F. - Beck, D.: **Joining Forces to Sustain Mobility**, The International Hydrogen Energy Forum. Policy - Business - Technology, München, 2000. ftp://ftp.cordis.lu/pub/eesd/docs/fcc_paper_panik.doc.
- [12] Garland, N. et al.: **Cost Analyses of Fuel Cell Stacks/Systems**, Hydrogen and Fuel Cells Merit Review Meeting 2002, Berkeley, CA. http://www.eere.energy.gov/hydrogenandfuelcells/hydrogen/pdfs/103_tiax_eric_carlson.pdf.
- [13] ***: **European Fuel Cell Bus Project**, Ballard Power Systems Inc., 2003, <http://www.ballard.com/tD.asp?pgid=30&dbid=0>.
- [14] ***: **Hydrogen, Fuel Cells & Infrastructure Technologies Program - Transportation. Potential Applications**, US Department of Energy, 2002. http://www.eere.energy.gov/hydrogenandfuelcells/fuelcells/transportation_inuse.html.

- [15] Walsh, B.: **Fuel Cell Vehicles (From Auto Manufacturers)**, <http://www.fuelcells.org/fct/carchart.pdf> .
- [16] Cropper, M.: **Fuel Cell Market Survey: Light Duty Vehicles**, Fuel Cell Today, 15 January 2003.
- [17] ***: **A BMW készíti a világ első sorozatgyártású tüzelőanyagcellás autóját**, BMW Tudomány, 2002. <http://www.gjt.bme.hu/sajtotaj/bmw/cella/cella.html>.
- [18] Lipman, T.E. - Edwards, J.L. - Kammen, D.M.: **Fuel cell system economics: comparing the costs of generating power with stationary and motor vehicle PEM fuel cell systems**, Energy Policy, vol. 32 (2004), pp. 101 -125.
- [19] Wolfner A.: **Tüzelőanyag-cellák lakások és kórházak áramellátására**, Természet Világa, 2000. szeptember. <http://www.kornyezetunk.hu/belso/mg14.html>.
- [20] Christensen, M.O. - Korsgaard, A. - Nielsen, M.P.: **Fuel Cells: Our Common Future**, Aalborg University, 2002.
- [21] Abraham, S.: **Healthy Future Requires a Cleaner Energy Policy**, Detroit Free Press, April 14, 2003. http://www.eere.energy.gov/hydrogenandfuelcells/news_abraham.html.
- [22] Meakin, I.: **Fuel Cell Development in Japan. An Outline of Public & Private Sector Activities**, April, 2003. <http://fuelcellnetwork.bham.ac.uk/articles/FCJapan04-2003.doc>.

Nagyépületek nagy megbízhatóságú villamos energiaellátása

High Reliability Power Distribution of Large Buildings

Dr. Szandtner Károly

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamos Energetika Tanszék

Abstract

In the presentation it is briefly summarised how important the demands on reliability (reliability, availability, resilience, redundancy) of the power distribution systems in buildings are. The equipment and opportunities, with which continuous and reliable energy supply can be provided even under critical operational circumstances, are described. Besides it is showed, that the reliability can also be increased by installing redundant energy supply paths and by determining the importance of the energy consumers.

The aspects of installing UPS units and diesel generators, and other problems of installations and planning are summarised, and the need for economical analysis is described.

I. Megbízhatósági igény a villamos energiaellátó rendszerekben

A villamos energia elosztó rendszerekkel szembeni megbízhatósági elvárások jelentős mértékben növekedtek az elmúlt időszakban, figyelembe véve az általuk táplált rendszerek kritikus természetét és a meghibásodásokkal (hálózat kiesésekkel) okozott magas költségeket. Így elvárható, hogy ezeken a helyeken valamilyen tartalék ellátás legyen. A kiefeszültségű táplálás megkövetelt feszültség értékeit és minőségi jellemzőit az MSZ 1 és az MSZ EN 50160 szabványok [8,9] tartalmazzák. E szabványok szerint az előírások a következők:

- A hálózati frekvencia együttműködő szinkron csatlakozású hálózatoknál $50 \text{ Hz} \pm 1 \%$ a hét 99,5 %-ában, és $50 \text{ Hz} + 4 \%$ / -6% az idő 100 %-ában.
- A hálózati frekvencia együttműködő nem szinkron csatlakozású hálózatoknál (sziget üzem) $50 \text{ Hz} \pm 2 \%$ a hét 95 %-ában, és $50 \text{ Hz} \pm 15 \%$ az idő 100 %-ában.
- A tápfeszültség nagysága négyvezetékes háromfázisú hálózatokban $U_n = 230 \text{ V}$ a fázis és a nulla között. Az MSZ 1:1993 “Szabványos villamos feszültségek” c. szabvány [9] szerint a feszültség tűrési sávjára vonatkozó előírás $U_n + 5,2 \%$ / $-8,7 \%$, majd 2008. 01. 01-től $U_n + 7,8 \%$ / $-7,4 \%$.
- A tápfeszültség változás (kiesés figyelmen kívül hagyva) 95 %-a a hét bármely időszakában - a 10 perces átlagos effektív érték alapján - $U_n \pm 10 \%$ értékű legyen, hosszú tápvonalak esetében pedig $U_n + 10 \%$ / -15% érték is megengedett.
- Gyors feszültség változás általában nem haladhatja meg az $U_n \pm 5 \%$ -os értéket, rövid időre elérheti viszont az $U_n \pm 10 \%$ -át.
- A tápfeszültség rövid idejű kimaradása évente 10 ... 100 alkalom és 70 %-ának időtartama kisebb lehet 1 másodpercnél. Néhány dokumentum csak az egy percet nem meghaladó időtartamú kimaradást tekinti rövid idejűnek.

- A tápfeszültség tartós kimaradása általában a három percet meghaladó időtartamú kimaradás, amelynek éves gyakorisága 10 ... 50 alkalomig terjedhet.

A számítógépes rendszerek köztudottan érzékenyek a gyenge minőségű hálózati ellátásra és a villamos adatfeldolgozás (EDP) táplálási előírásai sokkal szigorúbbak, mint bármilyen más - az előbbi felsorolásnak megfelelő - fogyasztói ellátáshoz a betáplálási előírás [1].

Általánosságban a 10 ms-nál rövidebb időtartamú túrések tipikusan:

- névleges feszültség túrése $\pm 5 \%$,
- névleges frekvencia $50 \text{ Hz} \pm 1 \%$, azaz 49,5 és 50,5 Hz között.

A személyi számítógépes rendszerekre a követelmények:

- korlátozott idejű lehet a feszültség eltérés vagy szünet, $t_{sz} < 15 \text{ ms}$,
- korlátozott a feszültségcsúcs mentesség, $U_{cs} < 1 \text{ kV}$,
- korlátozott a teljes harmonikus torzítás a feszültségre és áramra, THD_u és $THD_i < 10\%$,
- a feszültség eltérés állandósult állapotban $\pm 1\%$,
- a frekvencia eltérés dinamikus esetben $\pm 1 \%$,
- a jel megváltozási sebesség (a frekvenciaváltozás sebessége) $< 0,5 \text{ Hz/s}$,
- a nulla-vezető és a föld közötti potenciálkülönbség megengedett értéke $< 5 \text{ V}$.

II. Fogalmak a megbízhatóság elemzéséhez a villamos energia rendszerekben

Mielőtt rátérnénk a nagy megbízhatóságú villamos energiaellátó rendszer kialakítására, néhány fogalmat érdemes definiálni [1, 3].

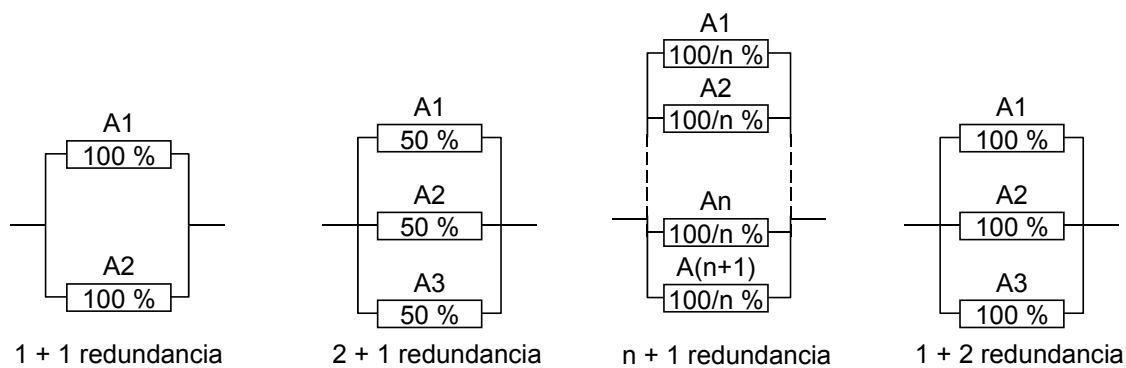
Megebízhatóság: Megbízhatóság annak a valószínűségnek a mértéke, hogy egy elem vagy egy rendszer működőképes marad a megkívánt élettartama során (pl. soros, párhuzamos, vegyes).

Rendelkezésre állás: Az üzemidőnek az a része, amely alatt a megfelelő szolgáltatás biztosít a rendszer (pl. 1 óra kiesés egy évben $(8760 - 1)/8760 = 0,999886$ rendelkezésre állást jelent).

Rugalmasság: A rugalmasság a rendszer azon képessége, hogy legalább egy elemének a meghibásodása után is működőképes marad (pl. párhuzamos utak biztosításával).

Redundancia: A redundáns rendszer az, amelynél egy vagy több ún. többlet egység (elem, berendezés stb.) áll készenlétben, és az alapegység kiesése esetén a rendszer funkcióit minden további nélkül képes átvenni. Megkülönböztetünk passzív és aktív redundáns rendszereket.

Általános szabályként említhető, hogy a redundáns rendszerek első számjegye jelöli a rendszer helyes működéséhez szükséges elemek számát, a második számjegy pedig a rendelkezésre álló készenléti elemek számát adja meg. Az értelmező példákat az 1. ábrán szemléltetjük.



1. ábra

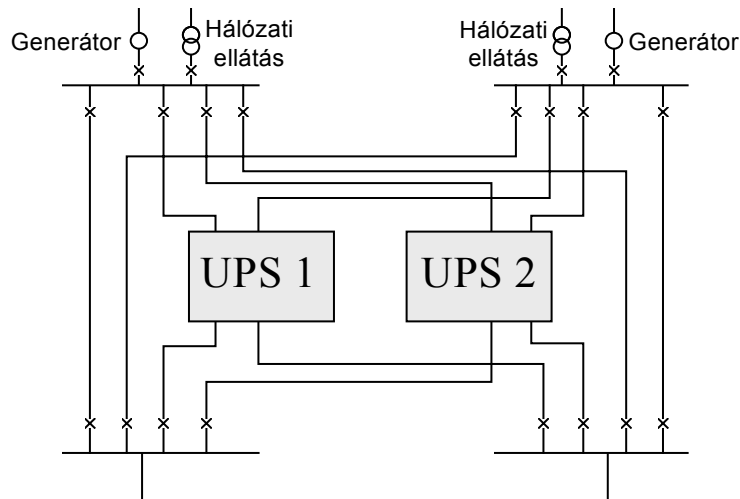
Példák a különböző redundanciájú rendszerek bemutatására

III. Villamos energiaellátó rendszer kialakítása a megbízhatóság szempontjai alapján

Az épületek villamos hálózatának és a korszerű fogyasztói berendezések tervezésének és alkalmazásának célja: a folyamatos és megbízható villamos energia ellátás biztosítása a kritikus üzemviteli körülmények között. A megoldás az alább felsorolt lehetőségek közül választással érhető el úgy, hogy egy időben akár többet alkalmazunk az épület vagy épületegyüttes villamos energia ellátó rendszerének kialakításakor. Ezek a lehetőségek a következők:

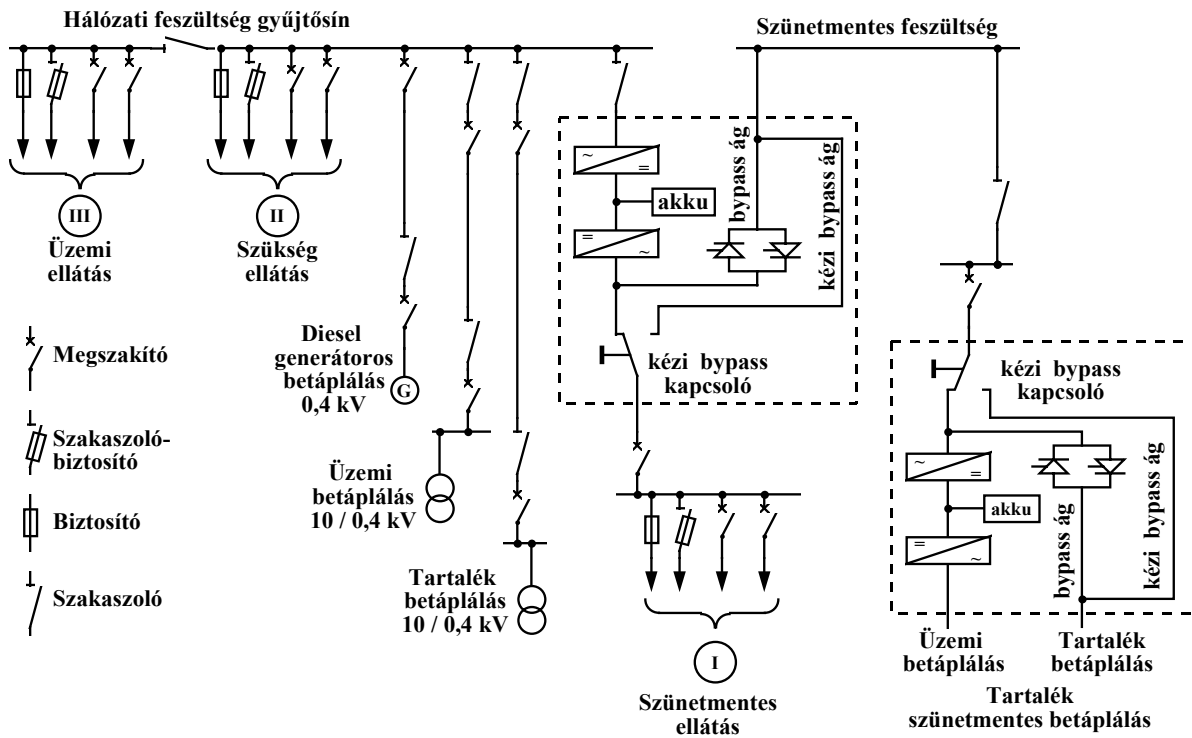
- külön álló, független hálózati (kábelhurkú) táplálásról való gondoskodás;
- a tápláló transzformátorok, gyűjtősínek, elosztórendszerek megkettőzése;
- tartalék generátorról való gondoskodás (gáz- vagy diesel üzemű aggregátor), akár több is;
- szünetmentes áramforrásról való gondoskodás (központi és lokális telepítés), akár több is;
- a fogyasztók osztályba sorolása (kiemelt fontosságú, fontos és kevésbé fontos fogyasztók);
- a funkcionálisan különválasztott hálózatok kiépítése egyeztetett tervek alapján;
- a tervszerű karbantartás bevezetése, a nem kívánt fogyasztói kiesések elkerülése céljából.
- Példaképpen nézzük a 2. ábrán látható British Standard szabvány által javasolt nagy megbízhatóságú rendszer felépítési vázlatát [1], vagy a 3. ábrán bemutatott megbízható, de az előbbihez képest egyszerűsített mintahálózat egyvonalas kapcsolási vázlatát [2].

A két rendszer összehasonlítása alapján megállapítható, hogy a 2. ábrán bemutatott igen nagy megbízhatóságú rendszer létesítése drága. Helyette célszerűbb a 3. ábrán bemutatott rendszer kivitelén elgondolkozni, amely szintén nem olcsó, de megvalósíthatósága - adott műszaki és gazdaságossági szempontok optimalizálásával - reális és megtérülő anyagi ráfordítások mellett betervezhető illetve kivitelezhető.



2. ábra

Nagy megbízhatóságú, szünetmentes betáplálás
két független ágon keresztül
a British Standard szabvány ajánlása szerint [1]



3. ábra

Nagyépület kisfeszültségű villamos energia betáplálási vázlata [2]

Ez a 3. ábrán bemutatott egygyűjtősinés elrendezés két független áramszolgáltatói betáplálással rendelkezik, amelyeknek a tartaléka egy független, ún. készenléti generátor. Az üzemi és szükség ellátás közös gyűjtősinről történik, a felszálló fővezeték rendszer azonban már - az eltérő funkciók figyelembevételével - szétválasztva épül ki. A szünetmentes fogyasztókat az előbbiektől teljesen különválasztott hálózat (gyűjtősin) táplálja. Az ábrán látható még a különböző osztályba sorolt fogyasztók ellátásának egyik lehetséges megoldása is.

A fogyasztók csoportosítása a következők szerint valósul meg:

- Szünetmentes fogyasztóknál (I) a kiesési idő gyakorlatilag 0 sec, pl.: központi számítógép és adatátviteli hálózat, telefonok, faxok, biztonsági és tűzjelző hálózat.
- A szükség ellátást igénylő fogyasztóknál (II) a kiesési idő kb. 1 perc, pl.: hűtőgépek, inverter klímák, biztonsági világítás, kazánvezérlő automatikák.
- A normál üzemi ellátású fogyasztók (III) az előbbi csoportokba be nem sorolt fogyasztók, kiesésük időtartamára nincs előírás, pl.: irodai világítás, dugaszolóaljzat hálózat, hőtechnikai fogyasztók.

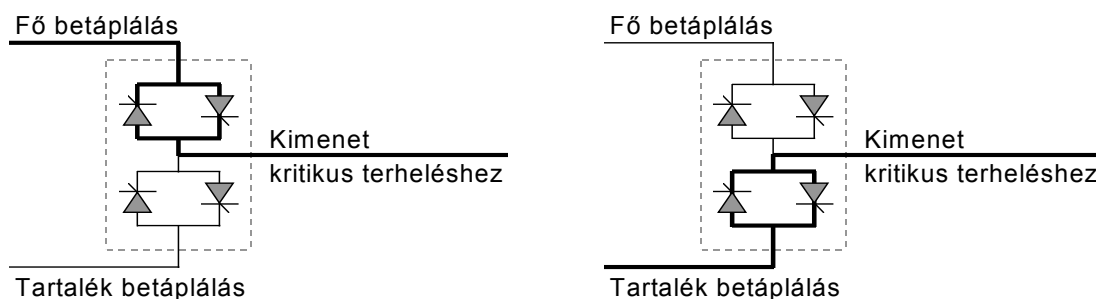
Körültekintő méretezéssel és teljesítmény lekötéssel biztosítható, hogy az áramszolgáltatói normál üzemi és tartalék betáplálás a rendszerhez kapcsolt összes fogyasztót képes legyen egy időben ellátni. E betáplálások kiesését követően a diesel generátor csak korlátozott ellátást biztosít (szünetmentes tápforrás betáplálása, inverter klímák és szükség fogyasztók ellátása, stb.). Az ehhez szükséges fogyasztói korlátozásokat átkapcsolásokkal, azaz relés automatika, vagy épületfelügyeleti számítógépes vezérlés segítségével valósíthatjuk meg.

Ha mindkét betáplálás és a generátor is meghibásodna, vagy karbantartás miatt üzemén kívüli állapotba kerülne, akkor a szünetmentes áramforrás(oka)t lehetne használni a fogyasztói gyűjtősínek független táplálására. Ilyenkor további terheléskorlátozás alkalmazható.

IV. Szünetmentes, nagy megbízhatóságú villamos energiaellátás eszközei

A. Statikus átkapcsolók (STS):

Az ún. statikus átkapcsolók (STS) elsődleges célja az, hogy lehetővé tegye a kritikus (feszültség kiesésre érzékeny és fontos) fogyasztók szünetmentes átkapcsolását az egyik váltakozó-áramú táplálásról a másikra (4. ábra). Az áttérés általában kevesebb, mint 1/4 vill. periódus.



4. ábra

Statikus átkapcsoló normál- és tartalék üzemi helyzetben [1]

B. Váltakozó áramú szünetmentes tápegységek (statikus UPS):

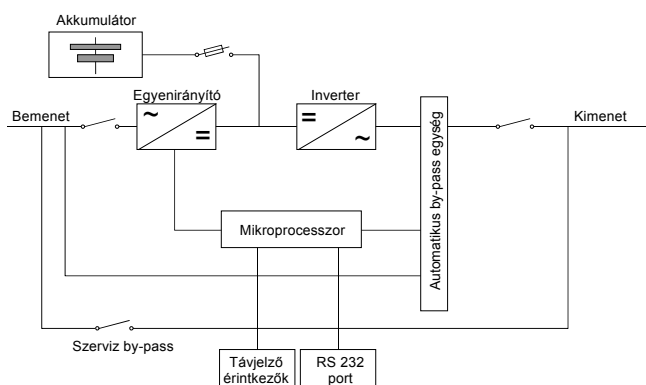
Az utóbbi 20 évben az ún. statikus UPS-ek (lásd a 3. ábra szünetmentes hálózati tápegységét) terjedtek el, amelyek gyártása összteljesítményben, minőségben és darabszámban a legdinamikusabb fejlődést mutatták. A főáramkörü megoldások szempontjából általában három generációt különböztetünk meg: a tirisztor-technikán-, a bipoláris tirisztor-technikán és az IGBT-technikán alapuló megoldásokat [4].

A teljesen digitális információelektronikát főként az újabb IGBT-s főáramkörü UPS-eknél alkalmazták először. Az UPS gyártók az általánosan felhasználható, on-line (5. ábra) vagy hálózat vezérelt üzemű szünetmentes tápegységek kimeneti jellemzőit ma már úgy állítják be, hogy azok kielégítsék a számítógépeknél és számítógépes rendszereknél előírt zavarhatárookra vonatkozó előírást (lásd a I. fejezetet). Egység teljesítményük a tized kVA-tól néhány száz

kVA-ig terjed. Párhuzamos üzemeltetésük megoldott. Túlterhelhetőségük: 125 %-nál 10 ... 15 perc, 150 %-nál 10 sec ... 1 perc. A zárlatvédezt kimenetükre vonatkozóan: $I_{rz} < 3I_{névl}$.

Néhány jó tanács a tervezéshez és az üzemvitelhez:

- a normál üzemi működés során az off-line és a hálózat vezérelt kivitelű UPS viszonylag kis - az akkumulátor feltöltött állapotának fenntartásához szükséges - áramot vesz fel, de a rendszer tervezésekor a teljes terhelési áramot kell figyelembe venni, ami a kiesésből való visszatéréskor fog folyni;
- az UPS kimenetén a terhelés jelentős része információtechnikai berendezésekből áll, ezért nemlineáris és alacsony rendszámú felharmonikusok fellépésére számíthatunk, amely a kimeneti transzformátor többlet melegedését idézheti elő, így erre megfelelően méretezni kell a transzformátort.



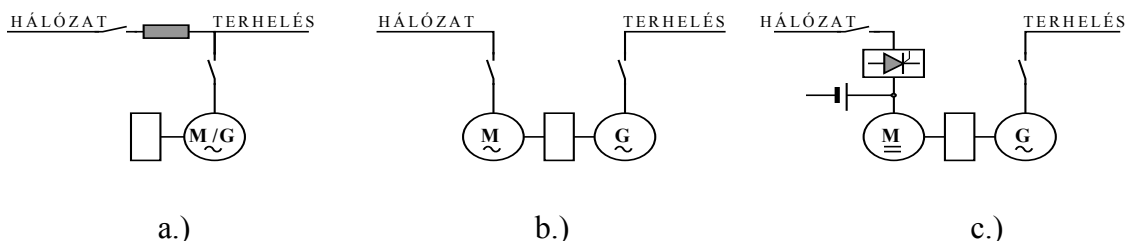
5. ábra

On-line szünetmentes áramforrás (UPS) felépítése [13]

C. Váltakozó áramú szünetmentes tápegységek (dinamikus UPS):

A váltakozó áramú szünetmentes tápegységek dinamikus tulajdonságainak javítása céljából az utóbbi években megjelentek az ún. dinamikus UPS-ek illetve később a komplex energiakondicionáló egységek. A feszültség stabilizálását egy villamos meghajtó-motor, egy szinkron generátor és kiegészítésként egy lendítőkerék összeépítésével érik el. Meghajtómotorként aszinkron-, szinkron- vagy egyenáramú motort alkalmaznak (6. ábra).

A 6.a.) ábrán a lendítkerékkel összeépített egygépés motor-generátor egység elrendezésében a tápláló hálózat és a terhelő kör nincs egymástól galvanikusan elválasztva. 0,05-0,1 sec időtartamú hálózat kiesések ezzel a kapcsolással áthidalhatók, gyors működésű kapcsolóval azonban meg kell akadályozni, hogy a terhelésről az energia a hálózat felé visszafolyjon.



6. ábra

Dinamikus UPS-ek és komplex energia kondicionálók kapcsolási vázlatja [6]

A 6.b.) ábrán látható kétgépés átalakító (háromfázisú aszinkron meghajtómotor és háromfázisú szinkron generátor a lendítőkerékkel együtt) a táphálózat szempontjából már

galvanikus leválasztást jelent, azaz a kimeneti feszültség tranziens lengései nem befolyásolják a táphálózatot. Az elérhető áthidalási idő szinkron generátorral 0,05 ... 0,1 sec, aszinkron generátorral 0,1 ... 0,5 sec. A 6.c.) ábrán látható kapcsolással, egyenáramú motor-hajtással - a táphálózat galvanikus leválasztása mellett - az áthidalási idő tovább növelhető (0,4 ... 1 sec), sőt akkumulátor telepek beépítésével akár az 1 óra is elérhető.

A dinamikus UPS-ek 150 ... 1100 kVA, a komplex energia kondicionáló berendezések 150 ... 1670 kVA teljesítményűek [7]. Az utóbbi berendezés kinetikus energia tárolóval (lendkerékkel), akkumulátor nélkül 122 ... 12 sec közötti áthidalási időre képes, a növekvő teljesítménytől függően. Túlterhelhetőségük: 110 %-nál 1 óra, 125 %-nál 10 perc, 150 %-nál 2 perc, $3 \times I_{névl.}$ -nél 5 sec, $14 \times I_{névl.}$ -nél 10 ms. Megbízhatóságuk, azaz a meghibásodások közötti átlagos idő (MTBF): a dinamikus UPS-eknél >600.000 óra, a komplex energia kondicionálónál >1.380.000 óra.

UPS diesel motorral: csak megemlítjük, hogy az UPS-ek diesel-generátoros betáplálással is kiegészíthetők. A súrlódási veszteségek csökkentésére ma már olyan kivitel is készült, amelynél a lendítő tömeg hélium töltetű közegben forog. Így a levegőhöz viszonyítva 80 %-os veszteség csökkenést értek el [14].

Szupravezetős energiatároló: a XX. század végére elkészült a szupravezetős mágneses energiatároló (SMES), amelyben az energia egy niobium-titán (NbTi) szupravezető tekercsben (mágnesben) halmozódik fel. A szupravezető állapot létesítéséhez és fenntartásához a mágnes folyékony héliumba van merítve, vákuum- és hőszigetelt rozsdamentes acél edényben, kb. 4,2 K hőmérsékleten. A szupravezető tekercset egyenfeszültségű tápforrás "tölti fel". Miután a feltöltés befejeződött, a tápforrás kis többletfeszültséget biztosít, amely az áramkör szobahőmérsékletű szakaszain keletkező ohmos veszteségek fedezéséhez szükséges. Ezáltal a szupravezető tekercsben állandó áram folyik. Amennyiben a feszültség ellátásban zavar keletkezik, úgy a rendszer ezt érzékeli és az előírt minőségű feszültség biztosítására azonnal felhasználja a tekercsben tárolt energiát. Egy összetett rendszerek kb 1 ... 10 MVA teljesítményt képesek szolgáltatni, az energia tárolás gyors és hatékony hozzáférése mellett [10].

V. Szünetmentes áramellátó berendezés és diesel generátor beépítési szempontok

Az előző fejezetekben megismertük a nagy megbízhatóságú villamos energia ellátás szempontjait és elsősorban a szünetmentes áramellátás eszközeit. Néhány jó tanács a szünetmentes áramellátással (inverterek) és diesel-generátoros ún. szükség betáplálás kiépítésével kapcsolatban [11, 12].

Az inverterek telepítésének főbb szempontjai:

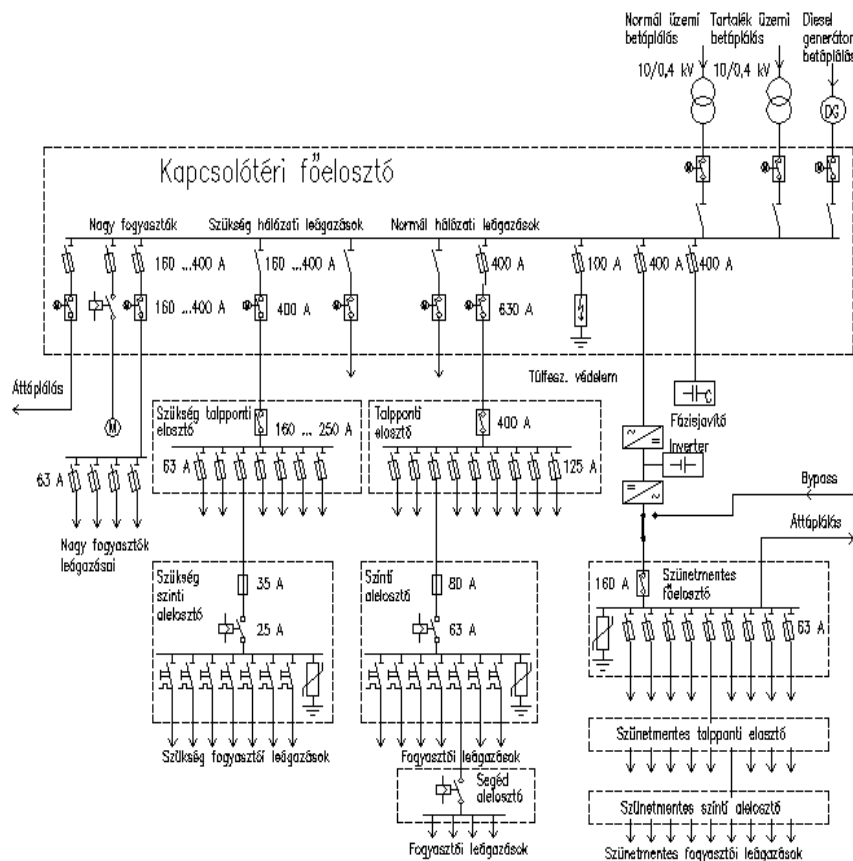
- Az azonos gyűjtősinre dolgozó inverterek egyforma típusúak legyenek
- Az inverterek segédüzemi berendezéseinek (klíma, szellőztetés, stb.) működését biztosítani kell a szünetmentes energiaellátó hálózat folyamatos üzemeltetésével együtt.
- A fogyasztók felharmonikus termelő hatását figyelembe kell venni (szűrők betervezése).
- A statikus inverterek folyamatos terhelhetősége a névleges teljesítményre vonatkoztatva, csak kb. 80 %-os mértékben használható ki, figyelembe véve az egyes fogyasztók felharmonikus áramigényét és a bekapcsolások tranziens áramlükéseit.
- Az invertereket többlépcsős túlfeszültség védelemmel kell ellátni függetlenül attól, hogy a berendezés szállítója mit mond (az általa szállított berendezés gátat szab a túlfeszültség tovább terjedésének).

- Az áthidalási idő, azaz az akkumulátorról történő ellátás jelentős mértékben és nemlineárisan függ a terhelés nagyságától.
- A folyamatos üzemállapot figyelés az épületfelügyeleti rendszerben megoldható legyen.

A diesel aggregát telepítésének néhány szempontja:

- A teljesítmény meghatározását az ellátandó fogyasztók körének kijelölésével kell elvégezni (nem minden esetben célszerű a kis teljesítményre való törekvés).
- A fogyasztók osztályba sorolása alapján lehet az ellátás fontossági sorrendjét megadni, illetve a kapcsolások prioritási sorrendjét meghatározni.
- A teljesítmény tartalék ésszerű megválasztására vonatkozó javaslat: 90 %-nál nagyobb tartós teljesítmény kihasználást nem célszerű betervezni.
- A gépegység terhelhetősége nem javul fázisjavítás alkalmazásával, hanem csak a hálózati veszteségek csökkennek. A wattos terhelhetőséget a hajtógép tengelyteljesítménye szabja meg, a generátor ennél nagyobb látszólagos teljesítménye csak a fogyasztók meddőteljesítmény igényének kielégíthetőségére utal. Például egy 450 kVA névleges teljesítményű diesel-generátor gépcsoport $\cos\varphi = 0,8$ mellett 360 kW teljesítmény leadására képes. Így hiába javítjuk a fázistényezőt $\cos\varphi = 1,0$ értékre, a generátor nem képes 450 kW teljesítményt szolgáltatni.
- A gépcsoport működését biztosító egyéb tervezési feladatok, pl.: hűtés (zárt vagy átfolyó rendszerű hűtés), hűtővíz (vezetékes víz, kútvíz, fagyállóval kezelt víz), szellőzés, frisslevegő biztosítás, füstgáz elvezetés, üzemanyag utánpótlás, zaj- és rezgésvédelem.
- Az energia ellátáshoz szükséges további berendezések üzemvitelével is foglalkozni kell: üzemzavari átkapcsoló automatika működtetése, együttműködő rendszerek összehangolása, energia elosztó hálózat üzemeltetése, közös gyűjtősínre dolgozó gépek esetén szinkronizálás, stb.
- A folyamatos üzemállapot figyelés az épületfelügyeleti rendszerben megoldható legyen.

Az elmondottak szemléltetésére a 7. ábrán mutatjuk be egy nagy épület villamos energia betáplálási és elosztási rendszerét. Az ábrán látható az áramszolgáltatói normál- és tartalék hálózati betáplálási lehetőség, valamint a saját diesel-generátoros betáplálás. A normál üzemviteli hálózat és a szükség ellátást biztosító hálózat igény szerint kapcsolható össze és választható szét. Emellett teljesen független szünetmentes hálózat van kiépítve, amelynek táplálása mindenkor elsődleges feladatunk. Ez a hálózat látja el az épület kiemelt fontosságú fogyasztóit (I. fogyasztói csoport). A megbízható villamos energia ellátás követelményeihez tartozik ma már a hálózat többlépcsős túlfeszültség védelmének kiépítése is, amelynek első két védelmi szinthez tartozó elemei szintén megtalálhatók a kapcsolási vázlatban (villámáram levezető a kapcsolótéri főelosztóban és a közepes túlfeszültség védelmi fokozat a szinti alelosztókan).



7. ábra

Nagy épület villamos energiaellátása független szünetmentes hálózattal [2]

VI. Összefoglalás

Az energia elosztó rendszerek tervezésénél általában figyelembe kell venni a megbízhatóság, rugalmasság, karbantarthatóság, teljesítőképesség, alakíthatóság és a meglévő infrastruktúrához való illeszthetőség szempontjait.

Az elemek és rész rendszerek megbízhatóságára, teljesítőképességére, karbantarthatóságára és költségeire vonatkozó információk alapján, a műszaki paramétereknek megfelelő elrendezés már kiválasztható, ha figyelembe vesszük:

- A megbízhatóság fokozása mindig bizonyos többletkiadással jár, pl. egy redundáns útvonal többlet kábelt és készülékeket igényel, és a nagy megbízhatóságú készülékek drágábbak.
- Egy berendezésnél a megbízhatóság előre meghatározott szintjének az elérésére sok lehetőség kínálkozik és minden további alkatrész, eszköz, berendezés beépítése kiadással jár. A szaktervező képes a kiviteli változatok elkészítésére és ezek költség összehasonlítására.
- Az optimális megoldás kiválasztása megkívánja a helyi követelmények, a meghibásodások okozta pénzügyi, üzleti és biztonsági kockázatok, és valamennyi megoldási lehetőség költségének alapos elemzését.

Egyéb problémák: Figyelnünk kell ma már arra is, hogy a sérülékeny félvezetők és integrált áramköri elemek másodlagos villám hatásokra és EMC zavarokra érzékenyek, ezért a megfelelő védelemről (többlépcsős túlfeszültség-védelem, elektrosztatikus feltöltődés korlátozása, árnyékolás, egyenpotenciálra hozás stb.) külön kell gondoskodni.

A felsorolt problémák káros hatásainak jelentős része a megfelelő szakmai gyakorlattal és jó mérnöki felkészültséggel a minimumra csökkenthetők.

VII. Irodalom

- [1] Chapman, D.: Electrical Design - A Good Practice Guide. CDA Publication 123, 1997. Magyar fordítása: Villamos tervezés - Gyakorlati útmutató. Magyar Részpiaci Központ, Budapest, 1998.
- [2] Szandtner, K. - Kovács, K.: Épületinformatika. BME Nagyfeszültségű Technika és Berendezések Tanszék kiadványa, a Phare HU-94.05 támogatásával készült szakképzési jegyzet. Budapest, 1997.
- [3] Néveri, I. főszerk.: Villamos kapcsolókészülékek Kézikönyv. Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1984.
- [4] Ipsits, I.: Műszaki szakvélemény a 80 kVA-es Thyrobloc típusú szünetmentes áramforrások műszaki állapotának felméréséről. BME Automatizálási Tanszék, Budapest, 1998.
- [5] Stromversorgungs-Systeme für die Industrie. AEG SVS Power Supply Systems GmbH, A company of Saft S. A., 1999.
- [6] Darrelmann, H.: Lehrgang Netzunabhängige Stromversorgung. USV-Systeme mit rotierenden Umformern. Piller GmbH, 1999.
- [7] Szünetmentes áramellátás, villamos energia kondicionálás. Balmex Kft., Budapest 1999.
- [8] MSZ EN 50160:2001 A közcélú elosztóhálózatokon szolgáltatott villamos energia feszültségjellemzői.
- [9] MSZ 1:1993 Szabványos villamos feszültségek.
- [10] Schöttler, R. - Papst, G. - Vajda, I.: Az ipari energia minőségének javítása szupravezetős energiatárolókkal. Elektrotechnika, 93. évf. 9. szám, Budapest, 2000. szeptember.
- [11] Szandtner, K.: Megbízhatóság az épületek villamos energia ellátó rendszerében. Elektrotechnika, 93. évf. 7-8. szám, Budapest, 2000. július-augusztus.
- [12] Szandtner, K.: Az épületinformatika szerepe a villamos energia ellátásban. Épületvillamosság "trafótól a szatelitantennáig" 2000, szerkesztő Dési, A., GLT Info-Prod Kiadó és Kereskedelmi Kft., Budapest, 2000.
- [13] On-line mikroprocesszoros szünetmentes tápegységek. Schrack Energietechnik Kft. PK 00011-HU 98/04 jelű kiadványa, Budapest, 1998.
- [14] Vajda, I. - Györe, A.: Szupravezetős lendkerekes energiatárolók. Elektrotechnika, 93. évf. 11. szám, Budapest, 2000. november.

Az állandómágneses hibrid léptetőmotor dinamikai jellemzői egyszerűsített vektoriális vezérléssel

Dynamic Performances of the PM-Hybrid Stepping Motor
with Simplified Vector Control Strategy

Dr. Szász Csaba

Kolozsvári Műszaki Egyetem, Románia

Abstract

The paper presents some new investigations focused to the dynamic performances evaluation of the simplified vector controlled PM-hybrid stepping motor. In order to improve the dynamic performances of this actuators, a new, so-called “simplified vector control strategy” was developed for the PM-hybrid stepping motor. The research results shows that the PM-hybrid stepping motor in this new operation mode has similar dynamic performances with the DC motor ones. The laboratory prototype of the implemented digital control system, and experimentally results are also presented in the paper.

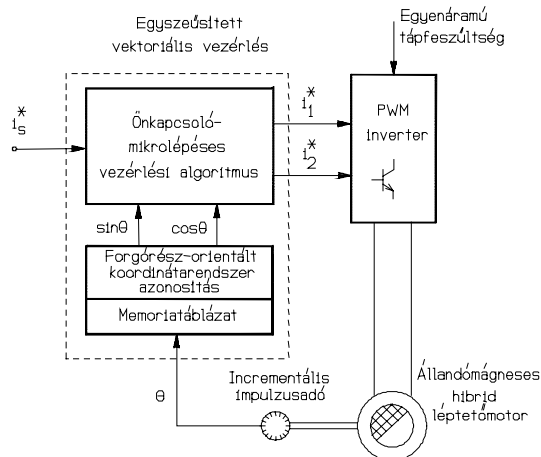
A dolgozat az állandómágneses hibrid léptetőmotor dinamikai jellemzőinek javítására irányuló kutatások eredményeit mutatja be. A léptetőmotorok hagyományos vezérlési módszereiből kiindulva, egy új, az “egyszerűsített vektoriális vezérlési módszer” került kifejlesztésre. A kutatási eredmények azt mutatják, hogy az új vezérlési módszert használva, a hibrid léptetőmotorok az egyenáramú motorhoz hasonló dinamikai jellemzői vannak. A dolgozatban bemutatásra kerül a megépített digitális vezérlőrendszer laboratóriumi prototípusa, valamint egy néhány kísérleti eredmény.

I. Bevezetés

Ismert, hogy a léptetőmotorok alkalmazási területe általában a dinamikai szempontból kevésbé igényes villamos hajtások, ahol elégséges a nyílt hurokban történő vezérlés. Ezek a szervóhajtások viszonylag olcsók, és kielégítő teljesítményt nyújtanak kis forgási sebességek esetében, vagy akkor, ha a léptetőmotor tengelyén kevésbé változik a terhelőnyomaték értéke. A léptetőmotorok két hagyományos vezérlési módszere - a mikrolépéses, valamint az elektronikusan önszabályzott vezérlés - valamennyire javítják a léptetőmotorok dinamikáját, de csak igen korlátozott mértékben. Ezeknek a korlátoknak a kiküszöbölésére az új, úgynevezett “egyszerűsített vektoriális vezérlési módszer” lett kidolgozva[1].

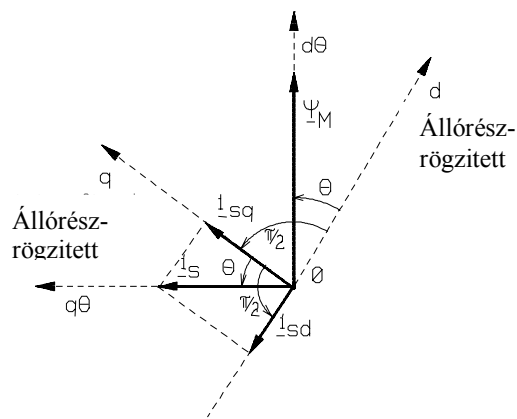
Az új vezérlési módszer elvi rajza az 1-es ábrán van bemutatva. Ez a vezérlési stratégia tulajdonképpen a mikrolépéses és az elektronikusan önszabályzott vezérlési módszerek ötvözése[2], [3].

A 2-es ábrán bemutatott fázor-diagram egyszerűen szemlélteti az új vezérlési módszer lényegét(a hagyományos jelölésekkel). Az egyszerűsített vektoriális vezérlési módszer esetében az állórészben folyó áram i_s vektorának irányítása a forgórész helyzetéhez nemcsak minden mechanikai lépés esetében történik, hanem minden mikrolépés után, olyan pontossággal ami csak az inkrementális impulzusadó felbontásától függ[4].



1. ábra

Az állandómágneses hibrid léptetőmotor egyszerűsített vektoriális vezérlése



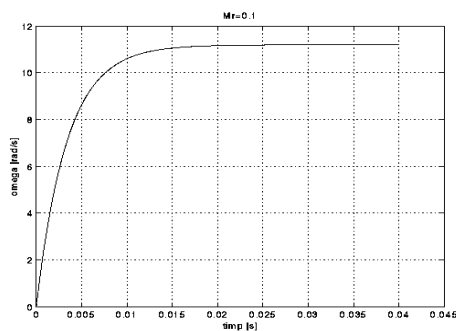
2. ábra

Az egyszerűsített vektoriális vezérlés fázor-diagramja

II. Az egyszerűsített vektoriális vezérlési módszer számítógépes szimulálása

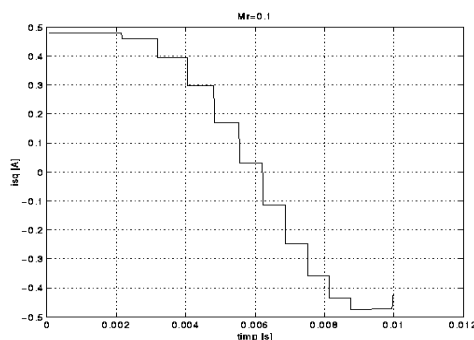
Az állandómágneses hibrid léptetőmotor dinamikai jellemzőinek tanulmányozása kezdetben számítógépes szimuláció segítségével történt, Matlab környezetben. A motor főbb paraméterei a következők: két fázis, 8 állórész pólus, 5 fog pólusonként, 50 fog a forgórészen, 200 lépés/fordulat, nominális forgatónyomaték $M_n=0.2\text{Nm}$, nominális áram $I_n=1\text{A/fázis}$, állandómágnes fluxus $\Psi_M=0.0044\text{Wb}$. A motor tengelyére 1000 impulzus/fordulat

felbontású inkrementális impulzusadó van rögzítve, így a motor 5 mikrolépést végezhet egy mechanikai lépés alatt. A számítógépes szimuláció eredményei azt mutatják, hogy az egyszerűsített vektoriális vezérlés módszerével meghajtott léptetőmotornak az egyenáramú motorhoz hasonló dinamikai jellemzői vannak.



3. ábra

A léptetőmotor szögsebessége



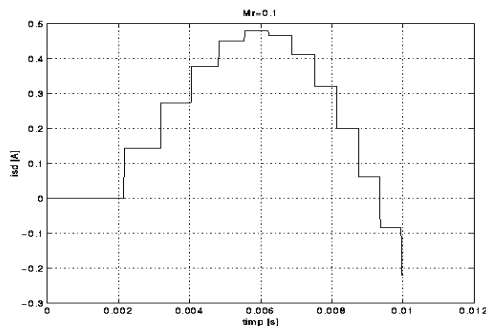
4. ábra

Az i_{sd} fázisáram változása

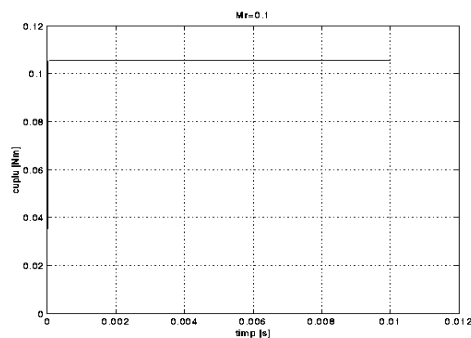
Ahogy a 3-as ábra is szemlélteti, a léptetőmotor szögsebességének nincsenek rezgései, és a motor dinamikája induláskor ugyanolyan jó mint az egyenáramú motorok esetében. A 4-es és az 5-ös ábrán a fázisáramok változása látható, együtt a motor mikrolépéseivel.

Minden mikrolépés esetében az állórészben folyó áram i_s vektora irányítva van a forgórész helyzetéhez viszonyítva, és minden mikrolépés esetében ez a fázor merőleges az állandómágnes fluxusának fázorára. Így a két fázor vektoriális szorzata minden mikrolépés esetében maximális elektromágneses forgatónyomatékot eredményez.

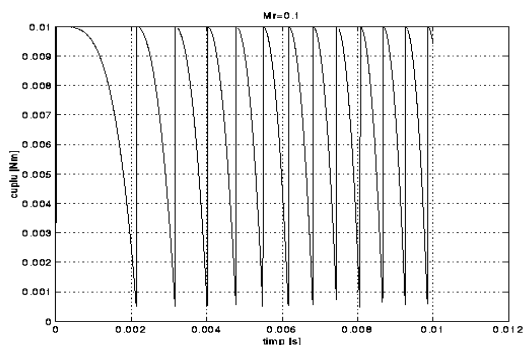
A 6-os ábrán észrevehető, hogy a léptetőmotor által kifejtett elektromágneses nyomaték állandó, ugyanúgy mint az egyenáramú motorok esetében. Nagyon kis léptéken(7-es ábra) észrevehető az elektromágneses nyomaték változása, és éppen ez mutatja azt ahogyan az állórészben folyó áram i_s vektora irányítva van minden mikrolépés esetében, úgy, hogy a kifejtett elektromágneses nyomaték maximális legyen, hasonlóan a kompenzáló tekercsel rendelkező egyenáramú motorok esetéhez.



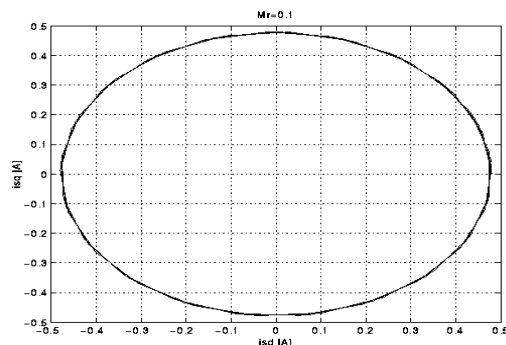
5. ábra
Az i_{sq} fázisáram változása



6. ábra
A léptetőmotor elektromágneses nyomatéka



7. ábra
A léptetőmotor elektromágneses nyomatéka



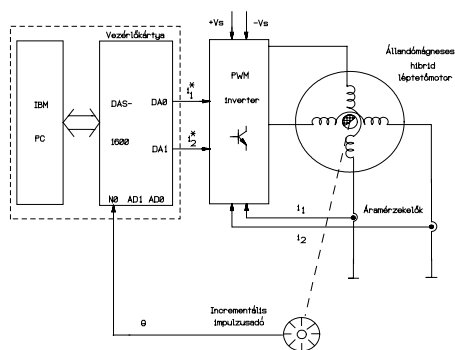
8. ábra
Az állórészben folyó áram fazora

A 8-as ábra az állórészben folyó áram i_s fazora által leírt kört szemlélteti.

III. A vektoriális vezérlőrendszer prototípusa és kísérleti eredmények

A 9-es ábra a laboratóriumban megépített kísérleti vezérlőrendszer elvi rajzát mutatja be. Az állandómágneses hibrid léptetőmotor vektoriális vezérlőrendszere alapján véve az IBM-PC személyszámítógépbe beillesztett, Keithley MetraByte DAS-1600-as típusú vezérlőkártyára épül[5],[6],[7].

A léptetőmotort egy aszinkron, áramforrás típusú PWM inverter táplálja, mely úgy van megtervezve hogy lehetővé teszi bármely áramforma létrehozását a motor tekercseiben(10. ábra). Az inverter magas PWM frekvencián működik, a tápfeszültségét pedig 24-48V között lehet változtatni, a követelményeknek megfelelően. A számítógép beolvassa a forgórész helyzetére vonatkozó információt, majd az önszabályozó-mikrolépéses algoritmus alapján, a két referencia áramot (i_1^* , i_2^*) fogja generálni az inverter bemeneteire.

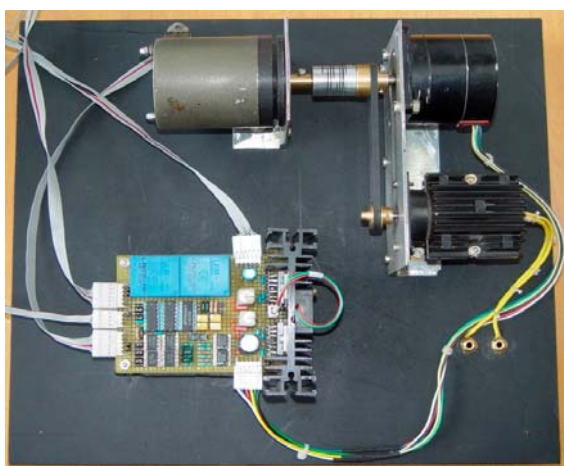


9. ábra

A kísérleti vektoriális vezérlőrendszer

Az állandómágneses hibrid léptetőmotor vektoriális vezérlésére megépített digitális vezérlőrendszer a 11-es ábrán van bemutatva. Az IBM PC számítógépbe beépített DAS-1600 típusú vezérlőkártyára alapozva, az egyszerűsített vektoriális vezérlési módszer kikísérletezésére valós idejű software van kifejlesztve,

A laboratóriumban elért kísérleti eredmények az új vektoriális vezérlési módszer segítségével szabályozott léptetőmotor működését mutatják.



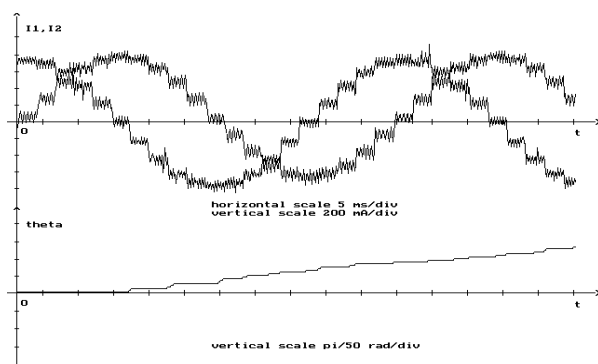
10. ábra

A PWM inverter és a léptetőmotor, a terhelés szerepét betöltő egyenáramú motorral



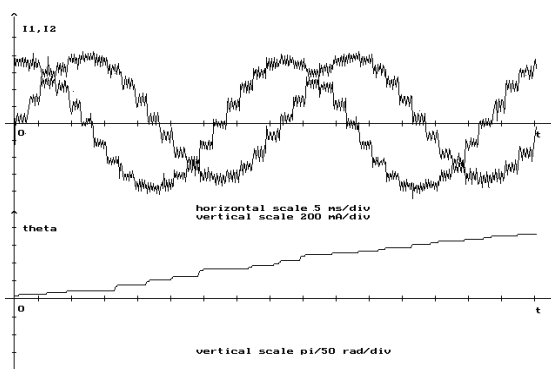
11. ábra

A digitális vezérlőrendszer laboratóriumi prototípusa



12. ábra

A fázisáramok és a forgórész helyzetének a változása ($M_n = 0.1\text{Nm}$)



13. ábra

A fázisáramok és a forgórész helyzetének a változása ($M_n = 0.08\text{Nm}$)

A 12-es ábra az i_1^* és i_2^* fázisáramok, valamint a forgórész helyzetének a változását mutatja be. Az ábrán jól észrevehetőek a léptetőmotor mikrolépései (egy lépés megfelel 5

mikrolépésnek), minden mikrolépés után az i_1^* és i_2^* fázisáramok úgy vannak generálva, hogy az állórészben levő aktív-áram vektora merőleges legyen az állandómágnes fluxusának vektorára. A 12-es ábrán látható diagramról leolvasható az, hogy abban az esetben ha a generált referenciáram amplitúdója 0.75A (a terhelőnyomaték értéke $M_n=0.1\text{Nm}$), akkor a motor sebessége 75 lépés/s, ami pontosan 375 mikrolépés/s-nak felel meg.

Abban az esetben ha a terhelőnyomaték értéke 0.1Nm-ről 0.08Nm-re csökken(13-as ábra), akkor a motor sebessége 100 lépés/s, ami 500 mikrolépés/s-nak felel meg. Ahogyan az várható volt, a terhelőnyomaték csökkenésével a motor sebessége nőtt. A 12-es és 13-as ábrán bemutatott mérési eredményeket összelehet hasonlítani a 4-es és az 5-ös ábrákon bemutatott, számítógépes szimuláció segítségével kapott eredményekkel.

Mindkét esetben jól kivehetőek a léptetőmotor mikrolépései az egyszerűsített vektoriális vezérlési módszert alkalmazva.

IV. Következtetések

A dolgozat célja az állandómágneses hibrid léptetőmotor dinamikájának a tanulmányozása, az egyszerűsített vektoriális vezérlés esetében. A számítógépes szimulálás segítségével kapott eredmények azt bizonyítják, hogy ennek a típusú léptetőmotornak az egyenáramú motorokhoz hasonló jó dinamikai jellemzői lehetnek. A motor sebessége gyorsan nő, rezgések nélkül, a kifejtett elektromágneses nyomaték közel állandó értékű. A nagyon kis léptéken észrevehető elektromágneses nyomatékváltozás éppen azt mutatja ahogyan az állórészben folyó áram vektora irányítva van, azért, hogy a kifejtett elektromágneses nyomaték minden mikrolépés esetében, maximális legyen,

A kísérleti eredményekből le lehet vonni azt a következtetést, hogy a bemutatott - nem költséges és viszonylag egyszerű - vektoriális vezérlési módszer jó stratégia lehet a jövőben a hibrid léptetőmotorok vezérlésére, és egy új alternatíva a hagyományos meghajtási módszerekre.

V. Szakirodalom

- [1] Marschalko R., Szász Cs., Trifa V., Székely A. - Implementing of a vector controlled PM-hybrid stepping motor servodrive, PEMC'98 International Conference, Prague, 1998 (CD-ROM registration).
- [2] Kelemen A., Maria Imecs - Vector Control of AC Drives, Volume 2, Ecsite Publisher, Budapest, Hungary, 1993.
- [3] Szász Cs. - Doktori disszertáció, Kolozsvár, Románia, 1999.
- [4] Szász Cs., Marschalko R., Trifa V., Székely A. - Experimenting of a simplified vector control system with PM-hybrid stepping motor, PCIM International Conference, Nuremberg, 1999.
- [5] *** - Data acquisition & control for IBM PC/XT/AT, PS/2, Micro Channel & Apple-MacIntosh computers. MetraByte Corp. vol. 18, 1989.
- [6] *** - DAS-1600/1400 User's Guide - Keithley Metrabyte Corp. 1993.
- [7] *** - ASO-1600/1400 User's Guide - Keithley Metrabyte Corp. 1993.

Intelligens áramlásszenzor oktatási célra

Intelligent Flow Sensor for Higher Education

Dr. Szecső Gusztáv Ph.D.

Miskolci Egyetem Automatizálási Tanszék

Abstract

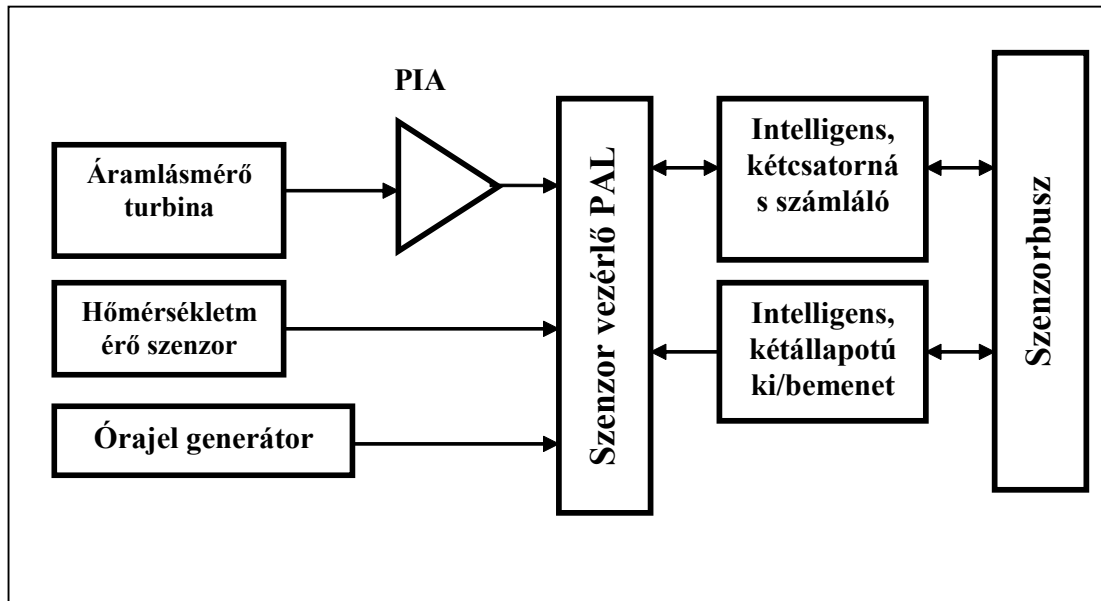
The author designed an efficient intelligent flow sensor for higher education. This sensor was constructed by the following stages: two channels intelligent counter, an intelligent digital input-output device, a system controller PAL, a programmable gain, wide bandwidth operational amplifier and a clock generator with 48 kHz fix output frequency. The intelligent sensor has two primer sub-sensors: a flow metering turbine and a digital, PWM based temperature IC sensor. The device communicates by using RS485 type bus. The bus timing demonstrated in the paper is critical. The intelligent flow sensor can be programmed by a host personal computer in real time environment. The software of the PC is a multi-level one: a bus driver dll type function, a VISUAL BASIC multi-tasking program. The latter program realizes a flow computer regarding to the temperature correction and a user (student) friendly visualization.

Tartalmi összefoglaló

Az egyetemi (főiskolai) oktatás számára egyre nehezebb feladat az igen bonyolult hardver és szoftver eszközök, így az integrált folyamatműszerezési rendszerek gyakorlatban való megismertetése. E nehézségek fő oka a különböző végzettségű vagy előtanulmányokkal bíró hallgatóság (villamos-, gépészmérnök vagy műszaki informatikus) igen eltérő ismeretbázisa illetve a téma feldolgozásához szükséges interdiszciplináris megközelítésre való készség hiánya. A fenti oktatási problémák hatékonyabb leküzdése érdekében a szerző saját fejlesztésű, egyszerűsített intelligens oktatási eszközökön mutatja be a hallgatóságnak a műszerek főbb hardver és szoftver jellemzőit. Különös figyelmet fordít a többparaméteres érzékelési, jelfeldolgozási, a diagnosztikai funkciókra és ipari busz kompatibilis kommunikációra. Az eszköz kommunikációs protokollja a paraméterezésen túl az egész szenzor programozására is alkalmas. A programozást és a felhasználói felület tervezését és kivitelezését személyi számítógépen futó, valós idejű programrendszer segíti.

Bevezetés

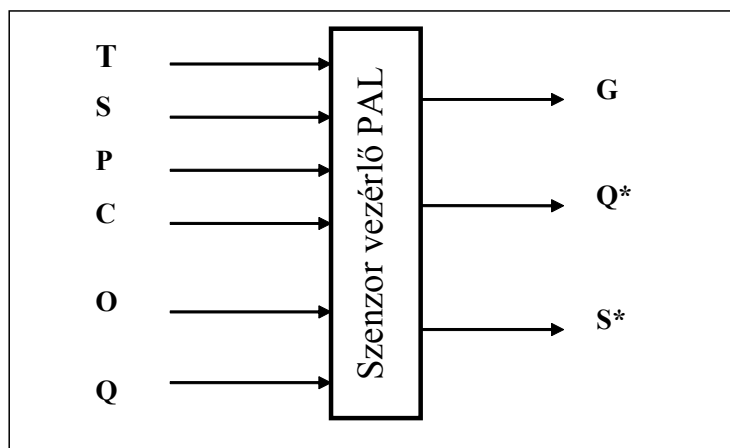
Az intelligens szenzornak két alapvető, elsődleges érzékelője van: egy áramlási sebességet érzékelő turbina és egy digitális kimenőjelű IC hőmérsékletmérő. E primer érzékelők analóg és a digitális jeleit egy PAL vezérelt jelprocesszor dolgozza fel két további intelligens, programozható egység segítségével: egy kétcsatornás, számláló és digitális ki/bemeneti egység. E két egység közvetlenül képes ipari buszra kapcsolódni, amit az 1. ábra hardver blokkvázlata szemléltet.



1. ábra

Az intelligens áramlásszenzor hardverének blokkvázlata

A blokkvázlat tartalmazza az idő/frekvenciamérési feladatokhoz szükséges órajel generátort és egy szélessávú, programozható erősítésű (PIA - Programmable (gain) Instrumentation Amplifier) mérőerősítőt. A jelfeldolgozást vezérlő egység egy speciálisan programozott, aszinkron működési sorrendi áramkört megvalósító PAL. A PAL chip egyszerűsített, ki/bemeneti modelljét a 2. ábra mutatja. Az ábra jelölései a következők:



2. ábra

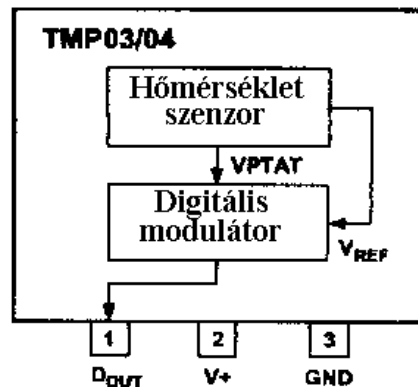
A vezérlő PAL ki/bemeneti modellje

- T - a diagnosztikai (teszt - Test) funkció indítása,
- S - a primer, hőmérséklet érzékelő jele (Signal),
- P - a digitális hőmérsékletérzékelő jelének T_1 és T_2 (ld. később) időtartamát azonosító jel,
- C - a vezérlő törlő (Clear) jele,
- O - 47,95 kHz-es órajel,
- Q - a primer áramlásérzékelő (turbina) jelkondicionálás utáni jele,

- G - a digitális hőmérsékletérzékelő jelének T_1 és T_2 (ld. később) időtartamát kapuzó jel,
- Q^* - a primer áramlásérzékelő (turbina) digitálisan szűrt és kapuzott jele,
- S^* - a primer, hőmérséklet érzékelő digitálisan szűrt és kapuzott jele.

A primer hőmérsékletérzékelő

A primer digitális, IC hőmérsékletérzékelő az Analog Devices TMP03/04 integrált áramkörén alapszik. Az áramkör egyszerűsített vázlatát a 3. ábra mutatja.



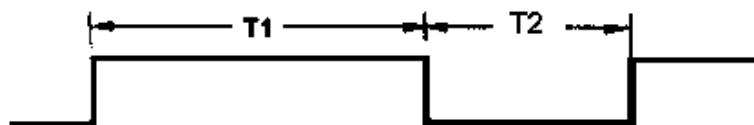
3. ábra

A digitális hőmérséklet érzékelő egyszerűsített vázlata

Az IC szenzor D_{out} jele alapvetően a hőmérséklet által impulzusszélesség modulált jel (ld. a 4. ábrát). A hőmérsékletet mérnöki mértékegységben az alábbi két összefüggés adja meg:

$$\vartheta = 235 - \left(\frac{400T_1}{T_2} \right) ^\circ C \text{ illetve}$$

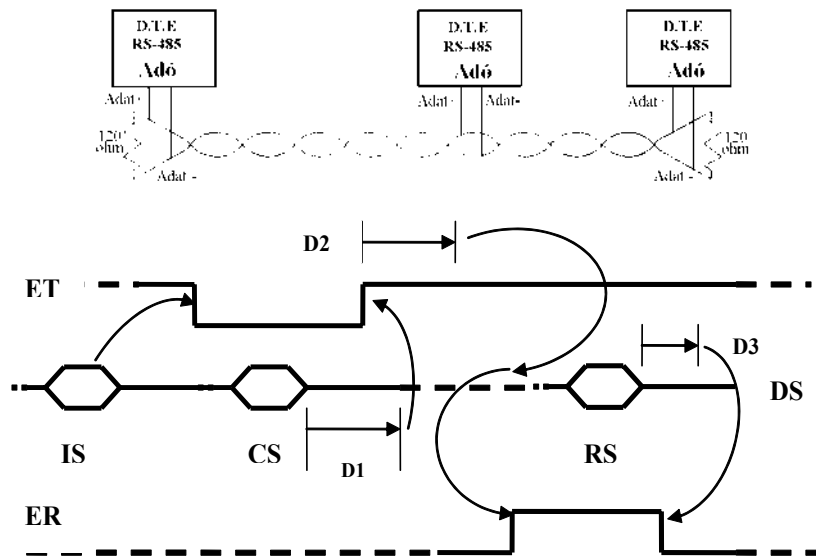
$$\vartheta^* = 455 - \left(\frac{720T_1}{T_2} \right) ^\circ F .$$



4. ábra

A chip gyártója az alkalmazási példaként meglehetősen bonyolult kapcsolást ajánl. Ezt egyszerűsíti le többek között az intelligens szenzort vezérlő PAL, megtakarítva egy teljes mikroszámítógépet és egyetlen számláló csatornán oldja meg a két impulzusrész (T_1 és T_2) időtartamának meghatározását.

A kommunikációs busz vezérlése



5. ábra

A kommunikációs busz elvi felépítése és időzítése

Rendszertechnikai szempontból a kommunikációs busz az 5. ábrán látható szokásos megvalósítású. A busz vezérlését és időzítését azonban a személyi számítógép - egy RS485 adapteren keresztül - kétszintű szoftver megoldással valósítja meg. A mester számítógépen futó buszvezérlő szoftver első szintje állítja elő az adatáramlás irányát meghatározó ET (Enable Transmit) és ER (Enable Receive) vezérlő jeleket. A WINDOWS operációs rendszeren belül ennek a szintnek az implementálása egy DLL modullal történik. A felhasználó (programozó)

egy függvényhívással valósíthatja meg ennek a két jelnek az előállítását. A függvény aktivizálása VISUAL BASIC környezetben az alábbi:

```
Declare Function busdriver Pascal Lib "BUSDRIVERDL.DLL" (ByVal wFunc As Integer, ByRef wPort As Integer, ByVal comm As String, ByVal rep As String) As Integer.
```

A függvény tehát egész értéket ad vissza, ami jelzi a vezérlő jelek megfelelő időzítését (értéke ilyenkor zérus), minden más esetben a visszatérési érték zérustól különbözik, és különböző buszhibákra utal. A függvény paraméterei a következők:

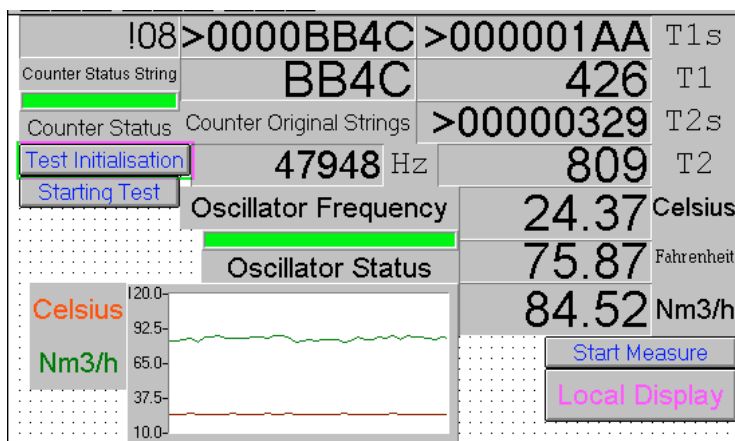
- *wFunc* - a függvény hívásakor a végrehajtandó feladatot kijelölő jelző,
- *wPort* - a használt soros port címe,
- *comm* - parancs vagy inicializáló sztring,
- *rep* - válasz vagy érték (adat) sztring.

A programozónak a második szoftver szinten, valós idejű környezetben kell a buszidőzítés szemléltető ábrán bejelölt D_i időzítéseket realizálni. Ezek értéke két fő paramétertől függ:

1. a soros port programozott sebességétől,
2. a kommunikációs sztringek hosszától.

A valós idejű megvalósítás és egy demonstrációs felhasználói felület

A valós idejű megvalósítást legjobban a felhasználói felület egy lehetséges kialakításának bemutatásával tudjuk szemléltetni (6. ábra). Nem szabad megfeledkeznünk arról, hogy a rendszer oktatási célra készült, így célszerű a felhasználói felületen minden olyan információt feltüntetni, amely az intelligens szenzor működéséről alapvető (protokoll) szinten is tájékoztat. Így láthatjuk a 6. ábrán a buszon tényleges forgalmazott sztringeket s ezek több lépcsőben való konvertálását a mérnöki mértékegységben lévő mért értékekre illetve állapotjelzőkre. Az intelligens szenzort alapvetően két működési állapotba lehet vinni a felhasználói felület segítségével: diagnosztika (tesztelés) és mérés. A diagnosztika megvizsgálja az intelligens számláló állapotát és egyben a buszon áramló sztringek szintaktikailag helyes voltát. Ugyancsak ellenőrzi az órajel frekvenciáját. Ez utóbbiról mért értéket, a többi állapotról jelzőt vagy ellenőrző sztringet közöl. Az intelligens szenzor mérési állapotában meghatározza az áramló közeg hőmérsékletét két különböző mérnöki mértékegységben. Megméri az áramló közeg hőmérséklettel korrigált térfogatáramát. Lehetőség van a mért értékek trend jellegű megjelenítésére és MATLAB számára ezek fájlban történő tárolására. Az intelligens szenzornak van helyi kijelzője, így a felhasználói felületről kiválasztható az, hogy ezen milyen paraméterek jelenjenek meg.



6. ábra

Az intelligens szenzort működtető felhasználói felület egy lehetséges változata

Az intelligens szenzor alkalmazása az oktatásban

A cikkben leírt oktatási eszközt már az európai kétszintű műszaki felsőoktatási koncepciójába illeszkedően képzeltem el. A B.Sc. szintű képzésben részt vevő hallgatóknak egyszerűbb programozási feladatokkal kell megbirkózni: a valós idejű taszkkezelés megváltoztatása, egyszerű digitális szűrés és hihetőség vizsgálati algoritmusok készítése, időzítés megváltoztatás következményeinek vizsgálata. Az M.Sc. szinten elvárható, hogy az egész valós idejű taszk-rendszert újra szervezzék, tömörebb és intelligensebb taszk-vezérlőket készítsenek és a példaként bemutatott felhasználói felület hatékony átalakításával, új funkciókat is létrehozzanak.

Irodalom

- [1] Ocelíková, E., Madarász, L., Contribution of Creation of Macro-situations of Complex Systems, Journal of Advanced Computational Intelligence, Fuji Technology Press, Ltd. Tokyo, Japan, 2002. pp. 20-25.

A haladó hullám-gerjesztésű szinkron-jellegű lineáris motor konstrukcióinak összehasonlítása

Comparing the Various Construction of the
Linear Synchronous-like Motor with Travelling-wave Excitation

Dr. Tóth Ferenc, Dr. Ádám Tihamér

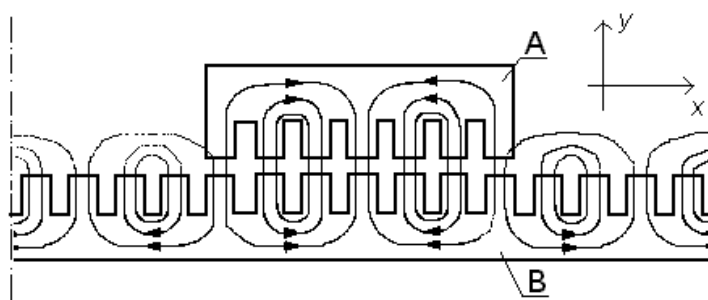
Villamosmérnöki Intézet, Miskolci Egyetem

Abstract

In the present paper we have made comparison among the various constructions of the synchronous-like linear motor with travelling-wave excitation. Considering the attractive and the pulling force we have compared the single sided, the air-cored, the air-cored but provided with back-iron and the double sided synchronous-like linear motors with travelling-wave excitation. We have established that in order to avoid the magnetic attractive force the double sided motor arrangement is the most favourable.

Bevezetés

Ismert [1, 2], hogy a haladó hullám-gerjesztésű szinkron-jellegű lineáris motorhoz úgy juthatunk, hogy egy kétoldalas lineáris indukciós motor szekunder részét eltávolítjuk, majd a két induktort egymáshoz közelítjük a technológia által megkívánt légrés értékig. Ezután az egyik induktort a pálya egész hosszára kiterjesztjük (ez lesz az állórész), és az ezzel szembenálló rövid induktorra kerekeket szerelünk úgy, hogy a rövidrész a hosszú induktor mentén haladhasson (ez lesz a motor elrendezés mozgó része). Ha az induktorokat váltakozó feszültségű hálózatra kapcsoljuk, akkor közöttük mágneses erőhatás lép fel, amely az induktorokat olyan helyzetbe hozza, hogy egymással szemben ellentétes pólusok álljanak, vagyis az induktorok mágneses körei a légrésen keresztül egy zárt mágneses kört alkotnak (1. ábra). Ekkor az induktorok között csak y -irányú (vonzó) erő lép fel.



1. ábra

Haladó hullám-gerjesztésű szinkron-jellegű egyoldalas lineáris motor elvi elrendezése

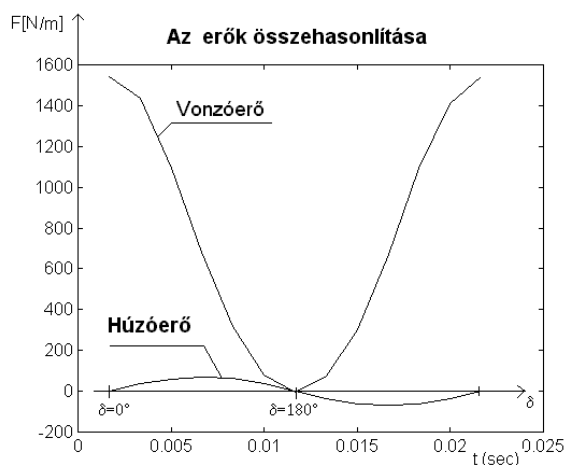
Ha ezt követően az induktorokat tápláló váltakozó feszültségű hálózat frekvenciájánál egy frekvencia különbséget állítunk elő, akkor a két induktor között már nem csak y -irányú, hanem x -irányú (vonó) erőkomponens is kialakul, és az erő lehetővé teszi, hogy az induktor egy v állandó sebességgel haladjon. Ennek értéke:

$$v = 2 \cdot \tau \cdot (f_{\text{álló}} - f_{\text{mozgó}}),$$

ahol τ az induktorok pólusosztása, $f_{\text{álló}}$ az álló induktort tápláló hálózat frekvenciája, $f_{\text{mozgó}}$ pedig a mozgó induktort tápláló hálózat frekvenciája. A fenti összefüggésből megállapítható a frekvencia különbség változtatásával különböző sebesség értékeket lehet beállítani. Ha a frekvencia különbség nagyon kicsi, lehetőség van nagyon kis sebességek előállítására, ezáltal a haladó hullám-gerjesztésű szinkron-jellegű lineáris motor alkalmassá válik, pl. szerszámgépeknél a direkthajtás megvalósítására.

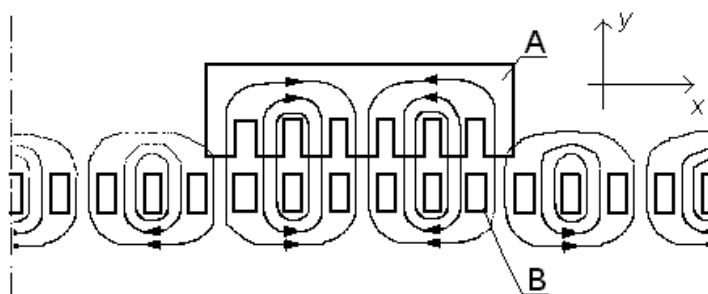
A hullám-gerjesztésű, szinkron-jellegű lineáris motor konstrukciói

Egy kétpólusú, $\tau = 0,1$ m pólusosztású, 2 mm-es légréssel rendelkező, az 1. ábrán látható motorkonstrukció vonzó és húzó (vonó) erejét mutatja a 2. ábra, ahol az erőhatásokat a terhelési szög függvényében ábrázoltuk. A 2. ábrán ábrázolt értékekből látható, hogy motoros üzemben kb. $\delta = 30^\circ$ -os terhelési szögnél a vonzóerő 30-40 szer nagyobb, mint a húzóerő. Ha kisebb a légrés ez az arány még ennél is nagyobb lehet. A nagy vonzóerő adott esetben zavarólag hathat a konstrukció kialakítása szempontjából (pl. nagyobb súrlódási veszteség), ezért felmerül a kérdés, hogy hogyan lehetne csökkenteni a vonzóerőt úgy, hogy a vonóerő ne csökkenjen jelentős mértékben. Ennek érdekében különböző konstrukciókat vizsgáltunk meg. Először azt az esetet tanulmányoztuk, amikor az álló induktor nem tartalmaz vasat, azaz az álló induktor tekercselését levegő veszi körül. Egy ilyen konstrukció elvi vázlatát mutatja a 3. ábra.



2. ábra

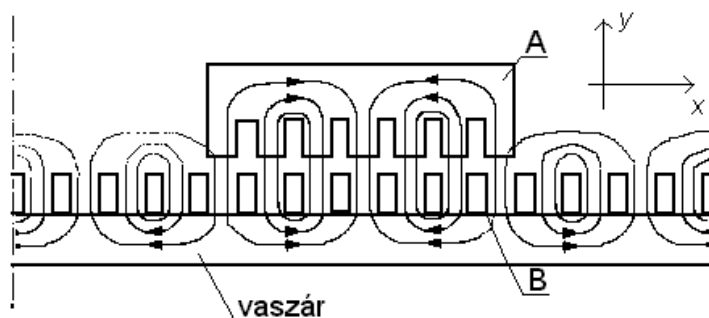
Haladó hullám-gerjesztésű szinkron-jellegű lineáris motor mágneses erői



3. ábra

Haladó hullám-gerjesztésű szinkron-jellegű légmagos lineáris motor

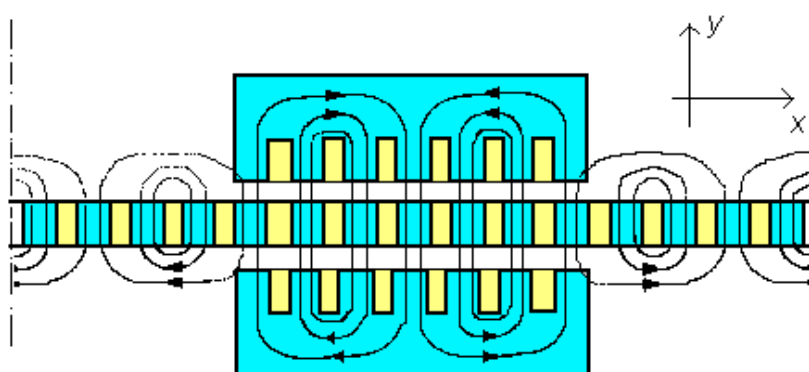
A következő vizsgálatnál az álló induktor tekercsei alá vaszárát helyezünk azaz a 3. ábrán látható légmagos elrendezést kiegészítjük egy mágneses szempontból jóvezető anyaggal (ezt nevezik vas-zárral). Ezt a változatot mutatja a 4. ábra.



4. ábra

Haladó hullám-gerjesztésű szinkron-jellegű légmagos lineáris motor vas-zárral

Majd a kétoldalas elrendezésre vonatkozó számításokat végeztük el, ahol két mozgó induktor veszi körül az álló induktort. Az álló induktornál az egyes vezetők között a jobb mágneses vezetés miatt lemezelte vastestet helyezünk el (5. ábra). Mivel ez a motor elrendezés az x -tengelyre szimmetrikus, ezért a végeselemes számításhoz szükséges algebrai modellt elég csak a motor egyik oldalára elkészíteni. A tényleges mágneses erőket a számított erő értékek előjel helyes összegzése révén nyerjük.



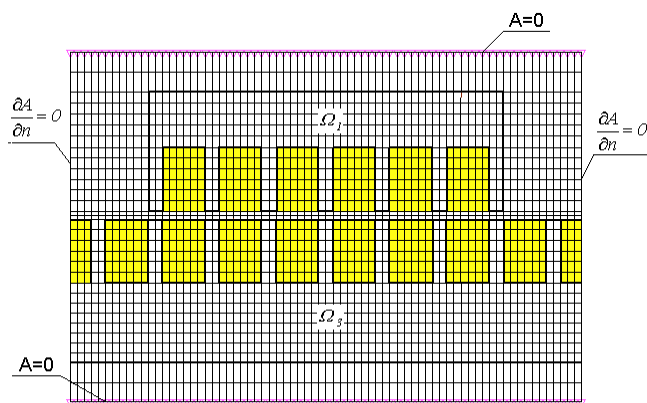
5. ábra

Haladó hullám-gerjesztésű szinkron-jellegű kétoldalas lineáris motor

A feladat realizálása

A motor fontosabb paramétereinek meghatározását a végeselem módszer felhasználásával végeztük. A végeselem-módszerrel egy konkrét feladat megoldása az alábbi lépésekben végezhető el. Először is a vizsgált objektumot, vagy tér-részt (kétdimenziós feladatoknál síkot), résztartományokra ún. elemekre bontjuk. A vizsgált tartomány határfelületein, (ill. belsejében) nevezetes pontokat ún. csomópontokat jelölünk ki, amelyeken csomóponti paramétereket veszünk fel. A csomóponti paraméterek legtöbbször a feladat jellemző függvényének a csomópontokban vett helyettesítési értékei. A jellemző függvényt (mágneses vektorpotenciált) elemenként (résztartományonként) közelítjük. A közelítő függvények legtöbbször polinomok, amelyeknek a feladat jellegéből adódó feltételeket kell kielégíteniük. A résztartományonként felvett közelítő függvényeket az elemek határfelületein lévő csomópontok paramétereinek felhasználásával összekapcsoljuk. A

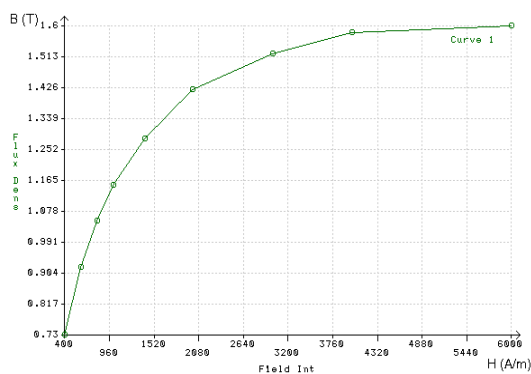
jellemző függvény egész testre vonatkozó közelítésének az adott funkcióba történő behelyettesítése a funkcionált többváltozós függvénné, a csomóponti paraméterek függvényévé alakítja át. A lineáris algebrai egyenletrendszer megoldása a csomóponti paraméterek értékét szolgáltatja. A csomóponti paraméterek ismeretében az elemenként felvett közelítő polinomok felhasználásával a test bármely pontjában meghatározható a jellemző függvény, illetve a belőle származtatott mennyiségek, (pl. mágneses indukció).[3,4] A fentiekben vázolt feladat megoldásához a COSMOS/M ESTAR programcsomag állt rendelkezésünkre, amelynél az 1. ábrán vázolt feladat realizálását, az elemkiosztást és a felvett peremfeltételeket a 6. ábra mutatja.



6. ábra

Kétdimenziós modell négyzet-alakú kiosztása

A számítás során figyelembe vettük az Ω_1 és Ω_2 tartományok vasalkatrészeinek nemlinearitását. A 7. ábrán a programba adatként bevitt vas B-H mágnesezési görbéje látható.

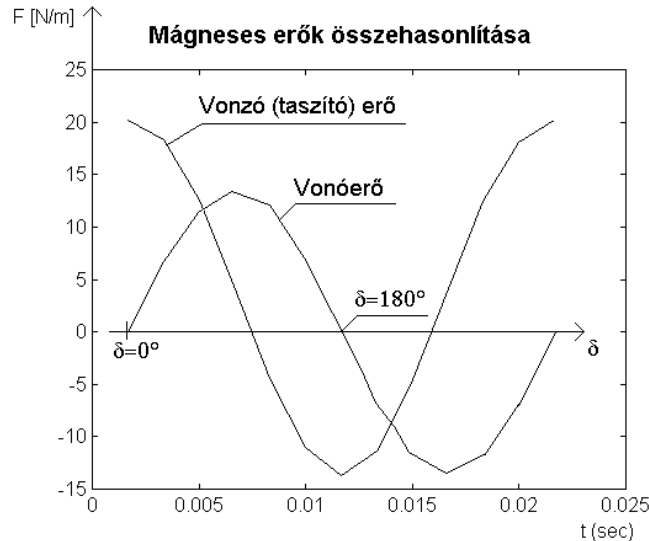


7. ábra

A vas B-H programban alkalmazott görbéje

A számított eredmények bemutatása

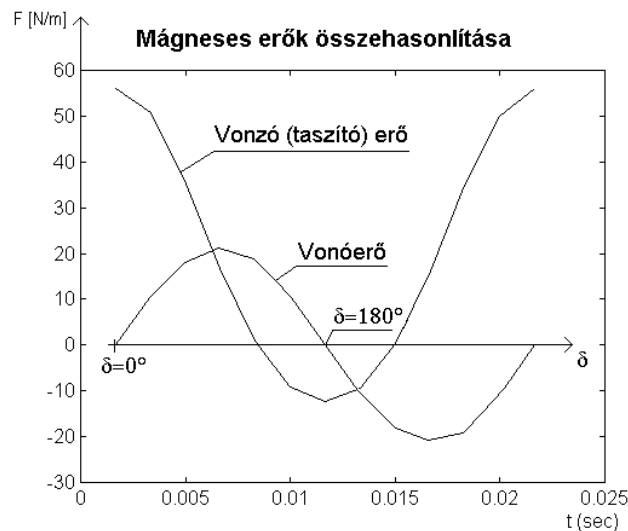
A számításokat tranziens analízis programmal futattuk. A számítások eredményei láthatók a következő ábrákon. A légmagos elrendezésű motor (2. ábra) számított mágneses erőinek átlagos értékét ábrázoltuk a terhelési szög függvényében a 8. ábrán. Megállapítható, hogy a vonó- és taszító (vonzó) erő hasonló nagyságrendű, de összehasonlítva a 2. ábrán látható erővel, hogy a vonzó- (taszító) erő alakulása kedvező, de a vonóerő csökkenése kedvezőtlen a vasmaggal rendelkező esettel szemben.



8. ábra

*Haladó hullám-gerjesztésű szinkron-jellegű
légmagos lineáris motor mágneses erői*

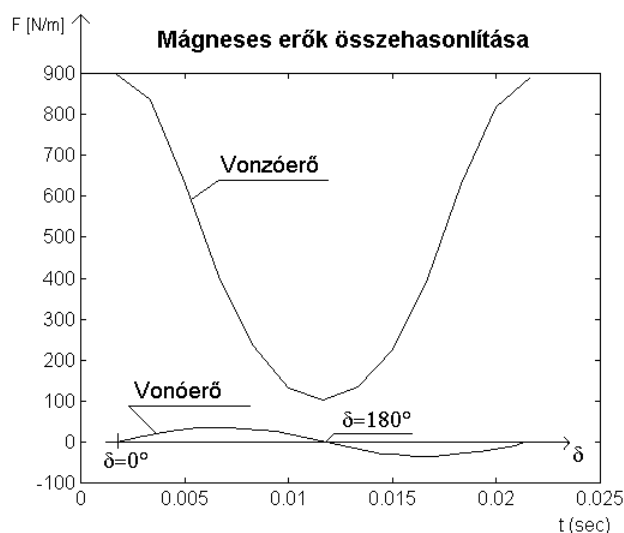
Ezután a vaszárral rendelkező (4. ábra) motor mágneses erőinek számított értékeit tüntettük fel, amelyek láthatók a 9. ábrán. Ha a vaszárral rendelkező motor eredményeit összehasonlítjuk a légmagos változat eredményeivel (7. ábra), akkor amint az várható volt a vaszáras motornál nőtt a vonóerő, de ugyancsak nagyobb lett a vonzóerő értéke is. A vonóerő értéke azonban mintegy harmada az 1. ábrán bemutatott elrendezés vonóerejének.



9. ábra

*Haladó hullám-gerjesztésű szinkron-jellegű
légmagos lineáris motor vaszáras mágneses erői*

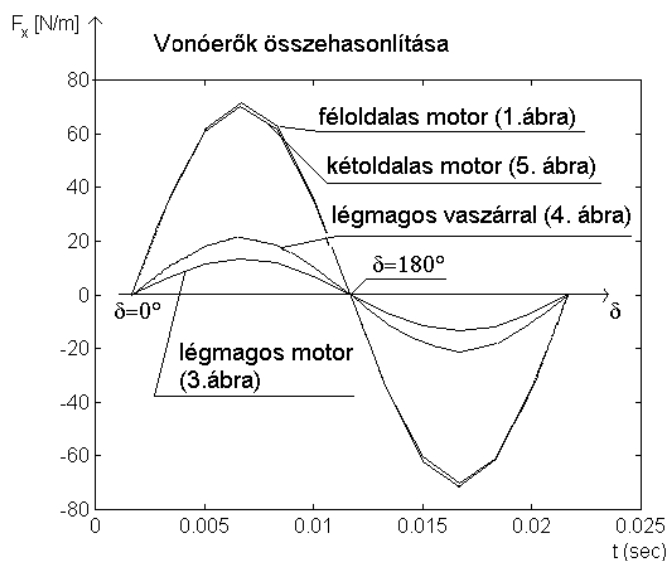
A 10. ábrán a kétoldalas haladó hullámgerjesztésű szinkron jellegű lineáris motor fél-oldalára vonatkozó számított vonó- és vonzóerejének átlagértéke látható. Megállapítható, hogy a fél-oldalra vonatkozó vonzó/vonóerő arány hasonló, mint az egyoldalas motornál. A teljes motorra vonatkozóan viszont kedvező a helyzet, mert a két oldal vonóereje összegződik. Ugyancsak összegződik a két oldalra vonatkozó vonzó erők értéke is, de mivel ezek ellentétes irányúak, ezért a vonzóerő eredője nulla.



10. ábra

*Haladó hullám-gerjesztésű szinkron-jellegű
kétoldalas lineáris motor egy oldalára vonatkozó mágneses erők*

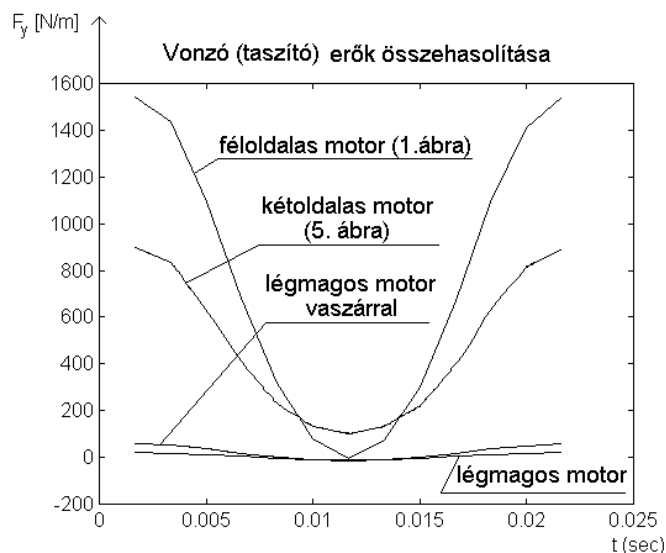
Végül a fentebb bemutatott négy konstrukció vonó-, és vonzóerejének alakulását tüntettük fel a 11. és a 12. ábrákon. A 11. ábrán látható összehasonlításnál a kétoldalas motor teljes vonóerejét ábrázoltuk, amelyekből kitűnik, hogy vonóerő szempontjából az egyoldalas és a kétoldalas motor ugyanolyan vonóerőt szolgáltat, mint az egyoldalas motor.



11. ábra

*Haladó hullám-gerjesztésű szinkron-jellegű
lineáris motorok vonó erőinek összehasonlítása*

A 12. ábrán a vonzóerő értékeit ábrázoltuk a fenti négy modelnél. Az ábrázolás során a kétoldalas motor fél oldalára vonatkozó erőt tüntettük fel, mert mint az már korábban említettük, a két oldal együttes hatásaként nulla vonzóerőt kapunk.



12. ábra
Haladó hullám-gerjesztésű szinkron-jellegű
lineáris motorok vonzó erőinek összehasonlítása

Összefoglalás

Jelen cikkben összehasonlítást tettünk a haladó hullám-gerjesztésű szinkron-jellegű lineáris motor különböző konstrukciói között. Összehasonlítottuk a mágneses vonó, ill. vonzó erő alapján az egyoldalas, a légmagos, a légmagos de vaszárral rendelkező, és a kétoldalas haladó hullám-gerjesztésű szinkron-jellegű lineáris motor konstrukciókat. Megállapítottuk, hogy a mágneses vonzóerő kiküszöbölése szempontjából a kétoldalas motor elrendezés a legkedvezőbb és ugyanolyan vonóerőt produkál, mint az egyoldalas motor elrendezés.

Irodalmi jegyzék

- [1] Tóth Ferenc: 'Eljárás és berendezés szinkron üzemű lineáris motorok sebességének változtatására', benyújtott szolgálati szabadalom (2001)
- [2] Tóth Ferenc: 'Haladó-hullámgerjesztésű lineáris szinkron motor', ENELKO 2001. Energetika Elektrotechnika Konferencia, Kolozsvár, 2001. ok. 5-7, old. 183-189.
- [3] Edited by John R. Brauer: 'What every engineer should know about FINITE ELEMENT ANALYSIS', Marcell Dekker, Inc. 1993.
- [4] Sivester P.P. & Ferrari R.L.: 'Finite Elements for Electrical Engineers', Cambridge Uni. Press, 1996.

Rendszer rekonfiguráció

System Reconfiguration

Vásárhelyi József¹, Szabó Csaba²

¹Miskolci Egyetem, ²Kolozsvári Műszaki Egyetem

Abstract

Reconfigurable computing could be a solution for the von Neumann bottleneck. The paper tries to summarise the research areas which could influence next generation computers and operating systems. The paper presents the hardware elements and the reconfiguration methods. To understand the reconfigurable systems and the reconfigurable process itself there is need to have a reconfiguration model. At the end are summarised the questions, which can influence the research of a reconfigurable operating system. The application area of such systems in the future will cover not only applications in telecommunication and image processing, but also there will be applications in home networking, home appliances, embedded computing and so on.

1. Bevezetés

A félvezetőipar fejlődése és az 1980-ban az új áramköri technológia a programozható logikai cellák (FPGA) bevezetése lehetővé tette a komplex digitális elektronikai alkalmazások elterjedését. A digitális technikai alkalmazások az egyszerű kétszintű logikai megvalósításoktól a komplex áramköri megoldások irányába fejlődtek. Az alkalmazások közt a digitális jelfeldolgozás, telekommunikáció, háztartási hálózatok (home networking), valós idejű feldolgozások az említésre méltók.

A legtöbb FPGA áramkör konfigurálását statikus RAM cellák segítségével valósították meg, azonban egyes FPGA áramkörök konfigurálását az úgynevezett „ellenbiztosíték” (antifuse) technológia segítségével valósították meg. Úgy tűnt, hogy az ellenbiztosíték alkalmazása kisebb erőforrás-igényű és nagyobb sebességű megvalósításokat tesz lehetővé, azonban a felhasznált áramköröket nem lehetett újrakonfigurálni. Tehát az újra-konfigurálhatóság, mint lehetőség nem volt annyira fontos. A technológia fejlődésével a rekonfigurálhatóság már nem jelent hátrányt, mi több néhány esetben nélkülözhetetlen. Az új lehetőség és az FPGA konfigurációs módszerek alkalmazása egy új kutatási terület megjelenését tette lehetővé. Az új kutatási területet a *változtatható konfigurációjú számítógépek vagy rendszerek* és a rekonfigurálható operációs rendszerek képviselik.

Az FPGA áramkörök megjelenése egy alternatív számítástechnikai módszer alkalmazását tette lehetővé a hardver által nyújtotta teljesítmény és a szoftver rugalmasságának segítségével. Valamely jelfeldolgozó algoritmus megvalósítása FPGA áramkörben optimalizálható az alkalmazás igényei szerint, és amennyiben többféle algoritmus implementációjára van szükségünk ugyanazon adatfolyam feldolgozása közben, úgy az FPGA áramkör újrakonfigurálásával ez megvalósítható.

A technológiai expanzió - azaz egyre több tranzisztor integrálása ugyanazon szilíciumlapkára és/vagy a működtető órajel frekvenciájának növelése, illetve a gyorsító tár teljesítménye (kapacitása és elérési sebessége) - többé már nem jelentik a választ a számítástechnika kihívásaira. Megkockáztatjuk, hogy pontosan az előbb felsorolt teljesítménynövelő lépések

jelentik a *von Neumann* struktúrájú számítógépek beszűkülését. A konvencionális tervezésű, rögzített hardvert alkalmazó struktúrák (RISC, DSP, ASIC), már nem tudnak megfelelni a gyorsan fejlődő piaci igényeknek. Tehát egy olyan új, rugalmas számítógép architektúrára van szükség, mely intenzíven kihasználja a rekonfigurációban rejlő előnyöket [1].

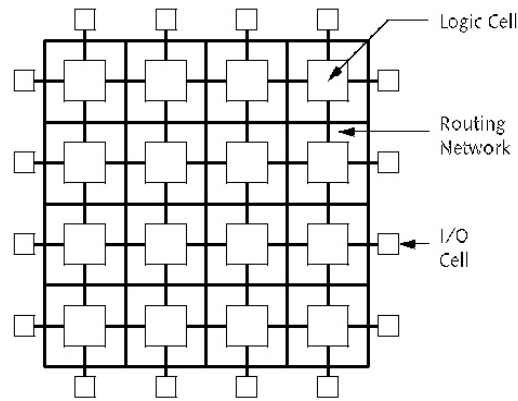
A megoldás az adaptívnek nevezett adatfeldolgozó technológiában rejlik, amely egy olyan integrált áramkört alkalmaz, mely szükség esetén a feldolgozó szoftver igényei szerint módosítja belső felépítését, nagyobb feldolgozási sebességgel rendelkezik, kisebb teljesítményigénnyel. A feldolgozási sebesség javulása a szilíciumlapka integráltságának kihasználásával és alacsony költségekkel valósul meg [1].

2. A szükséges hardver

Egy FPGA áramkört használó alkalmazás valós időben módosíthatja az áramkörü funkciókat. Az áramkörü funkciók módosítása az újabb konfiguráció letöltésével valósul meg [2]. Az FPGA áramkörök rekonfigurálhatósága a következő alkalmazási területeken jelent előnyt:

- Logikai áramkörök helyettesítése egyszerű programozható logikai áramkörökkel.
- Komplex „*gate-array*” áramkörök helyettesítése FPGA áramkörrel. Ez esetben a költségcsökkentés, tervezési és gyártási idő csökkentéséhez vezet. A helyettesítés előnye az is, hogy a késztermék változtatásai költségnövekedés nélkül valósulnak meg.
- Tervezési ciklus csökkenése: az FPGA konfigurálása a működő rendszerben történik. A tesztelés és a szimuláció ciklusa lényegesen csökken.
- Rekonfigurálható alkalmazások: az FPGA áramkörrel (hardver) olyan feldolgozó algoritmusokat valósítanak meg, amelyek szoftveresen megvalósított programja erősen leterhelték a számítógépet, növelve a feldolgozási időt (time-consuming algorithm).
- Logikai emuláció: bonyolult szimulációk helyett FPGA áramkörrel valósítjuk meg az alkalmazást.
- Oktatás: a hallgatók rövid idő alatt komplex áramköröket tervezhetnek, ellenőrizhetnek valódi hardver (FPGA) segítségével.
- Kutatás: az algoritmusok tervezése, megvalósítása, szimulációja párhuzamosan halad és gyors prototípusfejlesztést (rapid prototyping) tesz lehetővé.
- Telekommunikáció: nagyon sok alkalmazás FPGA áramköröket használ DSP áramkörök helyett, mivel az algoritmusok megvalósítása gyorsabb és az algoritmusok párhuzamosíthatóak.
- Háztartási hálózatok, beágyazott rendszerek: a jövőben egyre több alkalmazás használ majd FPGA áramköröket.

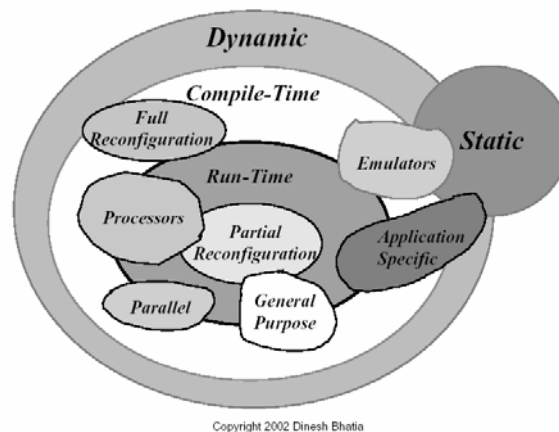
Általános struktúra: Az FPGA áramkörök alapelemei a *logikai cellák*, *huzalozási erőforrások*, *ki-bemeneti cellák*. A logikai cellák funkcióblokkokat, regisztereket tartalmaznak. A huzalozási erőforrások valósítják meg a belső áramkörü huzalozást, cella és cella, illetve cella és ki-bemenet között, ugyanakkor segítik a logikai függvények megvalósítását huzalozott logikai erőforrásokkal. A ki-bementi cellák, valósítják meg az áramkör külső környezete és a belső környezet közötti kapcsolatot (1. ábra).



1. ábra

FPGA áramkör általános felépítése

Az FPGA áramkörök többféle módon konfigurálhatók. Esetünkben az SRAM alapú FPGA áramkörök rekonfigurációja érdekes, hiszen ezek nem csak teljes egészében, hanem részlegesen is rekonfigurálhatók. A rekonfigurációs módszereket a 2. ábra mutatja be [4]. Az ábrát ki kell egészítenünk egy új konfigurálási módszerrel, mely egyre nagyobb teret hódít a használt konfigurációs módszerek halmazában. Ez a módszer az úgynevezett „tartalom átkapcsolás” (context switching).



Copyright 2002 Dinesh Bhatia

2. ábra

Rekonfigurációs módszerek

Az utóbbi időben az FPGA áramkörök mellett megjelentek az úgynevezett *rendszer a chipben* áramkörök (System on Chip - SOC), melyek az FPGA erőforrásokon kívül még egy processzor magot is tartalmaznak. Az FPGA áramkörök kapacitásának növekedésével (~10 millió ekvivalens kapu várható 2010-re) lehetővé vált egy beágyazott (embedded) processzor alkalmazása, így az FPGA áramkörök az SOC áramkörökkel azonos alkalmazásokban használhatók.

3. A rekonfiguráció modellezése

A rekonfigurálható rendszerek alkalmazásakor a következő három fontos kérdésre kell választ adnunk:

- Mikor történjen a rekonfiguráció?
- Hogyan rekonfiguráljunk?
- Mit rekonfiguráljunk?

A fenti kérdésekre különböző válaszok születtek. A rekonfiguráció bekövetkezésének időpontja nem mindig meghatározható és az sem mindenkor ismert mi lesz a következő konfiguráció. A „*hogyan*” a rekonfigurációban használt módszerre vonatkozik és a választ a 2. ábra szemlélteti. A harmadik kérdésre a válasz megadása mindig az adott alkalmazástól függ.

Ha a rekonfigurációt mint folyamatot elemezzük, akkor szükségünk van egy egyszerű modellre, amelynek segítségével meghatározható és optimalizálható egy alkalmazás [5]. A megfelelő modell létrehozása gyakran a kulcsa egy folyamat megértésének. Így van ez a rekonfiguráció esetében is. A rekonfiguráció folyamatának megértésében a legnagyobb problémát maga a folyamat dinamikus volta jelenti. Elsőnek Luk javasolt egy egyszerű modellt, amely statikus hálózatokat használt a dinamikus folyamatok viselkedésének leírásában [5]. Ebben a modellben a folyamat rekonfigurációját egy *demultiplexer* és egy *multiplexer*, segítségével oldotta meg. Megjegyezzük azonban, hogy a fenti elemek lehetséges hardver implementációk, de nem feltétlenül szükséges implementációk. Annál inkább az említett két elem absztrakt entitások, és nem feltétlenül implementációk.

Athanas a fenti dmultiplexer/multiplexer által képzett modellt továbbfejlesztette [6]. A továbbfejlesztés eredményeként létrejött modellt nevezzük átlapolásos rekonfigurációnak. A módszer lényege abban áll, hogy a cellák által alkotott szeletek amint elvégzik az adaton az adott algoritmus szerinti feldolgozást, úgy a szeletet eredményátadás után azonnal rekonfiguráljuk. Hasonló módon járunk el a következő szeletekkel is, míg az egész struktúrát át nem konfiguráljuk.

4. Változtatható konfigurációjú számítógépek

A kutatások fókuszában olyan komplex egytokos rekonfigurálható rendszerek állnak (SOC) amelyek megvalósíthatják a változtatható konfigurációjú számítógépet. Ez két fő elemből tevődne össze: egyik eleme az utasításkészlettel rendelkező processzor (Instruction Set Processor ISP), másfelől pedig a hozzá csatlakozó rekonfigurálható logika. A követelményeknek megfelelő SOC-k máris a rendelkezésünkre állnak azonban több kérdés még megválaszolandó:

- Milyen az optimális rekonfigurálható SOC architektúra?
- Hogyan kell megtervezni egy ilyen rendszernek a kommunikációs felületét?
- Hogyan valósítható meg a felület valósidejű kezelése?
- Hogyan kell megtervezni egy alkalmazást egy ilyen komplex felület számára?

A kutatások fő célja az erőforrások optimalizálása és valósidejű elosztása. Az operációs rendszerrel szemben támasztott követelmények sem teljesen tisztázottak. Az operációs rendszernek többek között képesnek kell lennie arra, hogy a feladatok (task) elosztását oly módon optimalizálja, hogy valós időben eldönthető legyen: a *task* a logikai erőforrásokat vagy pedig a processzor erőforrásait vegye igénybe? Az új operációs rendszer ezen *task*-ja pedig különböző kutatási területek összehangolását igényli. Ez viszont újabb kérdéseket vet fel:

- Az alkalmazás tervezési folyamata képes optimálisan elosztani a feladatokat. Azok megvalósítása lehet hardver, szoftver vagy mindkettő felhasználásával. Az elosztás végeredménye azonos módon terhelje a hardver és szoftver erőforrásokat.
- Az operációs rendszer térben és időben valósítsa meg az ütemezést.
- Az operációs rendszer kommunikációs felületének hardver erőforrásokkal kell támogatnia az operációs rendszert a következő feladatok megvalósításában:

- biztosítson egy hatékony taskok közötti kommunikációs felületet,
- legyen független a rekonfigurációs erőforrásoktól.

Köszönetnyilvánítás

Jelen publikáció a magyar - román kormányközi tudományos és technológiai együttműködés keretében, az OM Kutatás-Fejlesztési Helyettes Államtitkárság és külföldi szerződés partnere, a Ministry of Education Research and Youth, Romania támogatásával jött létre.

Bibliográfia

- [1] MASTER P.: *The Age of Adaptive Computing is Here*, 12th International Conference, Field-Programmable Logic and Applications FPL2002, LNCS2438, Springer, ISBN 3-540-44108-5, Montpellier, France, Sept. 2-4, 2002, pp.1-3.
- [2] DEHON A.: *Entropy, Counting, and Programmable Interconnect*, ACM/SIGDA Symposium on Field Programmable Gate Arrays, 1996 pp.73-79.
- [3] XILINX: Xilinx DataSource CD-ROM, 2000, Xilinx, PN1061361-2EL, 2000
- [4] BHATIA D.: *Reconfigurable Computing*, Workshop on Reconfigurable computing 2002
- [5] LUK W., SHIRAZI N., CHEUNG P., *Modelling and Optimizing Run-time Reconfigurable Systems*, Proceedings FCCM96, IEEE Computer Society Press, 1996, pp. 167 - 176.
- [6] BITTNER R., ATHANAS P., *Wormhole Run-time Reconfiguration*, ACM/SIGDA International Symposium on Field Programmable Gate Arrays, Monterey, California, USA, February 1997 pp.79-85.
- [7] Marescaux T., *Operating Systems and Application Design for Reconfigurable Systems on Chip*, Dagstuhl Seminar on Reconfigurable Computing 03301
<http://www.dagstuhl.de/03301/Proceedings/>

A hőhasznosítási mutató - a fogyasztói rendszerek energetikai jellemzője

Heat Utilisation Coefficient -
a Tool for Evaluating of Customer System Behaviour

Dr. Zsebik Albin

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Energetikai Gépek és Rendszerek Tanszék

Abstract

When analysing the efficiency and environmental effects of energy management one often needs to determine the expected heat consumption. In other cases, the estimated heat demand needs to be determined from the actual heat consumption data of several years.

In order to facilitate the above tasks the paper describes a formula for the relative value of heat demand, whose integral determines the so-called specific heat demand coefficient. Using the specific heat demand coefficient the expected heat consumption can be determined from the estimated heat demand or vice versa, can also be used for determining the estimated heat demand if historical heat consumption data of long periods are available.

The utilization of the heat, transported to the consumer is necessary for the efficiency operation of the heat supply systems. For evaluation of the system behaviour is very easy to implement the heat utilization coefficient, explained in the paper.

Az energiagazdálkodás hatékonyságának és környezeti hatásának elemzése során gyakran van szükség a várható hőfelhasználás meghatározására. Sokszor a méretezési hőszükségletet kell meghatározni az elmúlt évek hőfelhasználási adatai alapján.

A fenti feladatok segítésére a dolgozat bemutat egy függvényalakot, amely jó közelítéssel írja le a hőszükséglet viszonyított értékének változását. E függvény integrálja az ún. fajlagos hőfelhasználási mutató. A fajlagos hőfelhasználási mutatóval a méretezési hőszükséglet ismeretében meghatározható a várható hőfelhasználás, vagy fordítva, az elmúlt évek hőfelhasználásának ismeretében a méretezési hőszükséglet.

A fogyasztóhoz eljuttatott hő minél nagyobb mértékben történő hasznosítása a gazdaságos üzemvitel kulcskérdése. A dolgozat a fogyasztói rendszerek jellemzésére javaslatot tesz egy a hőhasznosítás mértékét meghatározó ún. hőhasznosítási mutatóra, bemutatja a távhő- és fűtési rendszerek névleges hőmérsékleteihez tartozó bázisértékeit.

1. Működő és optimális rendszerek

A műszaki feladatok többféle módon oldhatók meg. Ugyanazon eredmény, különböző berendezésekkel, különböző üzemeltetési módon érhető el. A különböző megoldási változatok között található azonban olyan, amely bizonyos kritériumok szerint a legkedvezőbb, mondhatjuk, "optimális". Megkülönböztethetők tehát működő és optimális rendszerek. E megállapítás nem jelenti a működő rendszerek elvetését. Ellenkezőleg, a biztonságosan működő rendszer jobb, mint a működő képtelen. Előfordulhat, hogy műszaki, gazdasági vagy egyéb okok miatt nem fejleszthető a működő rendszer optimálissá. Egyértelműen törekedni kell azonban arra, hogy a működő rendszereket az optimális irányába fejlesszük. Ehhez nélkülözhetetlen a rendszerelemek és alrendszerek közti kapcsolatok

tisztázása, egyértelmű meghatározása. A fejlesztés során különös figyelmet kell fordítani a kapcsolatokra, s a berendezéseket úgy kell kiválasztani, az üzemviteli paramétereket úgy kell meghatározni, hogy azok az optimális rendszer megvalósításának irányába hassanak.

Különösen fontosak a gondolatok a távhőrendszerek esetében. A működő rendszereket az optimális irányába kell fejleszteni. Az optimalizálást műszaki, gazdasági és környezetvédelmi kritériumok alapján kell végezni.

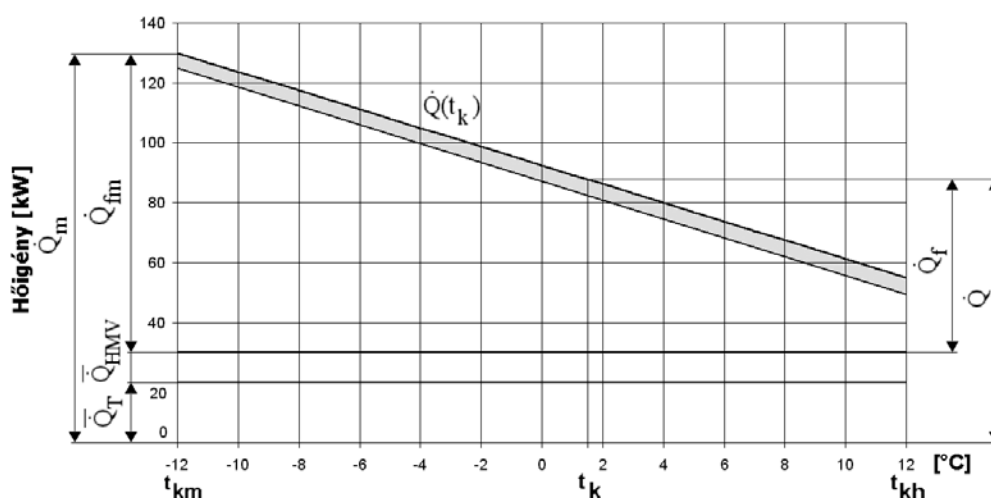
A távhőszolgáltatás üzemvitelének értékelése, az optimalizálás szűkebb, vagy szélesebb körre terjedhet ki. A szűkebb, vagy szélesebb körre kiterjedő elemzések során azonban egyaránt fontos a komplex rendszer szemelőtt tartása.

A távhőszolgáltatás esetében a komplex rendszer a hőtermelő berendezéstől a fűtött helyiségeket határoló falig ill. a használati melegvíz csapjáig terjed. A klasszikusnak tekinthető csoportosításban a távhőrendszert a termelő, szállító és felhasználó alrendszerek alkotják. Mivel a fogyasztói rendszer, s benne a fűtési közeg hőmérséklete hatással van a hőtermelő gazdaságos üzemvitelére, meghatározó szerepet kap a kapcsolt hő- és villamosenergia termelésben, az ipari hulladék hő és megújuló energiaforrások hasznosításában. Tézisként fogalmazható meg, hogy csak a termelő, szállító és felhasználó alrendszerek összehangolt tervezésével, fejlesztésével és üzemeltetésével valósítható meg gazdaságosan a távhőszolgáltatás, válhat versenyképessé az egyedi hőellátással szemben.

2. A fűtési hőigény változása

A dolgozatban „ \dot{Q} ”-val jelöljük a hőszükségletet (hőigényt, hőteljesítményt) ha hőáramról, [W], és „ Q ”-val, ha hőenergiáról [J] van szó.

A fűtési hőigény (\dot{Q}_f) a külső hőmérséklet függvénye. A használati melegvíz (HMV) termelés átlagos hőszükséglete a méretezési fűtési hőszükséglet (\dot{Q}_{fm}) 8-12 %-a. Gyakran az átlagos technológiai hőigényt is célszerű a méretezési fűtési hőszükséglet arányában kifejezni. Az **1. ábrán** a HMV hőigény átlagos értéke a méretezési hőszükséglet 10 %-ának ($\bar{Q}_{H MV} = 0,1 \cdot \dot{Q}_{fm}$), az átlagos technológiai hőigény a 20 %-ának ($\bar{Q}_T = 0,2 \cdot \dot{Q}_{fm}$) volt feltételezve. Az együttes hőigény így a fentiek összege, $\dot{Q} = \dot{Q}_f + \bar{Q}_{H MV} + \bar{Q}_T$



1. ábra

A hőigény változása a külső hőmérséklet függvényében

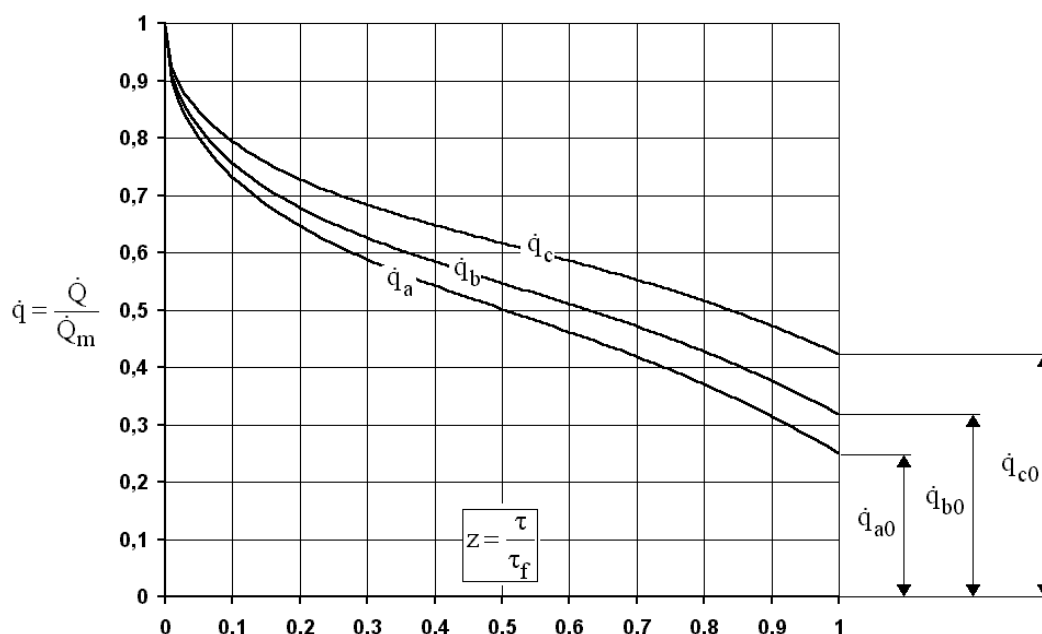
Az energiahatékonysági, környezetvédelmi és megvalósíthatósági tanulmányok készítésénél a hőigény lineáris változásának feltételezése jó közelítés. Ugyanakkor a fűtési hőigényt jelentős mértékben befolyásolják az egyéb időjárási jellemzők (szél, napsütés, borult égbolt). Emiatt a hőigény változását a külső hőmérséklet függvényében, $\dot{Q}(t_k)$, az 1. ábrán is jelölt tartományban feltételezzük.

3. A fűtési hőigény tartamfüggvény

A vizsgálatok általánosítása érdekében célszerű a hőigény, (\dot{q}) és az időtartam ($z = \tau / \tau_f$) esetében a viszonyított értékekkel számolni (z a vizsgált külső hőmérséklet gyakorisága, τ_f a fűtési időszak hossza). A fűtési (\dot{Q}_f), a HMV (\dot{Q}_{HMV}) és a technológiai (\dot{Q}_T) hőigényt a méretezési hőszükséglethez (\dot{Q}_{fm}) célszerű viszonyítani. Így

$$\dot{q}_f = \frac{\dot{Q}_f}{\dot{Q}_{\text{fm}}}, \quad \dot{q}_{\text{HMV}} = \frac{\dot{Q}_{\text{HMV}}}{\dot{Q}_{\text{fm}}}, \quad \dot{q}_t = \frac{\dot{Q}_T}{\dot{Q}_{\text{fm}}} \quad (1)$$

A 2. ábra \dot{q}_a görbéje a fűtési, \dot{q}_b a fűtési és a HMV, a \dot{q}_c a fűtési, a HMV és a technológiai hőigény összegének relatív értékét mutatja.



2. ábra

A hőigény viszonyított értékeinek változása

A számítás egyszerűsítése érdekében a hőigény viszonyított értékeit célszerű függvényként leírni. Jó közelítéssel használhatók az alábbi függvényalakok:

$$\dot{q}_f = \dot{q}_a = \dot{q}_{a0} + (1 - \dot{q}_{a0}) \cdot (1 + z^\alpha - z^\beta - z^\gamma) \quad (2)$$

$$\dot{q}_b = \frac{\dot{Q}_f + \dot{Q}_{\text{HMV}}}{\dot{Q}_{\text{fm}} + \dot{Q}_{\text{HMV}}} = \frac{\dot{q}_f + \dot{q}_{\text{HMV}}}{1 + \dot{q}_{\text{HMV}}} \quad (3)$$

$$\dot{q}_c = \frac{\dot{Q}_f + \overline{\dot{Q}}_{\text{H MV}} + \overline{\dot{Q}}_T}{\dot{Q}_{\text{fm}} + \overline{\dot{Q}}_{\text{H MV}} + \overline{\dot{Q}}_T} = \frac{\dot{q}_f + \dot{q}_{\text{H MV}} + \dot{q}_T}{1 + \dot{q}_{\text{H MV}} + \dot{q}_T} \quad (4)$$

Ahol: „ α ”, „ β ” és „ γ ” a sokéves meteorológiai statisztikai adatok felhasználásával az alábbiak figyelembevétel határozhatók meg:

- a földrajzi helytől függetlenül felvehető „ α ” és „ β ” paraméterek értéke ($\alpha = 2$; $\beta = 2,5$),
- a vizsgált körzetre vonatkozó meteorológiai statisztikai adatokkal meghatározott fűtési hőigény tartamfüggvényt jó közelítéssel írja le a fenti egyenlet, ha annak „ γ ” paraméterét a $-6 - +10$ °C külső hőmérséklet tartományhoz tartozó lehetséges értékek várható értékének vesszük fel. Budapest vonatkozásában „ γ ” javasolt értéke 0,43926

4. A hőfelhasználási mutató

A fűtési időnyben felhasznált hőmennyiség (évi fűtési hőigény, Q) a mindenkori hőigénynek a fűtési időszak tartományában meghatározott időszerinti integrálja.

Legyen a fűtési időszak hossza τ_f . Az időtartamot τ -val jelölve az éves fűtési hőigény:

$$Q = \int_0^{\tau_f} \dot{Q}(\tau) \cdot d\tau \quad (5)$$

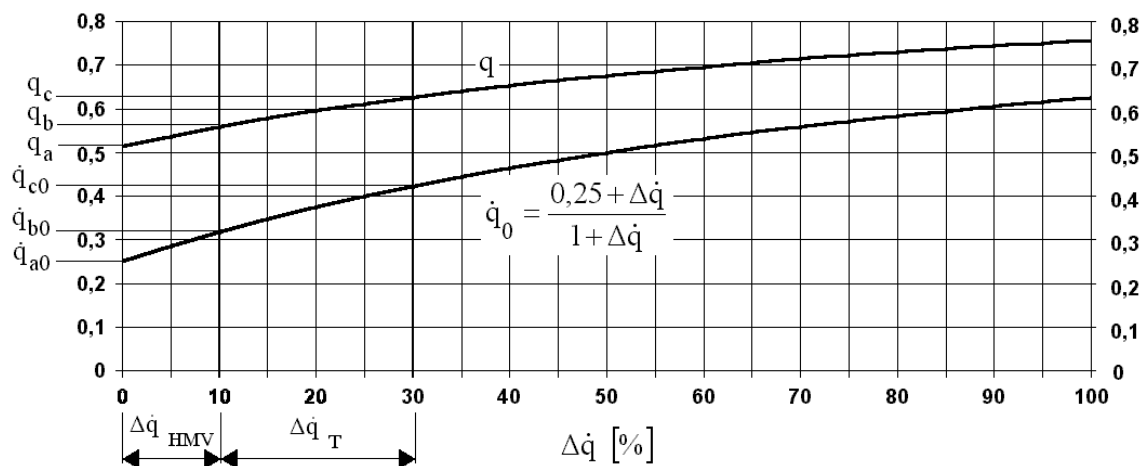
Az általánosabb leírást eredményező alakban felírt viszonyított értékekkel:

$$Q = \dot{Q}_m \cdot \tau_f \cdot \int_{z=0}^1 \dot{q} \cdot dz \quad (6)$$

A előzőek szerint, (2) felhasználásával meghatározható az ún. fajlagos hőfelhasználási mutató

$$q = \int_{z=0}^1 \dot{q} \cdot dz = \dot{q}_0 + (1 - \dot{q}_0) \cdot \left(1 + \frac{1}{\alpha + 1} - \frac{1}{\beta + 1} - \frac{1}{\gamma + 1}\right) \quad (7)$$

A vizsgált földrajzi területen a fajlagos hőfelhasználási mutató (α , β , γ) változatlan értékei mellett) csak a \dot{q}_0 függvénye lesz (\dot{q}_0 a felhasználás függvényében a **2. ábra** szerinti \dot{q}_{a0} , \dot{q}_{b0} vagy \dot{q}_{c0} értékeit veszi fel). Ha a fűtési mellett, H MV és technológiai hőigény is van, \dot{q}_0 értéke a (3) vagy (4) összefüggés szerint egy $\Delta \dot{q}$ növekménnyel számolható. Tételezzük fel, hogy a fűtési hőszükségletéhez tartozó $\dot{q}_{f0} = \dot{q}_{a0} = 0,25$. Ekkor a H MV és technológiai hőigényt is figyelembevevő \dot{q}_0 a $\Delta \dot{q}$ növekmény függvényében $\dot{q}_0 = \frac{0,25 + \Delta \dot{q}}{1 + \Delta \dot{q}}$ (**3. ábra**).



3. ábra

A hőigény viszonyított értékének \dot{q}_0 , és a fajlagos hőfelhasználási mutatónak q változása

Adott $\dot{q}_{a0} = 0,250$ esetében, - feltételezve $\Delta \dot{q}_{\text{HVM}} = 10\%$ HVM és $\Delta \dot{q}_T = 20\%$ technológiai hőigény növekményt - \dot{q}_{b0} és \dot{q}_{c0} értéke (lásd a **3. ábra**) $\dot{q}_{b0} = 0,318$, $\dot{q}_{c0} = 0,423$ lesz. A fajlagos hőfelhasználási mutatók értéke $q_a = 0,515$, $q_b = 0,559$, $q_c = 0,627$.

5. A várható hőfelhasználás számítása

A fajlagos hőfelhasználási mutatóval a várható hőfelhasználás az alábbi összefüggéssel határozható meg:

$$Q_f = \dot{Q}_{\text{fm}} \cdot \tau_f \cdot q \quad (8)$$

A fajlagos hőfelhasználási mutatóval a csúcsteljesítmény kihasználási óraszám is kifejezhető.

$$\tau_{\text{fm}} = \tau_f \cdot q \quad (9)$$

6. A méretezési hőszükséglet

Az energetikai veszteségfeltárások során gyakran tapasztalható, hogy a lekötött teljesítmények jelentős mértékben meghaladják a tényleges igényt. A vizsgálatot megelőző időszak hőfelhasználási adatai alapján a méretezési hőszükséglet várható értéke az alábbiak szerint határozható meg

$$\dot{Q}_{\text{fm}} = \frac{\bar{Q}_f}{\tau_f \cdot q} \quad (10)$$

\bar{Q}_f "n" év hőfelhasználásainak (Q_i) a tényleges külső átlaghőmérsékletekkel korrigált értékeként határozható meg.

$$\bar{Q}_f = \frac{\sum_{i=1}^n Q_i \cdot \frac{t_b - \bar{t}_k}{t_b - \bar{t}_{ki}}}{n} \quad (11)$$

ahol: t_b - az előírt, vagy a fogyasztó által meghatározott fűtött légtér hőmérséklet, [°C]

\bar{t}_k - a fűtési időben a külső átlaghőmérséklet, (Magyarországon $\bar{t}_k = + 4$ °C)

\bar{t}_{ki} - a vizsgált időszakban az adott körzetben mért külső átlaghőmérséklet, [°C]

A fentiek szerint meghatározott méretezési hőszükséglet értéke a teljesítmény lekötéshez a szélsőséges időjárás esetére vállalható kockázatot figyelembe vevő biztonsági tényezővel növelhető.

7. A hőhasznosítási mutató

A hőhasznosítási mutató, q_h , [MJ/m³], a vizsgált időszakban a fogyasztó által hasznosított hő, ΣQ [MJ], és a hő szállítására felhasznált vízmennyiség ΣV [m³] aránya:

$$q_h = \frac{\Sigma Q}{\Sigma V} \quad (12)$$

Ez az arány a mérési eredmények alapján utólagosan számolható, a fogyasztói hőközpont és rendszer jellemzésére felhasználható. Mivel a hőszolgáltatás hatékonysága a fűtőközeg jobb lehűtésével növelhető, a hőhasznosítási mutató a szolgáltatott hő árán keresztül a fogyasztóhoz eljuttatott hő minél nagyobb mértékű hasznosításának ösztönzőjeként is alkalmazható.

A fogyasztói rendszertől és üzemviteli paramétereitől függ a hőhasznosítási mutató értéke. Adott rendszer esetében annál kedvezőbb és hatékonyabb a távhőrendszer üzemeltetése, minél nagyobb a hőhasznosítási mutató értéke. Emiatt a hőhasznosítási mutatót a hő árán keresztül célszerű felhasználni a fogyasztói rendszerek értékelésére, a korszerűsítés ösztönzésére. Egy, a vizsgált rendszerre jellemző ún. célértéktől való eltérés függvényében a fogyasztónak árkedvezmény adható.

8. A hőhasznosítási mutató célértéke

A \dot{Q}_m [W] hő szállítást biztosító, c [J/kg K] fajhővel és ρ [kg/m³] sűrűséggel rendelkező vízáram \dot{V} [m³/s], melynek előremenő hőmérséklete t_e [°C], visszatérő hőmérséklete t_v [°C], a fogyasztónál hasznosított hőmérséklet különbsége $\Delta t = t_e - t_v$ az alábbi képlettel számolható:

$$\dot{V} = \frac{\dot{Q}_m}{\rho \cdot c \cdot \Delta t} \quad (13)$$

A hő szállítást biztosító vízáram halmozott mennyisége ΣV [m³] τ_f [s] fűtési időszakban (minőségi szabályozású rendszer feltételezésével)

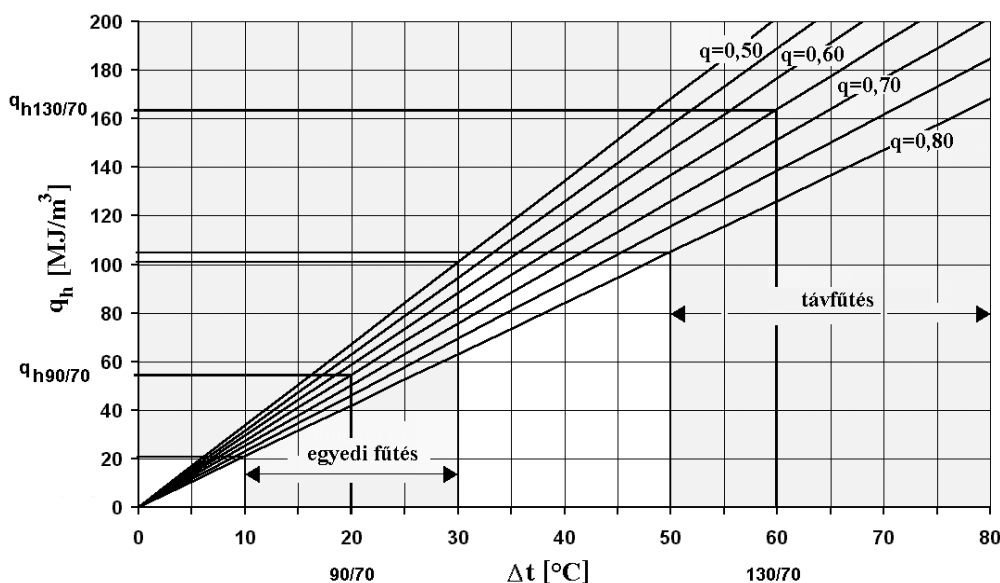
$$\Sigma V = \dot{V} \cdot \tau_f \quad [\text{m}^3] \quad (14)$$

A fentebb definiált hőfelhasználási tényező értékével a hőfelhasználás halmozott értéke

$$\Sigma Q = \dot{Q}_m \cdot \tau_f \cdot q \quad [\text{J}] \quad (15)$$

(12), (13), (14), és (15) egyenletekből meghatározható a hőhasznosítási mutató (**5. ábra**):

$$q_h = q \cdot \rho \cdot c \cdot \Delta t \approx 4,2 \cdot q \cdot \Delta t \quad (16)$$



5. ábra

A hőhasznosítási mutató változása különböző fűtési rendszerek esetében

A hőhasznosítási mutató célértéke minőségi szabályozású fűtési rendszereknél az előremenő és a visszatérő fűtőközeg közötti névleges hőmérsékletkülönbség függvényében határozható meg. Az **5. ábrán** 90/70°C hőmérséklet rendszerű fűtési és 130/70°C hőmérséklet rendszerű távhőrendszer esetére jelöltük a célértéket, ha azt feltételeztük, hogy a fajlagos hőfelhasználási mutató $q = 0,65$.

Összefoglalás

Ország részeket, vagy egész országot magába foglaló földrajzi területekre a sokéves meteorológiai statisztikai adatok alapján meghatározható egy ún. fajlagos hőfelhasználási mutató, amely segítségével a méretezési hőszükséglet ismeretében egyszerűen meghatározható a várható hőfelhasználás, vagy fordítva, az elmúlt évek hőfelhasználásának ismeretében a méretezési hőszükséglet.

Az ún. hőhasznosítási mutató a fogyasztóhoz vízzel eljuttatott hő hasznosításának mértékéről tájékoztat, s egyben jellemzi a fogyasztói rendszert. A fogyasztói hőközpont és rendszer annál jobb a távhőrendszer üzemeltetése szempontjából, minél nagyobb mértékben lehűti a fűtőközeget, azaz, minél nagyobb a hőhasznosítási mutatójának értéke.

Felhasznált irodalom

- [1] Szabó I. - Zsebik A.: Hőmérséklet- és hőigény-tartamfüggvények matematikai modelljei. Energia és Atomtechnika - vol. XXXIV. (1981.): pp. 312 - 316.
- [2] Zsebik A. - Benyo I.: Specific heat demand coefficient. BME, GÉPÉSZET 2000 konferencia dolgozata, 2000. május 25-26., 2. kötet 472 - 477. old.

Vasmű hulladék hőjének hasznosítása távhőellátásra

Heat Recovery in a Metallurgy Plant for District Heating

Dr. Zsebik Albin

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Energetikai Gépek és Rendszerek Tanszék

Abstract

Heating and/or cooling are the important parts of several industrial processes. In well-designed systems and processes heating and cooling are integrated. There are many instances, however, where the heating and cooling cannot be integrated. In such cases the heat subtracted by the cooling process is rejected to the environment.

Energy experts pay much attention to efficient use of energy and utilisation of waste energies worldwide. There are several good examples for both process integration and heat recovery. On the other hand, in many cases, due to the special economic environment, distorted energy-price structure, or lack of motivation, not enough care was taken or the developed projects were not implemented.

The presentation will demonstrate cases, where waste heat of industrial processes could be well utilised and used for district heating.

A fűtés és hűtés sok technológiai folyamat fontos része. A jól szervezett folyamatokban a fűtést és a hűtést összekapcsolják, ezáltal jelentős mennyiségű energiát takarítanak meg. Sok esetben az összekapcsolás nem valósítható meg, emiatt a hűtéssel elvont hő a környezetbe távozik.

Az energetikusok szerte a világban nagy figyelmet fordítanak az energia gazdaságos felhasználására, a hulladékhő hasznosítására. Nagyon sok jó példa van mind a melegítés és hűtés összekapcsolására, mind a hulladékhő hasznosítására. Számos példát találunk azonban arra is, hogy a gazdasági környezet, az energiahordozó és energia ára, az érdekeltségi viszonyok vagy egyéb okok miatt a kidolgozott javaslatokat nem találták gazdaságosnak, és nem valósították meg.

A dolgozat arra mutat példát, miként lehet egy vasműben a különböző folyamatoknál keletkező ipari hulladékhőt összegyűjteni, és távhőszolgáltatásra hasznosítani.

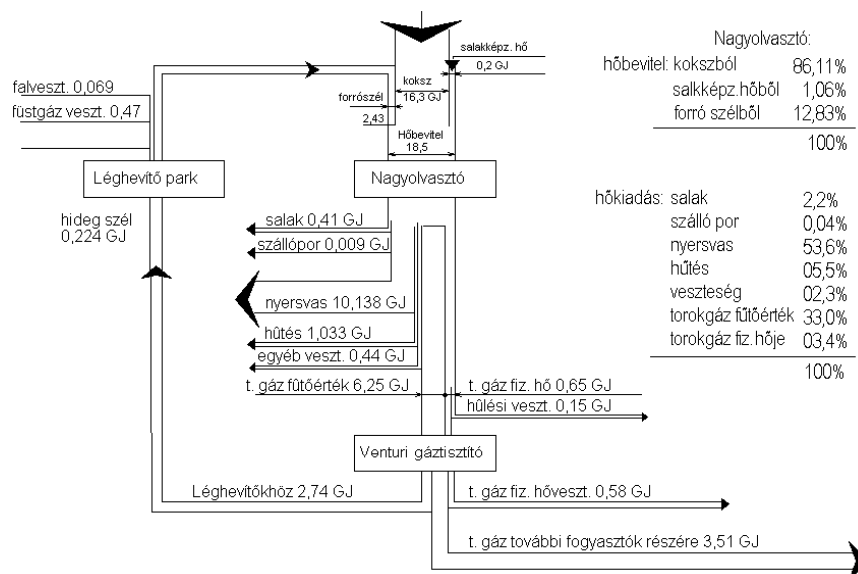
Úgy vélem, hogy a gazdasági és környezetvédelmi feltételek jelentős megváltozása és az új műszaki lehetőségek nemcsak Magyarországon, hanem más országokban is a hasonló lehetőségek feltárására és megvalósítására ösztönöznek. Feltételezem, hogy az erdélyi kollégák is találnak megvalósításra érdemes lehetőségeket.

1. Vasműben keletkező hulladékhő

Azokban a gyártási folyamatokban, amelyekben a termékek nem rendelkeznek jelentős hőtartalommal, az üzemvitel során bevitt hőt a technológiai folyamat során kell elvonni. A hőelvonás mértéke nagyságrendben a hőbevitel mértékével egyezik meg. Ha sem a gépi, sem a léghűtés során elvont hő nem kerül felhasználásra, megállapítható, hogy a hőveszteség megegyezik a hőbevitel mértékével.

2. Nagyolvasztó hulladékhője

A vasműben az egyik legnagyobb energiafogyasztó/termelő a nagyolvasztó. A nagyolvasztó 1 t nyersvas előállítására vonatkozó energiamérlege az **1. ábrán** látható. Az elvont hő, melynek egy része hasznosítható lenne vesztésként van feltüntetve.



1. ábra

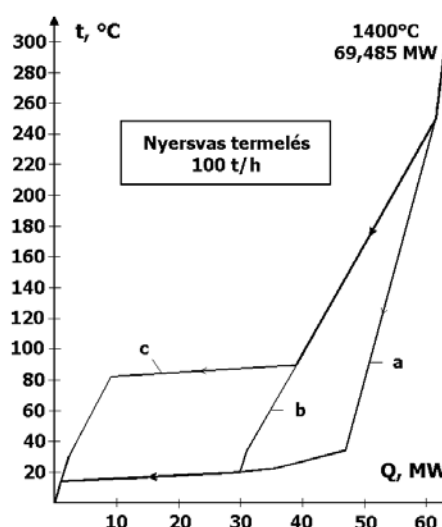
Nagyolvasztó energiamérlege

Az **1. ábra** alapján megállapítható, hogy a nagyolvasztóba szénnel, a salakképző anyaggal és a forró levegővel bevitt ~16,5 GJ hőnek ~86,6%-át, (~10,138 GJ) tartalmazza a nyersvas, és a kohógázban vegyileg kötött energia (~3,51 GJ). Megfelelő eljárással a salak, és a kohógáz fizikai hője, a léghevítők fűtőgáz és a falak veszteség hője hasznosítható.

A salak hőmérséklete 1300-1400 °C, a fűtőgáz és a lebegő por hőmérséklete ~250 °C, az egyéb hővesztesség a környezetihez közeli hőmérsékletű ~25-35 °C (**2. ábra** „a” görbe). A hőhasznosítás szempontjából kedvezőbb lenne - a technológiai folyamat megváltoztatása által - a kohógáz fizikai hőjének hasznosítása a mosást megelőzően (**2. ábra** „b” görbe).

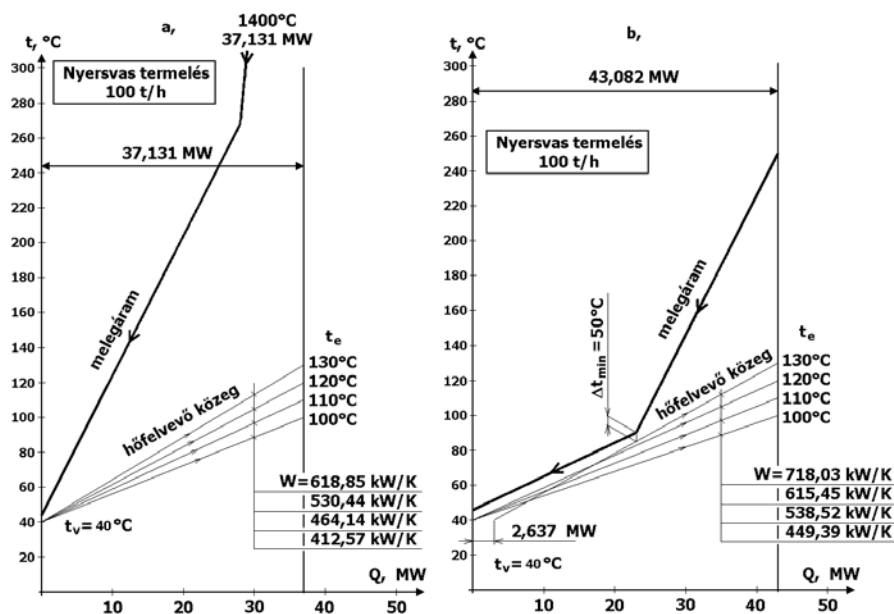
Ez utóbbi esetben 100 t nyersvas termelés esetén a hasznosítható hő 37 131 kW lenne.

A **3. ábra** a hőhasznosítás t-Q diagrammját mutatja. Azt feltételezzük, hogy a hőhasznosítóba belépő víz hőmérséklete $t_v = 40^\circ\text{C}$ (a távhőrendszer visszatérő vizének hőmérséklete), a hőátvitelhez szükséges minimális hőmérséklet különbség $\Delta t = 5^\circ\text{C}$. Az ábrán a vízáram (W) (a tömegáram és a fajhő szorzata) és az a maximális térfogatáram (V) is látható, amelynél a 40 °C hőmérsékletű víz az adott (t_e) hőmérsékletre melegszik.



2. ábra

A nagyolvasztó hőhasznosításának t-Q diagrammja



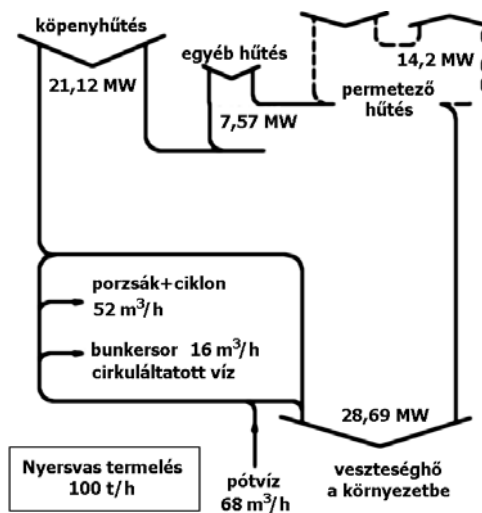
3. ábra
Nagyolvasztó hasznosítható hőjének t - Q diagrammja

2.1. A salak hasznosítható hője

Mivel a salak hőjének hasznosítására nem találtunk kedvező megoldást, a hasznosítható hőteljesítményt 11 016 kW értékkel 26 115 kW-ra csökkentjük.

2.2. A nagyolvasztó hűtési hőjének hasznosítása.

A nagyolvasztó falazata hűtésének hőmértékét a **4. ábra** mutatja.



4. ábra
A nagyolvasztófal hűtésének hőmérlege

Tételezzük fel, hogy a nagyolvasztó hűtővize elérheti a 90°C-t, így a salak és szálló por fizikai hőjének hasznosítása nélkül 100 t/h nyersvas előállítása során a hasznosítható hő 43082 kW. Ez a hő akkor nyerhető ki, ha a hőhasznosítóból kilépő víz hőmérséklete alacsonyabb lehet 120°C-nál (**3/b. ábra**). Ha a hőhasznosítással 130°C hőmérsékletre kell a vizet melegíteni, a kinyerhető hőteljesítmény 6,2%-al 40445 kW-ra csökken

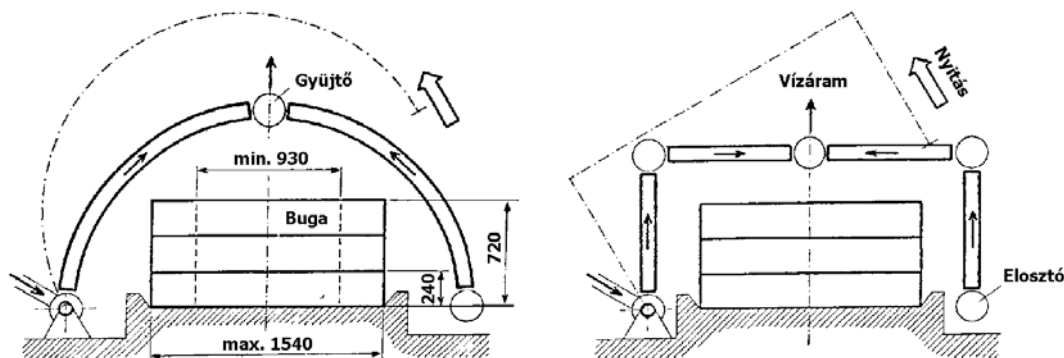
A falazat hőjének hasznosítása nemcsak tüzelőanyag, hanem hűtővíz megtakarítást is eredményezne. A hűtővíz hőmérséklet lépcsőjének megemlése a korábbi 4600 m³/h keringtetett hűtővízáram csökkenését eredményezi 3463 m³/h-ra. Ez ~800 kW hűtővíz keringetési villamosenergia igény megtakarítást is eredményez

2.3. A bugák hőjének hasznosítása

Az acélgyártás jelentős mértékben gazdaságosabb lenne, ha a technológiai folyamat úgy lenne szervezve, hogy a magas hőmérsékletű bugák közvetlenül további feldolgozásra, vagy egy hőhasznosítóba kerüljenek. Ez a gyakorlatban teljes mértékben nem valósítható meg, azonban a hőhasznosítás érdekében buktatható ernyőkkel ellátva kinyerhető az egyébként a

környezetbe távozó hő egy része. A magas induló bugahőmérséklet miatt legnagyobb részt sugárzásos hőtranszporttal történne a hőátadás. Az ernyők felülete túlnyomásos vízárammal lenne hűtve, a felmelegedett vizet pedig hőcserélőbe vezetnék. A számítógépes modellezés eredményeképpen azt kaptuk, hogy 120 t/h folyamatos acélgyártás esetén 4 MW hőteljesítmény lenne hasznosítható [3].

Az buktatható ernyők vázlata az **5. ábrán** látható.



5. ábra

Buktatható hőhasznosító ernyők vázlata

2.4. Egyéb hasznosítható hő

A vasműben további hagyományos hőhasznosítási lehetőségek is találhatók:

- ellennyomásos turbina,
- 220°C hőmérsékletű füstgáz,
- léghevítő
- tolókemence

2.5. Hulladékhő távhőellátásra

A vasműben keletkező hulladékhő távhőellátásra történő alkalmazására jó példa az Alsó - Rajnai távhőrendszer (Fernwärme Niederrhein), ahol 35 km hosszú hőszint építettek annak érdekében, hogy az ipari hulladékhőt összegyűjtsék a környező városok hőellátására.

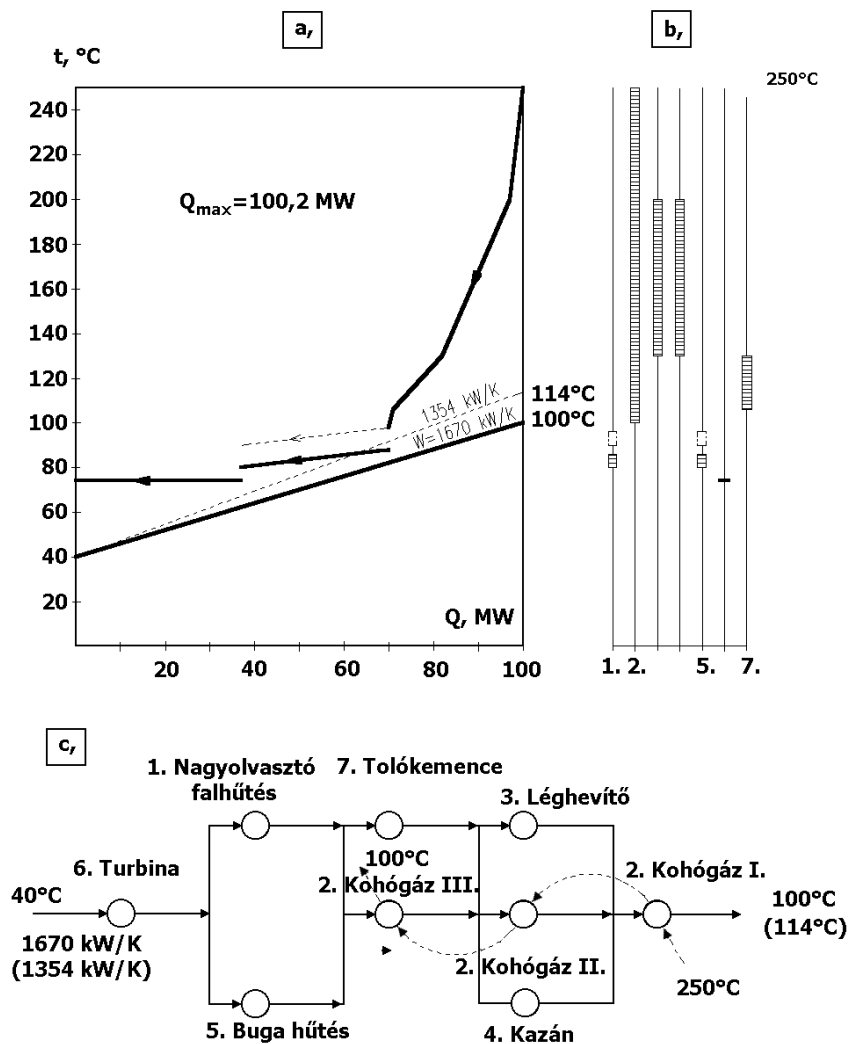
Az általunk vizsgált esetben a **6. ábrán** látható elvi kapcsolás szerint mintegy 100 MW hőteljesítmény lenne kiadható távhőszolgáltatásra.

3. Fogadókészség az ipari hulladékhőre

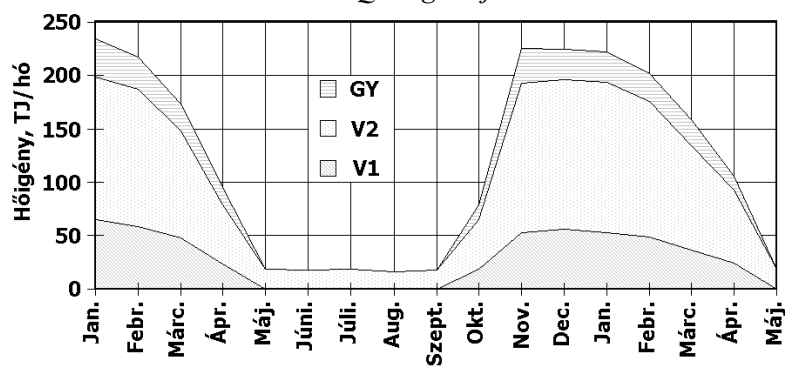
A felmérések alapján megállapítható, hogy a közeli távhőrendszerbe jól illeszthető a 80°C hőmérséklettől magasabb hőmérsékletű ipari hulladékhő. A távhőellátásra hasznosítható hulladékhő nagyságának meghatározásához azt feltételeztük, hogy a távhőrendszer korszerűsítése során a jelenlegi fogyasztói hőközpontok és épületi hőfogadók úgy lesznek átalakítva, hogy a primerköri visszatérő fűtőközeg hőmérséklete az év nagy részében 40°C lesz.

A eset értékelésére a **7. ábrán** felrajzolt hőfelhasználást vettük alapul.

A két részre osztott távhőrendszert (városi 1. - V1 és városi 2. - V2) és a gyári rendszert (GY) összekapcsoltnak tekintve azt szemléltetjük, miként elégíthető ki az ábrán látható 1 304 890 GJ/év hőigény a figyelembe vett hulladékhő felhasználásával.

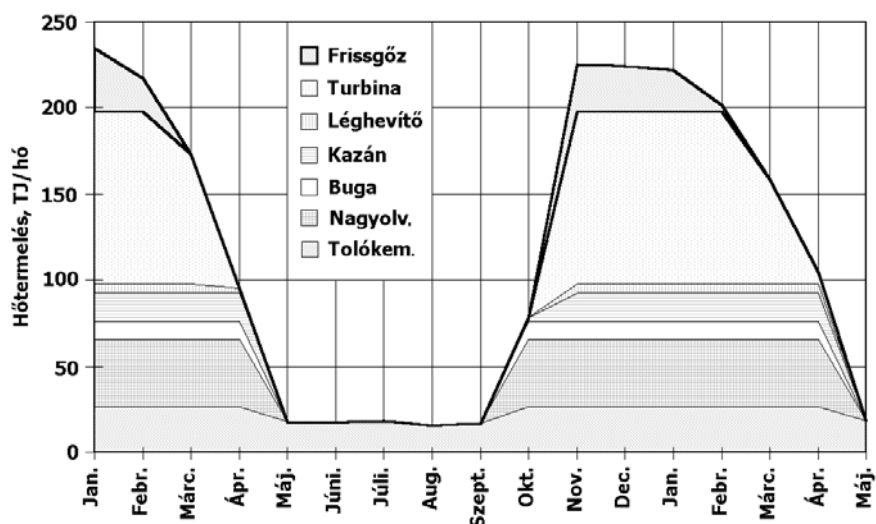


6. ábra
Távhőszolgáltatásra hasznosítható hő egyszerűsített kapcsolási vázlatja és $t - Q$ diagramja



7. ábra
A vizsgálat alapjául szolgáló hőfelhasználás havi bontásban

A vizsgált változatok közül az egyik a **8. ábrán** felrajzolt hőtermelés megosztást feltételezi. Ez esetben - ellentétben a jelenlegi állapottal - a hőigények kielégítésére friss gőzt már alig kell igénybe venni.



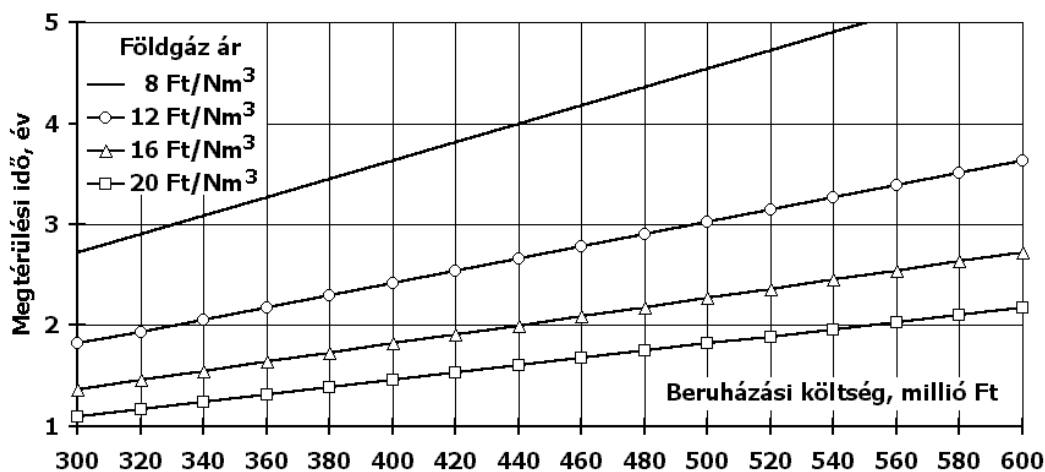
8. ábra

A feltételezett hőtermelés megosztás a vizsgált változat esetén

5. A beruházás értékelése

A beruházás értékelésénél meghatároztuk, a hulladékhő hasznosítás által várható földgáz megtakarítást ($\Delta V_{\text{tüa}}$), valamint az árajánlatok felhasználásával becsült beruházási költséget ÁFA nélkül (ΣB) és ÁFA-val terhelve ($\Sigma B_{\text{ÁFA}}$). Amint az a **9. ábra** alapján is megállapítható, a hulladékhő hasznosítás rövid időn belül megtérülő beruházás.

$$\Delta V_{\text{tüa}} = 13\,767 \text{ eNm}^3 \quad \Sigma B = 252 \text{ millió Ft} \quad \Sigma B_{\text{ÁFA}} = 315 \text{ millió Ft}$$



9. ábra

A megtérülési idő változása a vizsgált változat esetében

Figyelembe véve, hogy a megtakarítható földgáznak nemcsak gazdasági, hanem környezetvédelmi szempontból is nagy a szerepe, törekedni kell a fentiekhez hasonló lehetőségek feltárására és megvalósítására.

Felhasznált irodalom

- [1] Zsebik A. és szerzőtársai.: BME Rendszer- és Irányítástechnika Tanszékén készült tanulmányok
- [2] Zsebik A. - Balikó S. - Mont, J.: Heat Recovery from Industry. Energy Engineering, Vol. 94., No. 5. pp. 61-72.
- [3] Knopp F. - Zsebik A.: Hőhasznosítás lehetősége folyamatos öntőműben. 14. Távhő Konferencia dolgozata Debrecen, 1994. szept. 13-15., I. kötet, 99-110. oldal.