

TERMINOLÓGIA

Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaság

Magyar nyelvű szakelőadások a 2001-2002-es tanévben

**Kolozsvári Műszaki Egyetem
Villamosmérnöki Kar**

Szerzők:

Dr. Biró Károly
Dr. Delesega Gyula
Dr. Fodor Dénes
Dr. Marschalko Richárd
Dr. Szabó Lóránd

Kolozsvár, 2002

Támogató

Apáczai Közalapítvány – Budapest

Kiadó

Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaság

Felelős kiadó:

Égly János

Szerkesztő:

Dr. Biró Károly

Nyelvi lektor:

Tibád Zoltán

Borítóterv

Prokop Zoltán

Tartalomjegyzék

Dr. Szabó Loránd

Mérési eredmények kiértékelési módszerei

Dr. Marschalko Richárd

Korszerű teljesítmény átalakítók

Dr. Delesega Gyula

Nagyteljesítményű kapcsolókészülékek

Dr. Fodor Dénes

Modern aszinkronmotoros hajtások

Dr. Szabó Loránd

Új irányzatok a villamosgépek gyártása terén

Dr. Marschalko Richárd

A számítógép alkalmazása elektronikai áramkörök tervezésében

Dr. Biró Károly

Energiatakarékos villamos gépek és készülékek tervezésének alapjai

Mérési eredmények kiértékelési módszerei

Dr. Szabó Loránd, adjunktus
Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamosmérőki Kar
Villamos Gépek Tanszék

1. Bevezetés

A kutatómérnöki munka és természetszerűleg a mérnök-hallgatók mindennapi gyakorlati munkája változatos laboratóriumi mérések elvégzésével jár. Kíváncsok, hogy a mérések kiértékelését minél hathatósabban végezzék el, ehhez azonban tisztában kell lenniük a mérések kiértékeléséhez szükséges, főképp matematikai ismeretekkel. Enélkül lehetetlen a mérések korrekt elvégzése és ebből adódóan a mért eredmények megfelelő kiértékelése [1].

Sokatmondó a méréstechnikusok jelmondata: „Mérni, ami mérhető, mérhetővé tenni, ami eddig nem volt az!”

A gyakorlatban előforduló mérések sokfélék, és mindegyik kiértékelésének megvan a saját módja.

A keresett fizikai mennyiséget néha közvetlenül meg lehet mérni: egy rúd hossza, egy edény térfogata stb. A leggyakoribb azonban az, hogy a keresett mennyiség helyett másokat tudunk közvetlenül megmérni, olyanokat, amelyek az előbbiekkal ismert kapcsolatban vannak. Ilyen feladat a villamos gépek számos paraméterének meghatározása vagy minden csillagászati mérés [1].

Nem ritkán nagy tömegű mérési adatot kell kiértékelnünk. Ez csak számítógép segítségével lehetséges, amihez megfelelő programot kell használnunk. Az ilyen programok a mért adatok sokkal mélyebb és alaposabb elemzését teszik lehetővé, mint amit kézzel vagy zsebszámológéppel elvégezhetünk.

A kísérletezésnek, a laboratóriumi méréseknek a modern reáltudományban jól kialakult módszertana van, amely az alábbi *lépések* megtételét igényli [1]:

- a probléma megfogalmazása,
- a feltevések kimondása,
- a kísérlet megtervezése,
- a megfigyelések vagy mérések elvégzése,
- a kapott adatok feldolgozása és értelmezése,
- a következtetések levonása.

Az elkövetkezőkben a mérési adatok feldolgozásában és kiértékelésében igen hasznos közelítő függvényillesztéssel fogunk foglalkozni részletesebben. A leírt módszerek, algoritmusok valamennyi reál tudományág esetében hasonlóak.

2. A mérési eredmények hibája

Semmilyen fizikai mennyiséget nem lehet teljes pontossággal megmérni, és emiatt minden mérési adat több-kevesebb hibával terhelt. Ez azt jelenti, hogy ha egy adott kísérletet többször ismétljük meg egymás után, akkor a mért eredmények kisebb-nagyobb mértékben eltérnek egymástól, ún. szóródást mutatnak. A mérések tehát mindig hibásak, de az eredmények megítélése szempontjából rendkívül fontos a *hiba* nagyságának ismerete. Természetesen törekedni kell a mérési hibák lehető legkisebb szinten való tartására.

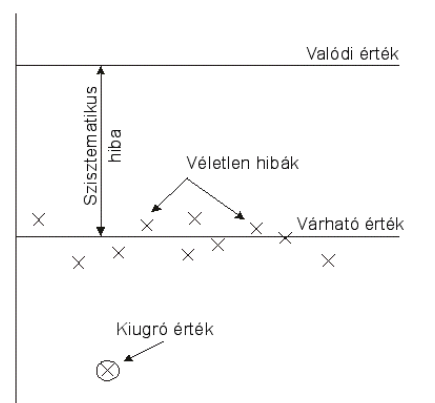
A mérési *hibák forrásai* közül az érzékszerveink és a mérőeszközök tökéletlenségét, a kísérleti körülmények kismértékű változását és a kísérletet végző személlyel kapcsolatos szubjektív tényezőket kell kiemelni. Az igen durva hibáktól eltekintve (mint pl. az eszközök helytelen használata, a műszer hibás leolvasása, vagy az adatok téves feljegyzése) a hibákat két nagy csoportba oszthatjuk:

- a véletlen hibák a véletlen megfigyelési és leolvasási hibákból, az objektív és szubjektív kísérleti feltételek kismértékű, ellenőrizhetetlen ingadozásából, egyes műveletek helytelen kivitelezéséből származnak. Ezek szabják meg *az eredmény reprodukálhatóságát*, hogy a mérési eredmények mennyire térnek el a középértéktől. A véletlen hibák nagysága több párhuzamos mérés elvégzésével csökkenthető, mivel a számtani átlag számolása során a hibák kompenzálják egymást. *Rossz reprodukálhatóság esetén jelentős az átlagtól való elérés.*
- szisztematikus hibát okozhat a készülékek és eszközök pontatlansága, a kísérleti körülmények nem megfelelő megválasztása, az eredmények helytelen értékelése. Ezek a méréssorozatban minden eredményt azonos mértékben és irányban befolyásolnak, ezért nehéz ezeket a hibaforrásokat felfedezni. A valódi érték és a mért adatok átlagának eltérése adja *a mérés torzítását*. *Ha a torzítás nagy, akkor az eltérés a valódi értéktől jó reprodukálhatóság esetén is jelentős lehet.*

A valódi és a várható érték, valamint a szisztematikus és a véletlen hiba kapcsolatát az 1. ábra szemlélteti [2].

Tehát ahhoz, hogy a mérni kívánt mennyiséget megbízhatóan megállapíthassuk feltétlenül több mérést kell elvégeznünk és ezekből a mért mennyiség legvalószínűbb, ún. *várható értékét* kell kiszámítanunk.

A mérések kivitelezésekor ügyelni kell a helyes technikai műveletekre, hogy a torzítás a lehető legkisebb legyen. *Jó reprodukálhatóság és kis torzítás esetén a mérési eredmények kiválóak lesznek.*



1. ábra. A valódi és a várható érték, valamint a szisztematikus és a véletlen hiba kapcsolata

A mérőeszközöket és műszereket többek között *leolvasási pontosságuk* is jellemezi. Például egy voltmérő tized voltok leolvasását teszi lehetővé. Minden mért adatot a leolvasás (észlelés)

pontosságának megfelelően kell felírni, annyi számjeggyel, hogy az utolsó előtti számjegy még biztos legyen. Az utolsó felírt számjegy bizonytalan, azaz értéke néhány egységgel megváltozhat a mérés megismétlésekor.

Az esetek túlnyomó többségében a kísérlet végeredménye több fizikai mennyiség függvénye, amelyek gyakran nem mérhetők egyenlő pontossággal. Ebben az esetben a *végeredmény nem lehet annál pontosabb, mint amit a legkevésbé pontosan mérhető adat pontossága megszab*. Ennek megfelelően minden méréshez az elérni kívánt pontosságnak megfelelő érzékenységu eszközöket kell használni. A számítások végzésénél mindig figyelembe kell venni, hogy milyen pontossággal kaphatjuk meg az eredményt a meghatározott pontosságú kiindulási adatokból.

Tapasztalatlan számolók az eredmény pontosságának vélt növelése érdekében gyakran fölöslegesen sok számjegyet tartanak meg és ezáltal a hibaterjedés hálójába esnek. Általában úgy kell eljárni a számítások során, hogy *a részeredményeket egy, vagy két számjeggyel többre kell megadni, mint a kiindulási adatokat, és a végeredményt legfeljebb a kiindulási adatok pontosságának megfelelő számú értékes jegyre kell kerekíteni.*

3. Jellegzetes módszerek a mérések kiértékelésére

Abban az értelemben, ahogy azt ma értjük, a 18. század végén merültek fel az első mérés kiértékelési problémák. Nevezetes esemény volt P.S. Laplace matematikus számítása 1786-ban, amellyel a Föld alakját meg tudta határozni. Már akkor tudták, hogy a Föld nem gömb alakú, hanem egy forgási ellipszoiddal közelíthető. Az ellipszoid paramétereit közvetett méréssel határozták meg. A ma is széles körben használt, ún. *legkisebb négyzetek módszerét* először egy másik matematikus óriás, M. Legendre javasolta 1806-ban. A módszer tökéletesítésével, C.F. Gauss is foglalkozott [1].

A statisztika fejlődése is sok változást hozott a mérésfeldolgozásban. Egyik legfontosabb áttörést A. Fisher munkássága jelentette a 20. század tízes éveiben, akinek a nevéhez fűződik a *maximális valószínűség* ma is általánosan alkalmazott módszere. Eszerint a keresett paraméterek becsült értékét úgy választjuk meg, hogy azok mellett a kapott kísérleti eredmény a legvalószínűbb legyen. A módszer előnye, hogy matematikailag jól kezelhető összefüggésekhez vezet [1].

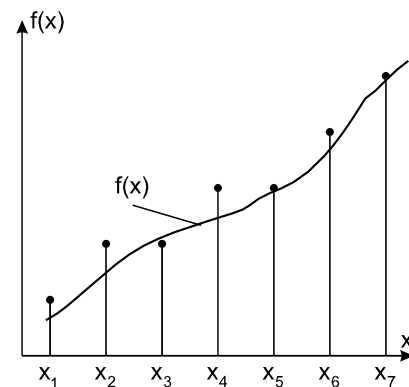
Az 1980-as évek végére, a számítógépek teljesítőképességének és széleskörű elterjedésének hatására újból előkerültek olyan klasszikusnak számító becslési módszerek, amelyeket a 19. század végén már alkalmaztak, de a maximális valószínűség módszere háttérbe szorította őket. Közéjük tartozik a P.S. Laplace által már alkalmazott *minimax* módszer, továbbá a *legkisebb abszolút értékek* módszere [1].

4. Mérések kiértékelése függvényillesztéssel

A mérési eredmények feldolgozásának első lépése a *grafikus ábrázolás*. Ez a módszer a mérések kiértékelésének legjobban szemmel követhető változata, különösképpen, ha nagy számú táblázatba írt mért adat áll a kísérletező rendelkezésére. Alkalmas maguknak az adatoknak az ábrázolására, az adatok tulajdonságainak felismerésére, valamint a felismert tulajdonságok tömör kifejezésére.

A grafikus ábrázolás első lépése az általában x -szel jelölt, szabadon választott paraméter (független változó) és az ábrázolni szándékozott, általában y -nal jelölt, mért mennyiség (függő változó) meghatározása. Ezt követően az adat-párok által meghatározott pontokat kell az ábrán felvenni. Leggyakrabban derékszögű koordináta-rendszerben ábrázoljuk az eredményeket. A vízszintes tengelyen a független változó értékeit, a függőleges tengelyen pedig a függő változó értékeit jelöljük. A grafikus ábrázolás akkor lesz helyes, ha a két tengelyt úgy osztjuk be, hogy a két tengely közelítően egyforma legyen. Ekkor a kapott ábra nem lesz torz.

A következő lépésben olyan egyenes vagy görbe vonalat kell húzni a pontok közé, hogy viszonylag kicsi legyen az illesztett vonal és a felvett pontok közötti távolság (lásd a 2. ábrát). Nem egyértelmű azonban a vonal illesztése. Nem cél a pontok összekötése. A legmegfelelőbb görbe illesztésénél számos szempontot kell szem előtt tartani. Az illesztési függvény kiválasztásánál feltétlenül figyelembe kell vennünk a következőket [2]:



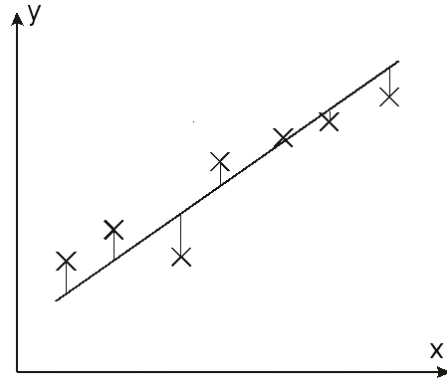
2. ábra. A felvett pontokhoz illesztett vonal

- az összefüggés ábráját
- a pontok elhelyezkedésének módját
- a téma ismeretében az elméleti megfontolásokat.

Gyakorlatilag olyan illesztőfüggvényt kell kiválasztanunk, amellyel szakmai ismereteink, tapasztalatunk szerint a két változó kapcsolatának lényegét, törvényességét minél jobban kifejezésre juttathatjuk. Tehát hangsúlyozzuk, hogy nem csak matematikai feldolgozásról van szó, hanem ismerni kell az összefüggés fizikai jellegét is. Matematikailag megfelelő fokú hatványfüggvénnyel bármilyen eloszlású pontokhoz megfelelő pontossággal illeszthetünk görbét, azonban kétséges, hogy az illesztőfüggvény egyenletében szereplő állandók, illetve az illesztett függvény alakja reális fizikai jelenétessel bír.

Miután kiválasztottuk a legmegfelelőbb illesztőfüggvényt mért adatainkhoz, meg kell határozni a függvény paramétereit. E számítás elvégzésére a legelterjedtebben a *legkisebb négyzetek módszerén* (LKN) alapuló regresszióanalízist ajánlják a szakirodalomban [1, 2, 3]. Ez a Legendre és Gauss által kidolgozott módszer széles körben használatos mind a valószínűségi számításban elméleti mennyiségek meghatározására, értékelésére, mind pedig a matematikai statisztikában állandóknak mérési adatokból való becslésére.

A legkisebb négyzetek módszere gyakorlatilag a következőt jelenti: ha megválasztottuk a görbe típusát (magát az illesztőfüggvényt), a paramétereket úgy határozzuk meg, hogy az egyenletből szerkesztett görbe és a megfigyelt értékeket jelentő pontok közötti függőleges távolságok négyzeteinek összege a lehető legkisebb legyen. A módszer grafikus szemléltetésére lásd a 3. ábrát. Elképzelhető, hogy ha valamilyen más függvénytípussal próbálkozunk, esetleg ezen függőleges távolságok



3. ábra. A legkisebb négyzetek módszerének szemléltetése

négyzeteinek összege még kisebb lesz. Lehetőség kínálkozik arra, hogy e kritérium legyen a legmegfelelőbb függvénytípus kiválasztásának alapja. De a szakértők óvva intenek, hogy e kritériumot csak akkor használjuk, ha más szakmai megfontolások a megfelelő függvénytípus kiválasztásához nem vezetnek eredményre [2].

A legelterjedtebb, legegyszerűbb megoldás az, hogy egy egyenest illesztünk mért adatainkhoz. Ezt a módszert a szakirodalomban *lineáris regresszió*nak nevezik. Gyakran alkalmazható, mivel sok esetben van lineáris összefüggés különböző fizikai mennyiségek között.

A keresett egyenes egyenlete a következő:

$$y = mx + b \quad (1)$$

A továbbiakban meg kell határozni az egyenes két paraméterének értékét (az m iránytangensét és a b tengelymetszetét). E két paraméter legvalószínűbb értéke az, amelyre a függvényből számított és a mért y értékek közötti eltérés négyzeteinek összege minimális:

$$S = \sum_{j=1}^N (y_j - f(x_j))^2 = \sum_{j=1}^N (y_j - mx_j - b)^2 = \min \quad (2)$$

ahol az $N(x_j, y_j)$ értékpár ismert, rögzített, míg az illesztőegyenest két paramétere ismeretlen.

A minimum két feltétele:

$$\frac{\partial S}{\partial m} = 0; \quad \frac{\partial S}{\partial b} = 0 \quad (3)$$

amelyeket így is kifejezhetünk:

$$\frac{\partial S}{\partial m} = \sum_{j=1}^N -2(y_j - mx_j - b)x_j = 0 \quad (4)$$

$$\frac{\partial S}{\partial b} = \sum_{j=1}^N -2(y_j - mx_j - b) = 0 \quad (5)$$

A két egyenletet az alábbi formára hozhatjuk:

$$\sum_{j=1}^N x_j y_j = m \sum_{j=1}^N x_j^2 + b \sum_{j=1}^N x_j \quad (6)$$

$$\sum_{j=1}^N y_j = m \sum_{j=1}^N x_j + bN \quad (7)$$

Ezekből már világosan következik az illesztőegyenest két paraméterét meghatározó összefüggés:

$$m = \frac{N \sum_{j=1}^N x_j y_j - \sum_{j=1}^N x_j \sum_{j=1}^N y_j}{\sum_{j=1}^N x_j^2 - \left(\sum_{j=1}^N x_j \right)^2} = \frac{\overline{xy} - \bar{x} \cdot \bar{y}}{\overline{x^2} - \bar{x}^2} \quad (8)$$

$$b = \frac{N \sum_{j=1}^N y_j - m \sum_{j=1}^N x_j}{N} = \bar{y} - m\bar{x} \quad (9)$$

ahol a

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N x_j \quad (10)$$

jelölés a számtani középátlást jelenti.

Az illesztés jóságának mértékét jellemzi az ún. *illeszkedési szórásnégyzet*, azaz a mért értékeknek a számított értékek körüli szórása:

$$S_r^{*2} = \frac{\sum_{j=1}^N (y_j - mx_j - b)^2}{N - 2} = \frac{\sum_{j=1}^N \Delta y_j^2}{N - 2} \quad (11)$$

ahol Δy_j a j -edik mért érték eltérése a legkisebb négyzetek módszerével kapott regressziós közelítéstől [2].

A statisztika eszközeivel meg lehet állapítani, hogy milyen szoros a kapcsolata a két változónak. Hasznos lehet a *korrelációs együttható* kiszámítása az alábbi összefüggés segítségével:

$$R_{xy} = \frac{\overline{xy} - \bar{x}\bar{y}}{\sqrt{\left(\overline{x^2} - \bar{x}^2\right)\left(\overline{y^2} - \bar{y}^2\right)}} \quad (12)$$

Amennyiben a korrelációs együttható 1, vagy ehhez nagyon közeli értékű, akkor a legjobb megoldás egyenest illeszteni mért adatainkhoz.

Azonban sok esetben az összefüggés különböző fizikai mennyiségek között nemlineáris jellegű. Ekkor feltétlenül *nemlineáris függvényt* kell a mért értékpárjaink által meghatározott pontokhoz illeszteni.

Matematikailag mért adatainkhoz a regresszióanalízis módszerével bármilyen függvényt illeszthetünk és meg tudjuk határozni a regressziós egyenlet paramétereit. Könnyen kiválaszthatjuk a matematikailag legjobban illeszkedő görbét, azonban nem biztos, hogy a kiválasztott görbe egyenlete tükrözi fogja a fizikai valóságot, a két mennyiség közötti valós kapcsolatot.

Nemlineáris függvények paramétereinek közvetlen becslése matematikailag igen nehéz és bonyolult feladat. A mindennapi gyakorlatban ebben az esetben is a legkisebb négyzetek módszerével tudjuk meghatározni a regressziós függvény paramétereit. A módszer lényegét az egyik legegyszerűbb nemlineáris illesztőfüggvény, a másodfokú polinom paramétereinek meghatározási módszerének bemutatásával illusztráljuk.

A legáltalánosabb esetben a feltézt illesztőfüggvény alakja a következő:

$$y = f(x, a, b, c, \dots) \quad (13)$$

ebből képezhetjük az eltérés négyzeteinek összegét, amit minimalizálnunk kell:

$$S = \sum_{j=1}^N \Delta y_j^2 = \sum_{j=1}^N (y_j - f(x_j, a, b, c, \dots))^2 = \min \quad (14)$$

Amennyiben egy *parabolát* szándékozunk illeszteni adatainkhoz, akkor az illesztőfüggvény egy másodfokú polinom kell hogy legyen, és ekkor a minimalizálandó kifejezés a következő lesz:

$$S = \sum_{j=1}^N \Delta y_j^2 = \sum_{j=1}^N (y_j - ax_j^2 - bx_j - c)^2 = \min \quad (15)$$

A minimum kiszámítása a következő egyenletrendszerhez vezet:

$$\begin{cases} cN + b\Sigma x + a\Sigma x^2 = \Sigma y \\ c\Sigma x + b\Sigma x^2 + a\Sigma x^3 = \Sigma xy \\ c\Sigma x^2 + b\Sigma x^3 + a\Sigma x^4 = \Sigma x^2 y \end{cases} \quad (16)$$

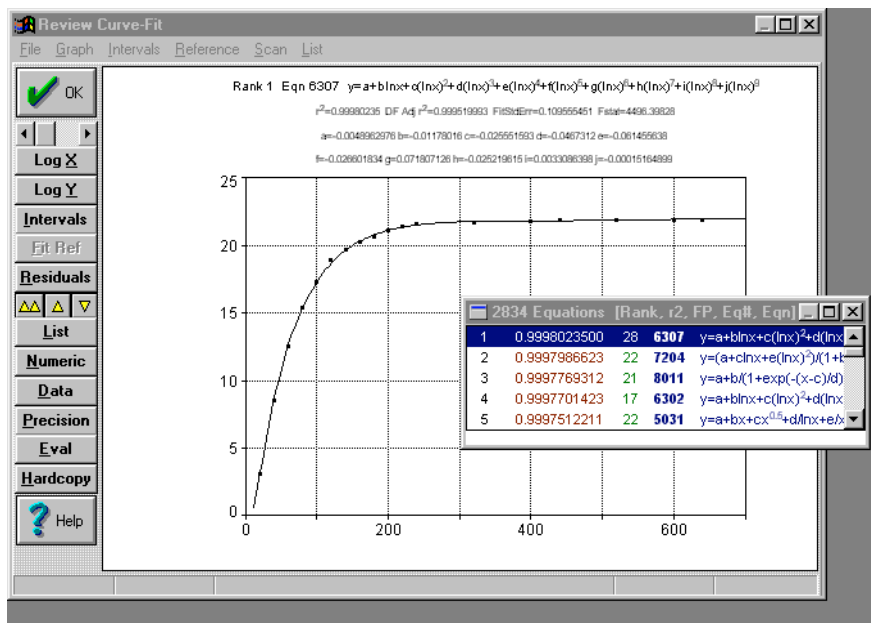
aminek a megoldása a három keresett paraméter (a , b és c) értéke. Az egyenletrendszer megoldása sem analitikailag, sem numerikus módszerek segítségével nem jelenthet gondot.

Magasabb hatványú polinomok vagy bonyolultabb függvények esetében kizárólag a számítógépek segítségével érhetünk el eredményeket. Azonban az alkalmazott algoritmusok nem bonyolultak, így könnyen írhatunk saját magunk is függvényillesztő programokat. Természetesen nem ez az egyedüli járható út, mivel a szoftverpiacon számtalan, kimondottan függvényillesztésre alkalmas programcsomagot kínálnak és bármelyik komolyabb számítási környezetben találhatunk

a függvényillesztést szolgáló függvényeket is. Nyilvánvalóan a világhálót böngészve is találhatunk számos programnyelven írt, erre a célra alkalmas ingyenes programot is. Megállapíthatjuk, hogy nem a függvényillesztés matematikai vagy számítástechnikai háttere jelenti a legnagyobb akadályt a mért adatok helyes feldolgozásánál és kiértékelésénél.

5. Gyári szoftvertermék függvényillesztésre

Mint már fennebb is említettük, a gyári szoftverek piacán számos, kimondottan függvényillesztésre szánt programcsomag kapható. Ezek egyik jellemző képviselője a TableCurve™ programcsomag, a Jandel Scientific cég terméke (lásd a 4. ábrát). Hatalmas számú (több mint 8500) függvény illesztését próbálja meg beadott adatainkhoz. Különböző statisztikai kritérium és a grafikus ábrázolás alapján választhatjuk ki a legmegfelelőbb illesztőfüggvényt és ennek paramétereit többféleképpen menthetjük el.



4. ábra. A TableCurve™ programcsomag képernyője

Általában (és ennél a programcsomagnál is) a függvények illesztéseknél leggyakrabban az alábbi függvénycsaládokat használják:

- exponenciális függvények:

$$f = a e^{bx} + c; \quad f = \frac{a}{b e^{cx} + d} \quad (17)$$

- logaritmusos függvények:

$$f = a + b \ln x; \quad f = a + \frac{b}{\ln x} \quad (18)$$

- logisztikus függvények:

$$f = a + b \frac{4k}{(1+k)^2} \quad (19)$$

ahol

$$k = e^{-\frac{x-c}{d}} \quad (20)$$

– Gauss függvénye:

$$f = a + b \cdot e^{-\frac{1}{2} \frac{x-c}{d}} \quad (21)$$

– hatványfüggvény:

$$f = a + bx^c \quad (22)$$

– szigmoid függvények:

$$f = a + \frac{b}{1 + e^{-\frac{x-c}{d}}} \quad (23)$$

– Lorentz függvénye:

$$f = a + \frac{b}{1 + \left(\frac{x-c}{d}\right)^2} \quad (24)$$

Sajátos eset a periodikus mért adatok esetében a trigonometrikus függvényekhez való illesztés. Ebben az esetben az illesztőfüggvény alakja a következő

$$f = \frac{a_0}{2} + \sum_{j=1}^n (a_j \cos j\omega x + b_j \sin j\omega x), \quad \omega = \frac{2\pi}{T} \quad (25)$$

6. Függvényillesztés MATLAB-ban

A MATLAB (a MathWorks Inc. terméke) egy nagy hatékonyságú, interaktív, a tudományos és műszaki számítások, valamint a számítási eredmények vizuális (grafikus) megjelenítésének támogatására kifejlesztett programcsomag. Számos függvénytára alkalmassá teszi a numerikus analízis, a mátrix algebra, a jelfeldolgozás és a grafikus ábrázolás leggyakoribb feladatainak megoldására [4]-[8].

Manapság az egyik legelterjedtebb általános számítási programcsomag. Számos egyetemen oktatják és alkalmazzák a lineáris algebra, az automatikai szabályozások, a matematikai programozás és számtalan egyéb tantárgy segédeszközeként. Ugyanakkor megtaláljuk ipari környezetben is, ahol mind kutatási, mind mérnöki és matematikai feladatok megoldására felhasználják.

Természetesen a MATLAB-ban is találhatunk függvényeket a függvényillesztési feladat könnyű és egyszerű megoldására.

A legszélesebb körben alkalmazott függvény a *polyfit*, amely a legkisebb négyzetes közelítést valósítja meg [6]. Alapvető hívási módja a következő:

$$p=\text{polyfit}(x,y,n)$$

Kiszámítja az x , y adathalmazhoz tartozó, négyzetesen legjobban közelítő n -edfokú polinom együtthatóit, amelyet a p vektorban ment el.

Első példánkban megvizsgáljuk egy lineáris regresszió megvalósítását a függvény használatával.

1. Példa

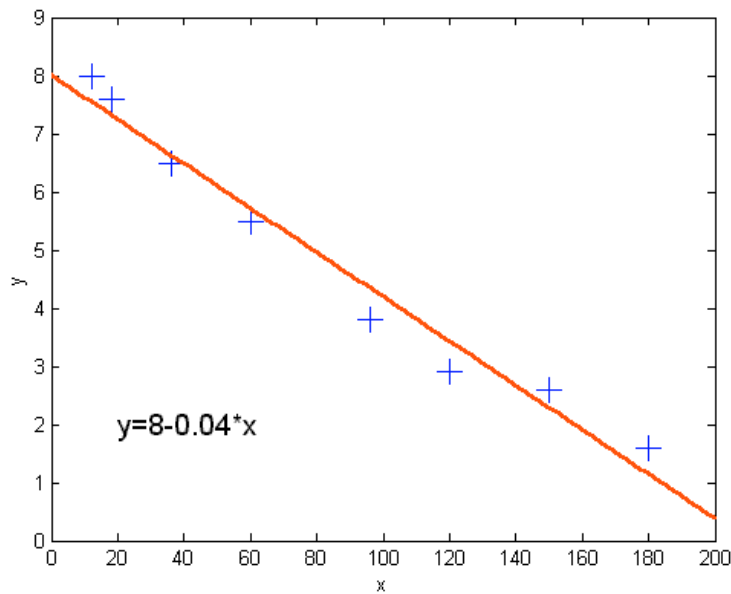
Adottak az alábbi táblázatba foglalt mérési eredmények:

x	12	18	36	60	96	120	150	180
y	8	7.6	6.5	5.5	3.8	2.9	2.6	1.6

Keressük meg az illesztőegyenest paramétereit és ábrázoljuk grafikusan a felvett pontokat és a kapott illesztőegyenest.

```
clear
% A bemenő adatok megadása
x=[12 18 36 60 96 120 150 180];
y=[8 7.6 6.5 5.5 3.8 2.9 2.6 1.6];
% A legkisebb négyzetes közelítés elvégzése
[p,S] = POLYFIT(x,y,1);
% Az illesztőegyenest paramétereinek meghatározása
m=p(1); b=p(2);
% A felvett pontok berajzolása
plot(x,y,'+b','MarkerSize',12)
hold on
% Az illesztőegyenest megrajzolása
xx=linspace(0,200);
yy=b+m*xx;
plot(xx,yy,'r','LineWidth',2)
hold off
% A tengelyek címkézése
xlabel('x'); ylabel('y')
% Az illesztőegyenest képletének felírása
text(20,2,['y=',num2str(b,1),num2str(m,1),'*x'],'FontSize',14)
```

A kapott grafikus ábrázolást az 5. ábrán láthatjuk.



5. ábra. Függvényillesztés egyenessel

2. Példa

Adottak az alábbi táblázatba foglalt mérési eredmények:

x	0	1	2	3	4	5
y	0	0.5	4.5	0	2	0

Keressük meg a legkisebb négyzetes közelítés módszerét alkalmazva az 1, 2, 4 és 6-öd fokú közelítő polinom együtthatóit. Ábrázoljuk grafikusan a felvett pontokat és a kapott illesztőfüggvényeket.

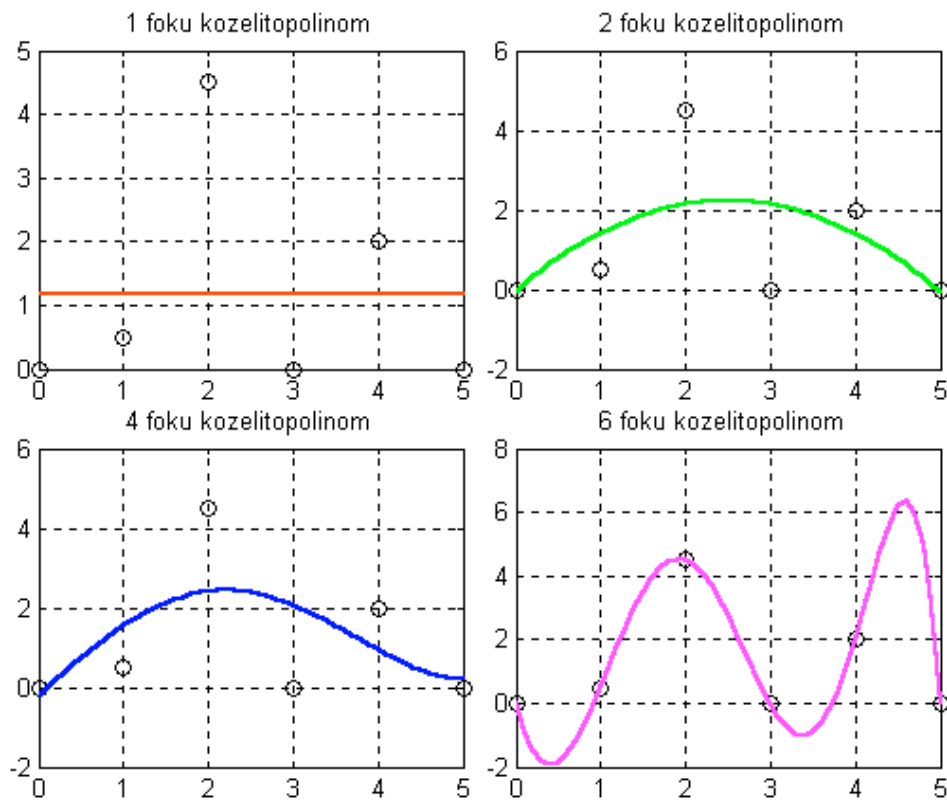
```
clear; clf;
% A mert adatok megadása
x=0:5;
y=[0 0.5 4.5 0 2 0];
% Az xx vektor eloallitasa
xx=0:0.1:5;
% Abramatrix definialasa
h=subplot(2,2,1);
% Az elso abra helyenek es meretenek megadasa
set(h,'position',[0.05,0.55,0.4,0.4]);
% A felvett adatok berajzolasa
plot(x,y,'ko');
hold on
% Elsofoku polinommal valo illesztés
c=polyfit(x,y,1);
polinom=polyval(c,xx);
% Az illesztőfüggvény ábrázolása
plot(xx,polinom,'r','LineWidth',1.5);
% Az abra címkezése
grid on;
title('1 fokú közelítőpolinom');
% Ugyanaz a masodfoku polinomra
h=subplot(2,2,2);
set(h,'position',[0.5,0.55,0.4,0.4]);
plot(x,y,'ko');
hold on
c=polyfit(x,y,2);
polinom=polyval(c,xx);
plot(xx,polinom,'g','LineWidth',1.5);
grid on;
title('2 fokú közelítőpolinom');
```

```

h=subplot(2,2,3)
set(h,'position',[0.05,0.05,0.4,0.4])
plot(x,y,'ko');
hold on
c=polyfit(x,y,4);
polinom=polyval(c,xx);
plot(xx,polinom,'b','LineWidth',1.5);
grid on;
title('4 foku kozelitopolinom');
% Ugyanaz a hatodfoku polinomra
h=subplot(2,2,4)
set(h,'position',[0.5,0.05,0.4,0.4])
plot(x,y,'ko');
hold on
c=polyfit(x,y,6);
polinom=polyval(c,xx);
plot(xx,polinom,'m','LineWidth',1.5);
grid on;
title('6 foku kozelitopolinom ');

```

A kapott grafikus ábrázolásokat a 6. ábrán láthatjuk.



6. ábra. Különböző fokú polinommal való illesztés

Könyvészet

- 1] SZATMÁRY Zoltán: *Mérések kiértékelése*, Egyetemi jegyzet, Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, Természettudományi Kar, Budapest, 2001.
- 2] SZALMA József: *Mérési eredmények kiértékelésének alapjai*, Tankönyvkiadó, Budapest, 1989.
- 3] GALÁNTAI Aurél–JENEY András: *Numerikus módszerek*, Miskolci Egyetemi Kiadó, 1998.
- 4] BIRAN, A.–BREINER, M.: *MATLAB 5 for Engineers*, Addison Wesley Longman, 1999.
- 5] GHINEA, M.–FIREȚEANU, V.: *MATLAB. Calcul numeric, grafică, aplicații*, Teora Könyvkiadó, Bukarest, 1995.
- 6] STOYAN, G. (szerk.): *MATLAB (4. És 5. Verzió) – Numerikus módszerek, grafika, statisztika, eszköztárak*, TYPOTEX Könyvkiadó, Budapest, 1999.
- 7] ***.: *MATLAB – The Language of Technical Computing. Using MATLAB Version 6*, The MathWorks Inc., Natick, 2000.
- 8] ***.: *MATLAB – The Language of Technical Computing. Using MATLAB Graphics. Version 6*, The MathWorks Inc., Natick, 2000.
- 9] BIRÓ A.–JENEI D.–ROHONYI V.: *Magyar-román műszaki szótár*, Kriterion Könyvkiadó, Bukarest, 1981.
- 10] BIRÓ A.–JENEI D.–ROHONYI V.: *Román-magyar műszaki szótár*, Kriterion Könyvkiadó, Bukarest, 1979.

Korszerű teljesítmény átalakítók

Dr. Marschalko Richárd, egyetemi tanár
Kolozsvári Műszaki Egyetem, Elektrotechnikai Kar,
Villamos Hajtások és Robotok Tanszék

1. Bevezető

Kétségbevonhatatlan az a tény, hogy a hagyományos elektrotechnikai módszerekkel minden villamos energia paraméter változás lehetséges [1]. Ennek érdekében villamos gépeket vagy villamos gépcsoportokat kell használni. Ezeknek, az úgynevezett „elektromechanikus teljesítményátalakítóknak” sok hátrányuk van, mint például a nagyon kicsi teljesítmény/súly tényező, rossz teljesítmény/térfogat tényező, kicsi összhatásfok, komoly karbantartási igények, alkalmazási lehetőség csak nagy egységekben, stb. Meglepő az, hogy éppen ezek az elektromechanikus teljesítményátalakítók nagyon rugalmasaknak bizonyultak a szabályozás szempontjából. Könnyen tértek át generátor üzemmódról fogyasztó üzemmódra, vagy fordítva, és csak nagyon kis mértékben

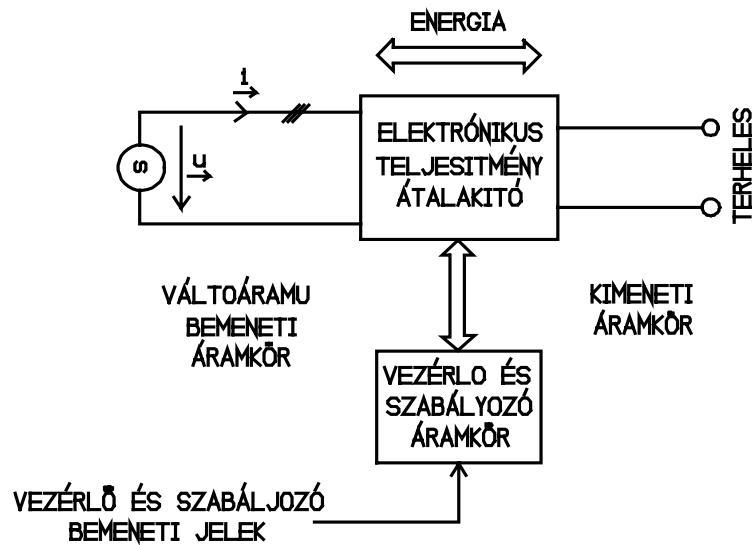
zavarták a bemenő, váltóáramú hálózatot. Szinkron motorok alkalmazása esetében még a teljesítménytényező javítását is lehetővé tették.

A teljesítményelektronika fejlődése új korszakot nyitott a teljesítményátalakítók terén. A teljesítményelektronikai átalakítók akármilyen villamos energia hálózatot képesek összekötni, miközben – miniatürizált kivitelezés mellett – magas hatásfokkal és minimális karbantartással, gyakorlatilag korlátlan ideig működnek [2], [3]. Sajnos, a teljesítményelektronika alapja a kommutáció. Ez azzal az elkerülhetetlen hátránnyal jár, hogy az energiaátalakítás nem állandó folyamat. Ez pedig azt jelenti, hogy az elektronikus átalakító bemeneti és kimeneti részén egyaránt megjelennek az áram és feszültség torzítások.

Kezdetben a kicsi és közép teljesítményű elektronikai átalakítók esetében, a bemeneti részen keletkező torzítások nem érdekelték sem a berendezés tervezőit, sem a váltóáramú hálózatok szolgáltatóit. A kimeneti részen jelentkező torzítások miatt igazi harc keletkezett. Egyrészt, a különböző terheléseket használók követeltek torzításmentes villamos energiát, miközben az elektronikai átalakítók tervezői ösztönözték a terhelések újratervezését úgy, hogy működőképesek legyenek torzított bemenő feszültség vagy áram mellett. Természetesen, a teljesítményelektronikai szakértők voltak a vesztesek. Ennek az az előnye, hogy nagy számban jelentek meg új, magas frekvencián használható komponensek és „intelligens” egységek, a legmegfelelőbb impulzusszélesség vezérlés módszereinek kifejlesztésével párhuzamosan [3], [4], [7], [8], [9], [10], [11]. Ezeknek köszönhetően a teljesítményelektronika optimálisan megoldotta a használók igényeit. Egy ilyen típusú átalakítót szemléltet a 1. ábra.

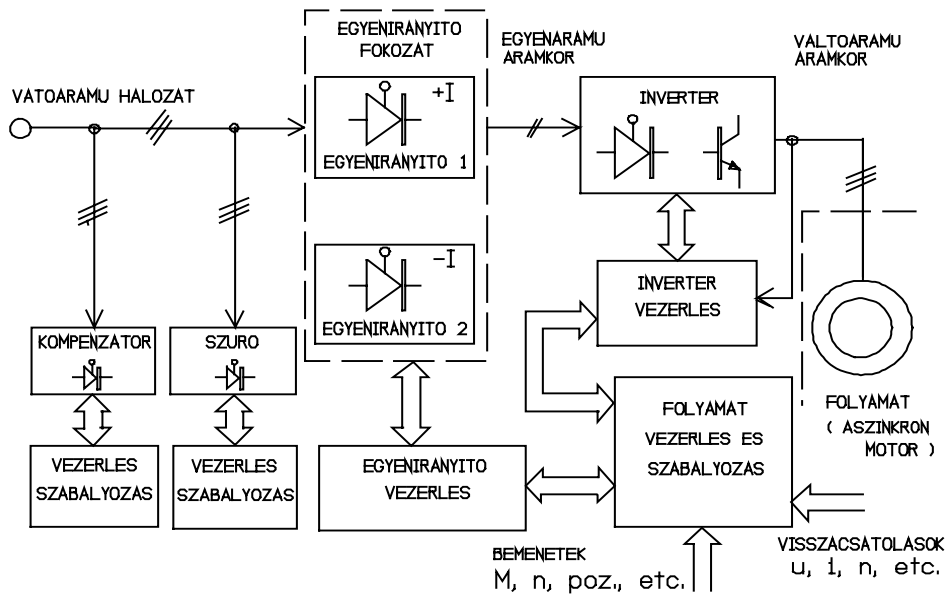
A terhelés lehet egyen- vagy váltóáram jellegű. A vezérlő és szabályozó egység arra törekszik, hogy a kért paraméterekkel rendelkező, optimális minőségű villamos energiát szolgáltatson a terhelés irányába. A korszerű egyenirányítók, teljesítmény egyen/egyen átalakítók vagy váltóirányítók megfelelnek a korábban bemutatott követelményeknek.

Akkor, amikor a teljesítményátalakító által keltett hálózati zavarok már nem voltak elhanyagolhatók, sztatikus kompenzátorok és harmonikus szűrők alkalmazására is sor került [2]. A 2. ábrán jól lehet látni, hogy egy aszinkron motor korszerű sebesség szabályozása 4 kvadránsban 5 külön átalakítót



1.ábra. Teljesítményátalakító váltóáramú bemenettel

igényel. Abban a helyzetben, amikor a váltóirányító fokozatban csak a frekvenciát állíthatjuk, a motor feszültség vagy áram szintjét csak az egyenirányító fokozatban tudjuk befolyásolni. Innen eredően a rendszer szabályozó egysége bonyolultabb, mivel a váltóirányító és egyenirányító szabályozása nem független. A kompenzátor és a szűrő szabályozási rendszere sem egyszerű, mert a bemenő áram pillanatnyi értékét kell figyelembe venni. Ebből az következik, hogy amennyiben ez megengedhető volt, a tervezők kerültek az ilyen komplex átalakító struktúrákat. Be kell ismerni azt is, hogy egy ennyire bonyolult átalakító drága is, és egy gyártó sem tudja arra kötelezni a vásárlót hogy, nyomós okok híján nagyobb befektetésbe bocsátkozzon. Sajnos, a mind nagyobb számban üzemeltetett teljesítményátalakítók jobban és jobban rontották a váltóáramú hálózatok által szolgáltatott villamos energia minőségét.



2. ábra. Négy kvadránsban üzemelő átalakító

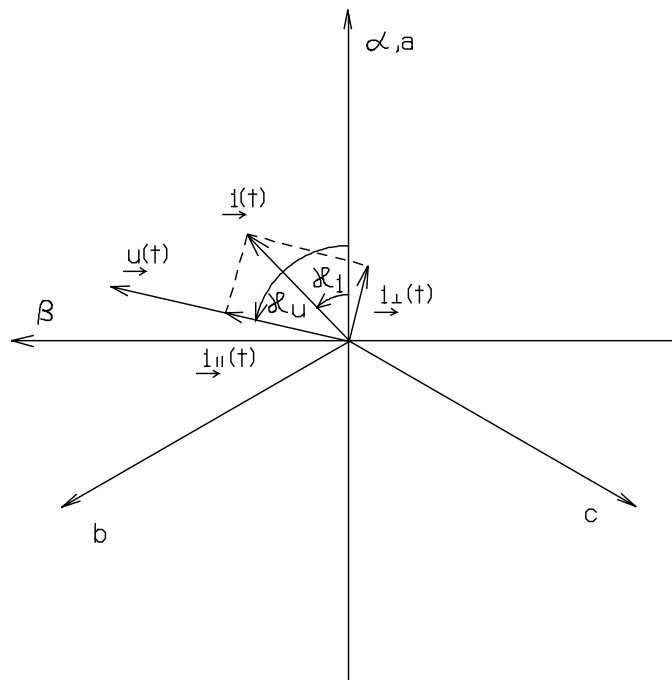
Az új európai és amerikai szabványok, amelyek előírják a teljesítményelektronikai átalakítók bemenő áramának megengedett torzítását, [5], [6], [12], [23] megváltoztatták a fentiekben bemutatott helyzetet. Fontos azt a tény, hogy jelenleg a szabványok kicsi és közepes terhelésekre vonatkoznak, de várhatóan nagy terhelésekre is ki fognak terjedni. A teljesítményátalakítók fejlesztésében a bemeneti viszonyokat többé nem lehet elhanyagolni, ami új fejlesztési korszakot nyit az ipari elektronika terén. Röviden, a váltó/egyen átalakítók gyors korszerűsítése vált szükségessé. Ezek a berendezések nem csak az egyenirányítást kell hogy végrehajtsák, hanem a bemenő energiahálózat zavarmentes üzemeltetéséről is kell hogy gondoskodjanak. Ez azt jelenti, hogy a teljesítménytényező javítását és az áram szűrését is ez a fokozat kell hogy végrehajtsa, ezért a váltóáramú hálózatra csatolt váltó/egyen átalakítót nem is fogjuk többé egyszerűen egyenirányítónak nevezni.

2. Technikai és technológiai előterek

Az európai EN 61000-3-2 vagy az amerikai IEEE 519 az áram felharmonikus tartalmára vonatkozó szabványok egy technikailag és technológiailag előkészített térre érkeztek.

Technológiai szempontból a teljesítményelektronika rendelkezésére új, széles áram, feszültség és frekvencia tartományban működtethető bipoláris MOSFET és IGBT tranzisztorok állnak. A háromfázisú, hídkapcsolásban működő, 6 elektronikus feszültség szeleppel ellátott áramkörnek az előnyei már nyilvánvalóak voltak. Széles teljesítmény tartományban, megtalálható „intelligens” önnálló áramkörbe integrálva. Csak ott nem használják, ahol sehogy sem alkalmazható és, ezért más, speciális topológiák szükségesek.

A műszaki tudományok különböző, speciális impulzusszélesség vezérlési módszereket fejlesztettek ki [7], [8], [9], [10], [11], [17], [18], [19], melyek előnyösen használhatók a váltó/egyen feszültség átalakításban is.



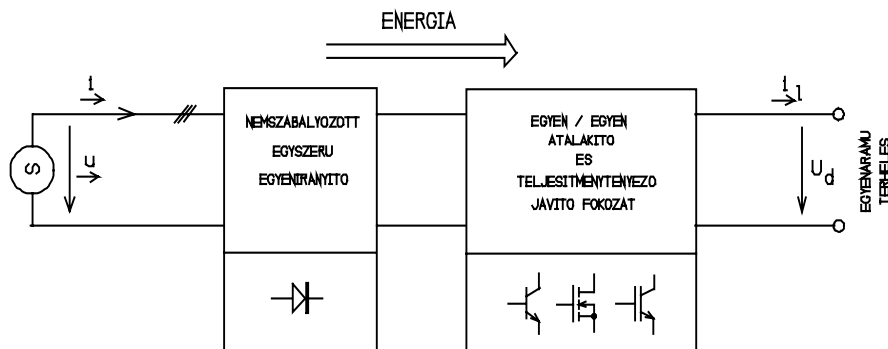
3. ábra. Feszültség és áram térvektorok

A korszerű váltó/egyen-feszültség átalakítók fejlesztésében új szabályozási elképzelések is szükségesek voltak. A 3. ábrán bemutatott feszültség és áram térvektorai a kommutáció miatt az átalakítóban nem mozognak folyamatosan, az alap periódusnak megfelelően, hanem a kommutáció periódusa szerint diszkrétan haladnak. Egy precíz és dinamikus szabályozás minden kapcsolási ciklusban a szükséges feszültség vagy áram térvektort próbálja előállítani úgy, hogy az aktív teljesítmény-átvitel torzításmentesen folyjon. Sajnos, a hagyományos látszólagos, aktív, meddő vagy torzító teljesítmény fogalmak csak a periódikus folyamatok esetében alkalmazhatók. Egy kommutációciklusnak megfelelően nem is tudjuk őket meghatározni. Ezért kötelesek vagyunk a pillanatnyi aktív és a pillanatnyi non-aktív teljesítményel dolgozni [14], [15], [16]. A 3. ábra szerint az áram térvektornak két összetevőjét kell figyelembe venni. Az $i_{||}(t)$ párhuzamos áram összetevő, pillanatnyi aktív teljesítmény hordozó. Az $i_{\perp}(t)$ kereszt áram összetevő, a pillanatnyi non-aktív teljesítmény okozója. Nem tudhatjuk, hogy a pillanatnyi non-aktív teljesítményt fáziseltolás, vagy torzítás okozza-e.

Szinuszos bemenő hálózati feszültségek mellett a korszerű váltó/egyen átalakító csak pillanatnyi aktív teljesítményt közvetíthet, pozitív előjellel fogyasztó üzemmódban és negatív előjellel generátor üzemmódban. Ideális helyzetben a pillanatnyi non-aktív teljesítmény állandóan nulla kellene, hogy maradjon. Ha ez az utóbbi tényező nincsen nullára szabályozva, akkor a bemenő hálózat támogatásáról beszélünk. Nem tiszta szinuszos hálózati feszültségek mellett ez bonyolultabb szabályozási stratégiák alkalmazásához vezet.

3. Korszerű kisteljesítményű váltó/egyen átalakítók

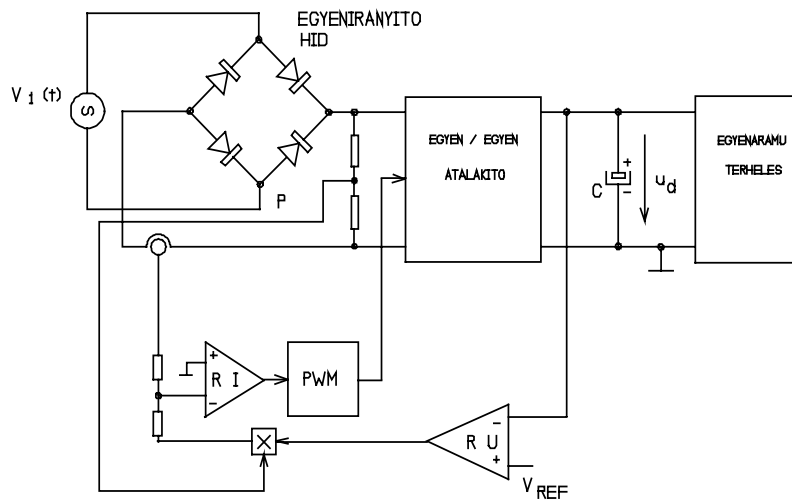
A kisteljesítményű váltó/egyen átalakítók a kommutációs üzemben működő tápegységek végtelen fejlett világából erednek



4. ábra. Kisteljesítményű váltó/egyen átalakító

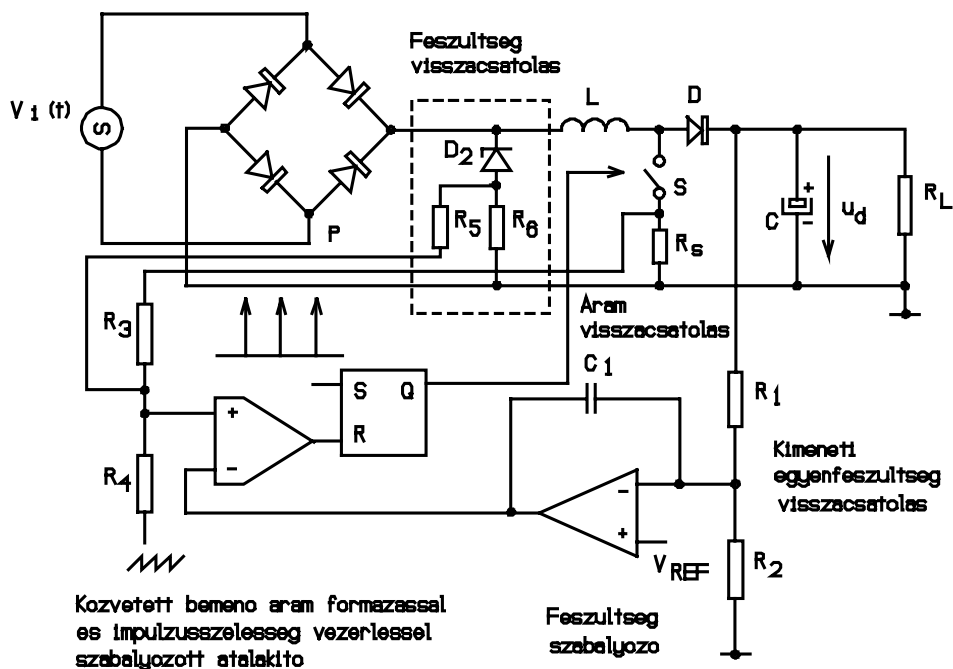
A 4. ábrán jól látható, hogy a váltóáramú bemenő részre egy nem vezérelt, egyszerű egyenirányító kerül. Ennek az az eredménye, hogy csak egy kadrános, fogyasztó üzemmód lehetséges. A kisteljesítményű terhelések esetében ez kielégítő. A kommutációs üzemben működő fokozatot pedig úgy kell szabályozni, hogy stabil egyenfeszültséget érjünk el a kimeneten. A szabályozás bonyolultabb, mivel szinuszos bemenő áramot kell elérni, fázisban a bemenő feszültséggel. Így csak pozitív aktív pillanatnyi teljesítményt vesz fel az átalakító.

Teljesítményelektronikai szempontból ez a második fokozat a jól ismert buck, boost, fly-back, Sepic, Cuk áramköröket felhasználva „kemény” impulzusszélesség vezérléssel működik [5], [6], [12], [13], [28], [29], [30], vagy a kommutációs veszteség csökkentése érdekében, leggyakrabban rezonáns és kvázirezonáns áramkörök alapján „lágy” impulzusszélesség vezérléssel vannak ellátva [25], [26], [27]. A „lágy” impulzusszélesség vezérlés az impulzus frekvenciát változtatja az egyen/egyen fokozatban, mivel a nulla feszültség vagy áram állapotokat kell kivárni. Ezért nevezik impulzusfrekvencia vezérlésnek is ezt a második módszert.



5. ábra. Kisteljesítményű átalakítók szabályozási elve

Az 5. ábra szemlélteti egy ilyen kisteljesítményű váltó/egyen átalakítónak a szabályozási alapelvét. A kimeneten előállított egyenfeszültség szintjét egy feszültségszabályozó ellenőrzi. E szabályozó kimenete egyenlő a szükséges váltóáram amplitúdóval a bemeneti részen. Szinkronizálás szükséges ahhoz, hogy csak pillanatnyi aktív teljesítményt vegyen fel az átalakító. Ezt a folyamatot a szorzó áramkör hajtja végre és állítja elő a referenciajelet az áramszabályozó részére. Az áramszabályozó kimenete pedig befolyásolja az impulzusszélesség vezérlő egységében az impulzus kitöltési tényezőjét.

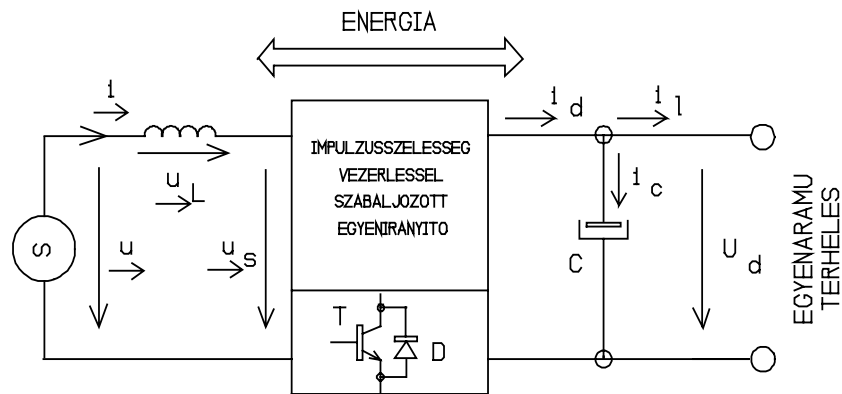


6. ábra. Szabályozás áram és feszültség visszacsatolással

A szorzó áramkör nagyon drága, ha nagy pontosság szükséges. Ezért, amint a 6. ábrán is látható, ha lehetséges, ezt a fokozatot elkerülik, és a bemeneti áramot közvetett módon állítják elő. Ennek érdekében kiegészítő tranzisztor áram és nemlineáris egyenirányított bemenő feszültség visszacsatolások használhatók.

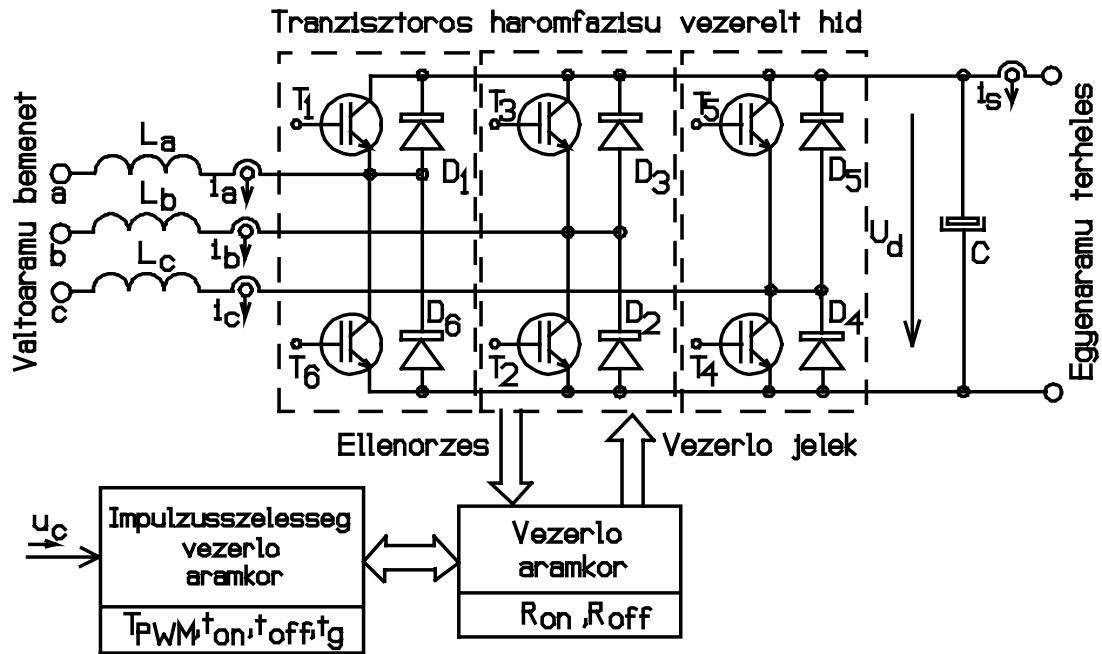
4. Tendenciák a közepes teljesítményű váltó/egyen átalakítók fejlődésében

A közepes teljesítményű váltó/egyen átalakítók jelenleg is intenzíven kutatják. Alkalmazásuk még nem kötelező, de rövidesen változás várható ezen a téren is. A 7. ábra szerint ezek az átalakítók egy fokozatúak, hídkapcsolásban működnek, és egyidejűleg egyenirányítóként, kompenzátorként és szűrőként üzemelnek.



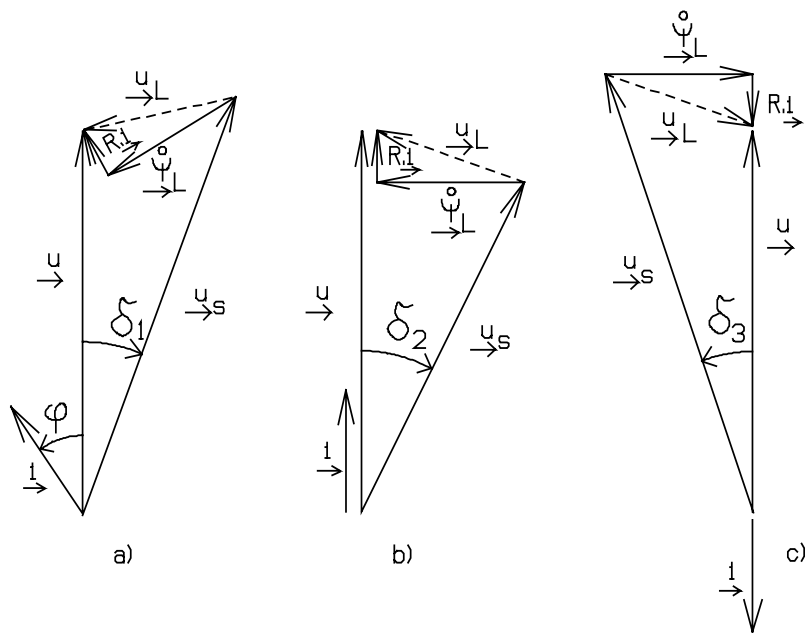
7. ábra. Egy fokozatos közepes teljesítményű váltó/egyen átalakító

A részletes elektronikus áramkört a 8. ábra szemlélteti. Több szabályozási stratégia vehető figyelembe. Egy nagyon egyszerű, de ugyanakkor robusztus szabályozási lehetőség, hogy nem stabilizált kimenő egyenfeszültség mellett csak a non-aktív teljesítményt próbáljuk nullára szabályozni [5], [6], [17], [18], [19].



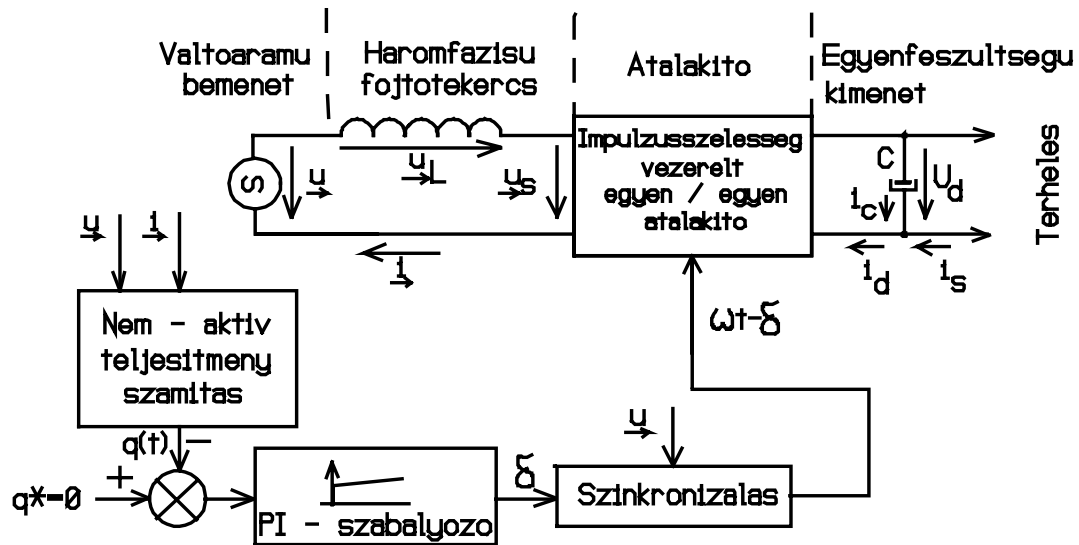
8. ábra. A leggyakrabban alkalmazott elektronikai áramkör

Az alapelv a 9. ábrából derül ki. Az a) helyzet a nem szabályozott állapotnak felel meg, a b) meg c) helyzetekben pedig állandó fogyasztó, illetve generator üzemmód áll fenn.



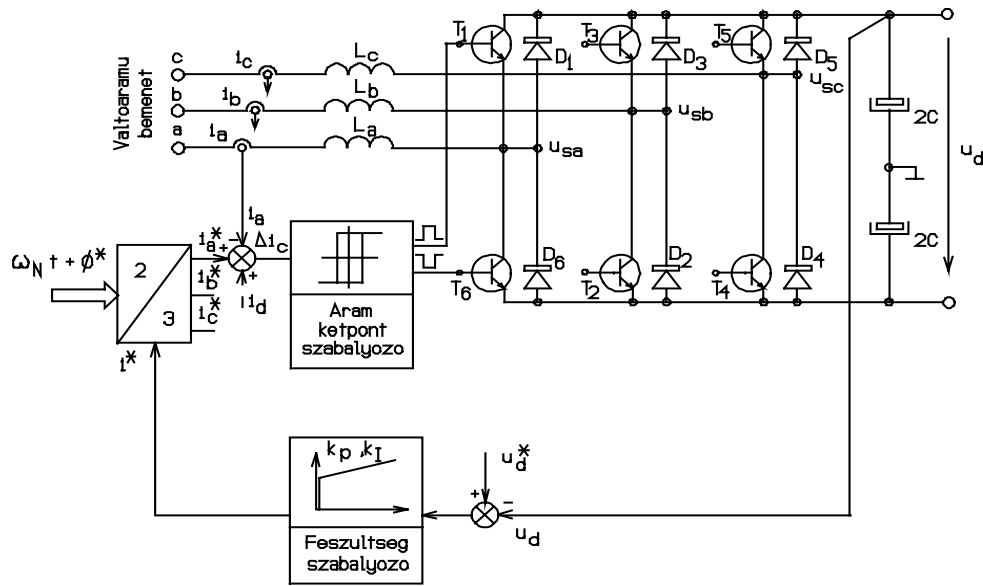
9. ábra. Az első szabályozási elv alapjai

A 10. ábra szerint a szabályozó hurokban csak a pillanatnyi non-aktív teljesítményt kell kiszámolni, ezután egy egyszerű PI jellegű szabályozó képes a δ szög szükséges értékét előállítani. Így, az „átalakító feszültség” térvektorának szükséges pozícióját ismerjük. A szinkronizálási fokozatban a hálózati feszültség térvektorát éppen ezzel a szöggel kell elfordítani ahhoz, hogy az impulzusszélesség vezérlő egységnek a pillanatnyi referenciáját megkapjuk.



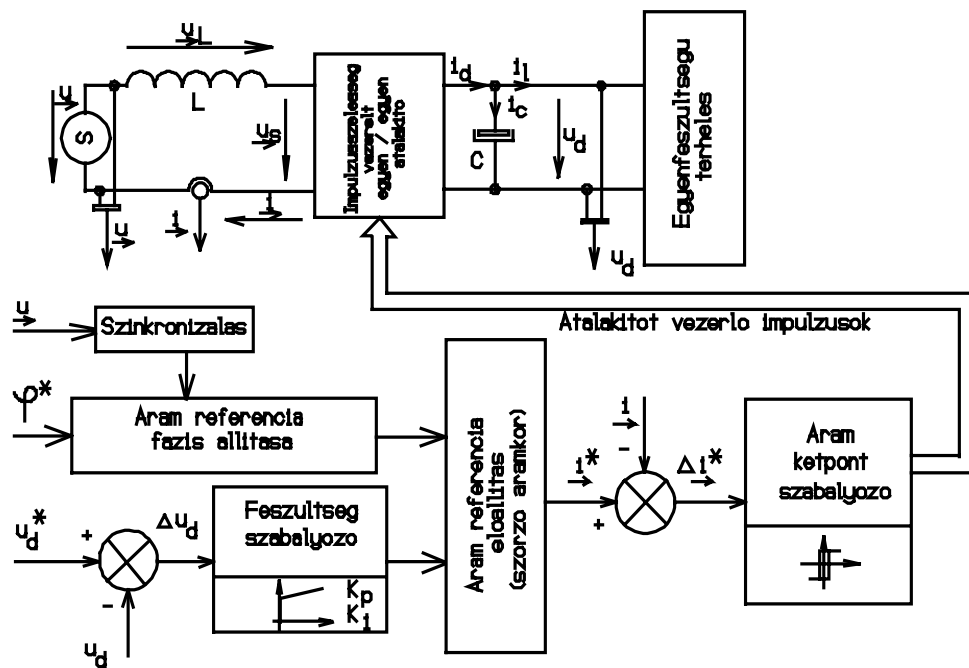
10. ábra. Non-aktív teljesítményszabályozóval ellátott átalakító

Egy másik szabályozási stratégia a 11. ábrán látható [20], [21], [22], [23], [24]. Ebben az esetben az átalakító teljesítményelektronikai része váltóáramú forrásként működik.



11. ábra. Váltó/egyen átalakító kétpont áram szabályozással

Egy feszültségszabályozó a szükséges bemenő hálózati áram térvektorának amplitúdóját állapítja meg. A szinkronozási fokozatban ezt megszorozzák a normázott hálózati feszültség térvektorával, és így a 3 kétpont áram szabályozónak a referencia jelét elő lehet állítani. A kétpont szabályozók – megfelelő erősítő fokozatokon keresztül – a teljesítmény tranzisztorokat vezérelnek (12. ábra).



12. ábra. Szabályozási lánc a kétpont szabályozó alkalmazása esetében

5. Összefoglaló

A dolgozat – sűrített formában – a korszerű váltó/egyen átalakítókat kívánta bemutatni abból kiindulva, hogy ezek kikerülhetetlenek lesznek századunk ipari elektronikai berendezéseiben. Konkrét leírás, matematikai modellezés és kutatási eredmények az irodalomjegyzék segítségével könnyen találhatóak. Ezen összefoglaló alapján az angol, német vagy román nyelvű tudományos dolgozatok egyszerűen elemezhetők.

Könyvészet

- 1] ***: *Vorschriftenbuch des Verbandes Deutscher Elektrotechniker*, Dreiundzwanzigste Auflage, ETZ - Verlag GmbH, Berlin, 1941.
- 2] ALEXA, D.–HRUBARU, O.: *Aplicații ale convertoarelor statice de putere*, Editura Tehnică, București, România, 1989.
- 3] KELEMEN A.–IMECS M.: *Electronica de putere*, Editura Didactică și Pedagogică, București, România, 1983.
- 4] IMECS Mária: *Teljesítményelektronika*, EMT, Magyar nyelvű szakelőadások a 2000-2001-es tanévben, pp. 69-73, Kolozsvár, Románia, 2001.
- 5] MARSCHALKO R.: *Convertoare de CA/CC cu modulare în durată a impulsurilor*, Editura Mediamira, Cluj, România, 1997.
- 6] MARSCHALKO, R.–MICU, D.O.: *Convertoare de CA/CC cu modulare în durată a impulsurilor și aplicații*, Editura Mediamira, Cluj, România, 1997.
- 7] HOLTZ, J.: *Pulsewidth Modulation – A Survey*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.39, No.5, December, pp. 410-420, 1992.
- 8] DEPENDBROCK, M.: *Pulse Width Control of a Three-Phase Inverter with Non – Sinusoidal Phase Voltages*, Conference Record, IEEE / IAS, 1977, pp. 399-403, International Power Semiconductor Conference, Catal. Nr. 77 CH 1183 - 3IA, IEEE Inc. New York, USA, 1977.
- 9] KOLAR, J.W.–ERTL, H.–ZACH, F.C.: *Calculation of the Passive and Active Component Stress of Three-Phase PWM Converter Systems with High Pulse Rate*, EPE'89, 4th European Conference on Power Electronics and Applications, pp.1303 - 1311, Aachen, Germany, 1989.
- 10] KOLAR, J.W.–ERTL, H.–ZACH, F.C.: *Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter System*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.27, No.6, November/December, pp.1063 - 1075, 1991.
- 11] MICHEL, M.–SCHUTZE, TH.: *Algorithmen zur Pulsweitenmodulation für Wechselrichter mit in Echtzeit berechnetem Pulsmuster*, Archiv für Elektrotechnik 74 (1991), S. 419-426, 1991.

- 12] REDL, R.: *Achieving Compliance with New Line – Harmonics Regulations*, PCIM'96, Power Conversion and Intelligent Motion Conference, Seminar 5, Nürnberg, Germany, 1996.
- 13] JITARU, I.D.–IVAȘCU, A.: *High Efficiency Rectification, from State of the Art to Future Trends*, PCIM'99, Power Conversion and Intelligent Motion Conference, Power Conversion Proceedings, pp. 233-245, Nürnberg, Germany, 1999.
- 14] STAUDT, V.: *Differences between compensation of instantaneous non-active power and total non-active power*, Proceedings of IEEE ICHPS VI, Bologna, September 21/23, pp. 381-387, Italy, 1994.
- 15] STAUDT, V.: *On the Definition of the Power Factor in the three-phase four – conductor systems under non-sinusoidal conditions*, Third International Workshop on Power Definitions and Measurements under Nonsinusoidal Conditions, Mailand, 25/27 Sept., pp. 57-63, Italy, 1995.
- 16] DEPENDBROCK, M.–STAUDT, V.–WEINHOLD, M.: *Raumzeiger in der Energietechnik*, Diskussionsgrundlage, Ruhr – Universität Bochum, Lehrstuhl für Erzeugung und Anwendung elektrischer Energie, Bochum, Deutschland, 1990.
- 17] WEINHOLD, M.: *Appropriate Pulse Width Modulation for a Three-Phase PWM AC-to-DC Converter*, EPE Journal, Vol.1, No.2, October, pp. 139-148, 1991.
- 18] WEINHOLD, M.: *Dreiphasiger Pulsstromrichter mit wenig verzerrtem Netzstrom zur Speisung von Gleichspannungszwischenkreisen*, DFG Arbeitsbericht, De 216/19-1, Bochum, Deutschland, 1990.
- 19] WEINHOLD, M.: *Dreiphasiger Pulsstromrichter zur Speisung von Gleichspannungszwischenkreisen ohne Amplitudensteuerung der netzseitigen Stromrichterspannungen*, Dissertation zur Erlangung des Grades eines Doktor – Ingenieurs der Fakultät für Elektrotechnik an der Ruhr - Universität Bochum, 1993.
- 20] ERTL, H.–KOLAR, J.W.–ZACH, F.C.: *Comparison of Simple and Optimized Current Controllers for Three-Phase Systems*, Proceedings of the 13'th International Conference on Power Conversion, München, May 11/13, pp. 66-83, Germany, 1987.
- 21] ERTL, H.; KOLAR, J.W.; ZACH, F.C.: *Analysis of Different Current Control Concepts for Forced Commutated Rectifier*, (FCR), Proceedings of the 11'th International Conference on Power Conversion, München, June 17/19, pp. 195-217, Germany, 1986.
- 22] KOLAR, J.W.–ERTL, H.–EDELMOSE, K.–ZACH, F.C.: *Analysis of the Control Behaviour of a Bidirectional Three-Phase PWM Rectifier System*, Record of the 4'th European Conference on Power Electronics and Applications, Firenze, September 3/6, Vol.2, pp. 95-100, Italy, 1991.
- 23] KOLAR, J.W.–ERTL, H.: *Status of the Techniques of Three-Phase PWM Rectifier Systems with Low Effects on the Mains*, PCIM'99, Power Conversion and Intelligent Motion Conference, Seminar 27, Nürnberg, Germany, 1999.
- 24] MARSCHALKO, R.: *Modelling and Implementing of a Single-Phase PWM AC-to-DC Converter*, Symposium on System Modelling, Fault Diagnosis and Fuzzy Logic Control, Tempus S-JEP07759-94-Modify, Budapest and Miskolc, 06 - 07, May, Hungary, 1997.

- 25] ALEXA, D.–GÂTLAN, L.–IONESCU, F.–LAZĂR, A.: *Convertoare de putere cu circuite rezonante*, Editura Tehnica, Bucuresti, 1998.
- 26] REDL, R.–LOVELL, M.: *A Cost-Optimized PFC Solution for the Quasi-Resonant Flyback Power Supply*, PCIM'99, Power Conversion and Intelligent Motion Conference, Power Conversion Proceedings, pp. 371-375, Nürnberg, Germany, 1999.
- 27] BÎRCĂ-GĂLĂȚEANU, S.; IVAȘCU, A.: *Class E Resonant Full-Wave Low dv/dt Rectifier Driven by a Voltage Generator*, PCIM'99, Power Conversion and Intelligent Motion Conference, Power Conversion Proceedings, pp. 179-186, Nürnberg, Germany, 1999.
- 28] MARSCHALKO, R.: *Investigations Concerning High Efficiency DC-to-DC Converter Circuits*, PCIM'99, Power Conversion and Intelligent Motion Conference, Power Conversion Proceedings, pp. 493-497, Nürnberg, Germany, 1999.
- 29] MARSCHALKO, R.: *High Efficiency DC-to-DC Converter Circuits for Inverter-Fed Low Power Servodrives*, ELECTROMOTION'99, 3rd International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems, Vol.II, Paper E-14, pp. 677-681, Patras, Greece, 1999.
- 30] MARSCHALKO, R.: *Performances Investigation of High Efficiency DC-to-DC Converter Circuits with Commutation Energy Regeneration*, Acta Electrotehnica Napocensis, Mediamira Science Publisher, Volume 40, Number 1, pp. 73-78, Cluj, Romania, 1999.
- 31] CHERESTEȘIU, V., és munkatársai: *Román-Magyar és Magyar-Román szótár*, I. Román-Magyar Rész, Harmadik kiadás, Deutscher Bote Könyvnyomda, Cluj-Kolozsvár, 1929.
- 32] KELEMEN, B. és munkatársai: *Dicționar Român-Maghiar*, Editura Științifică, București, 1964.
- 33] DARAI, G.: *Langenscheidts Universal-Wörterbuch*, Ungarisch, 15. Auflage, Berlin, München, Wien, Zürich, New York, 1992.

Nagyteljesítményű kapcsolókészülékek

Dr. Delesega Gyula egyetemi tanár
 Temesvári Műszaki Egyetem, Villamosmérnöki Kar,
 Energetika Tanszék

Nyilvánvalónak tűnik, hogy a villanyoltáshoz nem kell egyebet tenni, mint valamiképpen megszakítani a *világítótest*hez vezetett áram útját. Ez a művelet akár a vezeték szószerinti megszakításából is állhat. Persze, ahhoz, hogy ismételten és kényelmesen végrehajtható legyen, nem árt ha a vezeték egy része eleve „elszakíthatóvá” készül, azaz ha az áram útjába – az *áramkörbe* – egy olyan szerkezetet iktatnak, amely *mozgatható érintkezőket* tartalmaz. Kis áramoknál, kis feszültségen, a „villanyoltás” ezzel meg is van oldva és egy egyszerű *karos kapcsoló*, vagy az esztétikusabb *billentyűs dobozkapcsolók* egyik divatos típusa kitűnően megfelelhet. Megvizsgálva azonban egy gyárilag előállított közönséges falikapcsoló belső szerkezetét, szembetűnnek a benne található mindenféle rugós megoldások, melyek a mozgó

vezetékdarabra, azaz az érintkezőkre hatnak és annak gyorsan ugró helyváltoztatását biztosítják. Nem hiába!

1. Kapcsolási folyamatok

Egy *fogyasztó* kikapcsolásánál, tulajdonképpen az *áramforrásból* a fogyasztó által felvett energiafolyamot szakítják meg. A mi látásmódunkhoz legközelebb álló mechanikus modell szerint, ez az energiafolyás a fogyasztó *tápvezetékeiben* keringő *villamos áramként* képzelhető el, mely az áramforrás által gerjesztett *villamos feszültség* hatására lép fel. Mivel egy terhelés alatt álló rövid vezetéken a *feszültségesés* gyakorlatilag zérus, és mivel a megszakított (tehát terhelésmentes) vezeték két elválasztott része között a tápfeszültség van, megszakításkor a feszültség nulláról erre a tápértékre kell kerülni. Ez *átmeneti* (tranziens) folyamatként megy végbe, mialatt *túlfeszültségek* jelentkezhetnek. Legtöbbször a túlfeszültségek jelentkezésének a fogyasztóban tárolt mágneses energia az oka. Ennek jól ismert képlete

$$W_m = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 \text{ [J]}, \quad (1)$$

ahol L [H] a fogyasztó *induktivitása*, és i [A] az áramerősség. Ha megszakítják az áramot, akkor $i = 0$, tehát W_m is nullává kellene váljon. Mivel tudjuk, az energia nem tűnik el csak átalakul, ez a mágneses energia is átalakul előbb elektrosztatikus energiává, melyet a

$$W_c = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2 \text{ [J]} \quad (2)$$

képlet ad meg (itt C [F] a fogyasztó *kapacitása*, U [V] a kapacitáson jelentkező feszültség). Igen ám, de egy közönséges fogyasztó kapacitása rendkívül kicsi (legtöbbször csak szórt) ebből következik, hogy a feszültség rendkívül nagyra kellene nőjön. Növekedés közben, ez a feszültség, a *visszaszökő feszültség*, valahol átüti az áramkör szigetelését. Rendszerint ez az átütés a vezeték két megszakított része, azaz az érintkezők között jön létre, visszaállítva ezáltal ott az áramot. De az áram hatására a vezetéken és az átütött szigetelésen hő fejlődik, a

$$Q = R \cdot i^2 \cdot t \text{ [J]} \quad (3)$$

képlet szerint, ahol R [Ω] a vezetékek ellenállása, t [s] pedig az eltelt idő. Ez a hő a környezetbe kerül, és vele csökkenni kezd a fogyasztóban tárolt energia. Ezt az energiát a folyamat majdnem teljes egészében kisütheti. Mi itt a gond?

Az előbb említettem, hogy az érintkezők közötti szigetelés átütődhet. Milyen szigetelés található ott? Ha az érintkezők levegőben vannak, akkor ezt a rosszul vezető levegő adja, tehát az átütés ebben történik. Hogy válik vezetővé a levegő? Anélkül, hogy részletekbe bocsátkoznánk, a gázok csak akkor lehetnek vezetőek, ha bennük is megjelennek valamilyen *mozgó töltéshordozók*, elektronok és ionok, de az ilyen gáz tulajdonképpen már nem is gáz, hanem plazma. A plazma, vagyis ionizált gáz azonban csak akkor maradhat fenn, ha elég magas a hőmérséklete, és így, az érintkezők között, átütés után megjelenik ez a forró, áramot vezető anyag, azaz a hajlított alakja után *villamos ívnek* nevezett *állandósult gázkisülés*. Magas hőmérséklete miatt az ív megoldaszthatja az érintkezőket és a környezetében mindent, tehát mihamarabbi eloltására kell törekedni. Ennek a feladatnak a végrehajtása nagyon elbonyolíthatja a szétnyitható érintkezők

gyakorlati megvalósítását, ezért erre a célra már külön megépített készüléket, *megszakítót*, esetleg *olvadó biztosítót* használnak.

Másképpen keletkezik az ív, hogyha kicsi az áramerősség és másképpen, ha nagy. Kis áramerősségnél a töltéshordozók létrehozása a negatív jelű érintkezőből, azaz a katódból kivont elektronfelhőnek köszönhető. Az érintkezők elválásakor kezdetben nagyon kicsi a távolság közöttük, és így, még ha potenciálkülönbségük nem is nagy, de a nyílás *villamos térerőssége* nagyá válhat ($E = U / d$), biztosítva a katód elektron-kibocsátását (ez a jelenség lép fel az elektroncsövekben is). Beindul az áramvezetés, a melegedés és kész az ív! Nagy áramerősségnél az ív keletkezésének fontos tényezője az *áramsűrűség* növekedése. Az érintkezők széthúzásakor az utoljára érintkező mikroszkopikus pontokon, mivel ezek száma egyre csökken, az áramsűrűség egyre növekszik (a teljes áram ezeken a pontokon halad át), emiatt az ezeket képező vékony fémhidak felhevülnek, igen rövid idő alatt megolvadnak, majd elgőzölögnek. A továbbiakban, a még kis távolságra lévő érintkezők közötti nagy villamos térerősség, mely $10^5 \dots 10^6$ V/cm nagyságrendű is lehet, az érintkezőket környező gáz molekuláinak lavinaszerű ionizálását okozza, azaz a gáz átüt, megjelenik a villamos ív (a száraz levegő *átütési szilárdsága* homogén erőterben, kb. $3 \cdot 10^4$ V/cm).

A fenniekből adódik, hogy nem minden körülmény között jön létre ív, fenntartásához bizonyos teljesítményű áramforrás szükséges. Egyrészt feszültsége le kell fedje az íven keletkező feszültségeséseket, tehát 10...20 V-nál nagyobb legyen, másrészt a gáz ionizált állapotának fenntartásához legalább 80...100 mA-es áramerősséget biztosítson. Ha ez a teljesítmény nem áll rendelkezésre, akkor átütéskor esetleg csak *szikráról* beszélhetünk.

Mint fentebb megjegyeztük, az ívet minél rövidebb idő alatt el kell oltani. A több ezer fokok hőmérsékletű gáz (plazma) a környezetében található alkatrészeket erősen károsítja, az érintkezőket megolvasztja és az óvatlan kezelőszemélyzet testi épségét nagymértékben veszélyezteti. De ne feledjük, hogy az ív jelenléte kompromittálja a megszakítás tényét, hiszen annak ellenére, hogy a fogyasztót az áramforrással összekötő fémvezeték folytonossága az érintkezők széthúzásával megszakadt, az áram tovább kering az íven keresztül.

Az ív gyors kioltását az egyszerű kapcsolókban éppen az előbb említett rugós szerkezetek hivatottak elvégezni. Nagyobb feszültségnél és/vagy nagyobb terhelés (nagyobb áramerősség) megszakításánál *oltókamrák* használata szükséges. Ezek olyan szerkezeti egységek, amelyekben az ívoltage különböző elvei érvényesülnek és a *szakaszolók* kivételével minden ipari kapcsolókészülék (kontaktor, megszakító) egyik alapvető részét képezik. Ezeknek az elveknek a megértéséhez tekintsük át mi jellemzi az ívet statikus illetve dinamikus üzemmódban. Az első az egyenáramra, a második, az elsőnek kiegészítéseképpen, a váltakozó áramra alkalmazható.

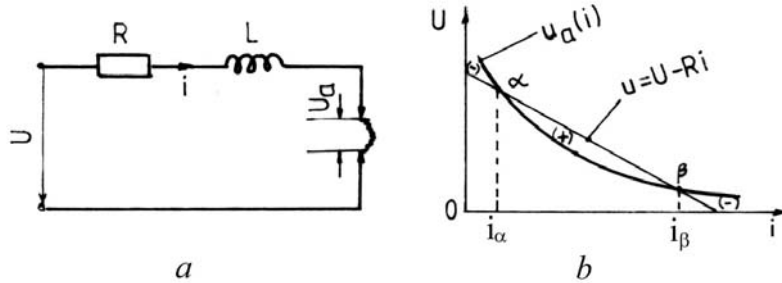
Statikus üzemmódú ív alatt az olyan ívet értjük, melynél az áramerősség állandó vagy nagyon lassan változik. Figyelembe véve az U feszültséggel táplált áramkör R ellenállását és L induktivitását, valamint az íven keletkező u_a feszültségesést, a következő, átrendezett differenciális egyenlet érvényes:

$$L \cdot \frac{di}{dt} = (U - R \cdot i) - u_a \quad (4)$$

Ábrázoljuk az egyenletben megjelenő feszültségtagokat az áramerősség függvényében (1. ábra). Az u_a ívfeszültség hiperbolikusan függ az i íváramtól, ha az áramerősség nem túlságosan nagy ($i < 100$ A), az *Ayrton* féle tapasztalati képlet értelmében:

$$u_a = a + b/i \quad (5)$$

ahol $a = \alpha + \beta l$, $b = \delta + \gamma l$, és α , β , δ és γ anyagállandók, l pedig az ív hossza. Ez az $u_a(i)$ jelleggörbe mutatja, hogy az ívvel, mint *negatív nemlineáris ellenállással* kell számolni.



1. ábra. Statikus ív: a – áramkör; b – jelleggörbe.

Statikusan az ív csak az u_a és az $U - R \cdot i$ görbék metszésében létezhet ($di/dt = 0$), de könnyen kimutatható, hogy a két lehetséges működési pont közül csak β stabil. Nyilvánvaló, ha olyan körülményeket hozunk létre, amelyek kizárják a metszéspont létrejöttét, az ív nem létezhet. Ebből a megállapításból adódnak az ívoltage különböző elvei.

Feljebb csúsztatni a jelleggörbét az ív nyújtásával és/vagy hűtésével lehet. Nyújtásra az ívet minél hosszabb égési járatba kényszerítik, minél távolabb helyezik azokat az érintkezőket amelyeken a *talppontjai* elhelyezkednek és/vagy olyan B mágneses indukciójú mágneses térbe helyezik, amelyiknek az i áram minden dl elemi vonaladarabjára gyakorolt $d\vec{F}$ elemi erőhatása az ívet kifelé húzza az érintkezők közül, az alábbi képlet szerint:

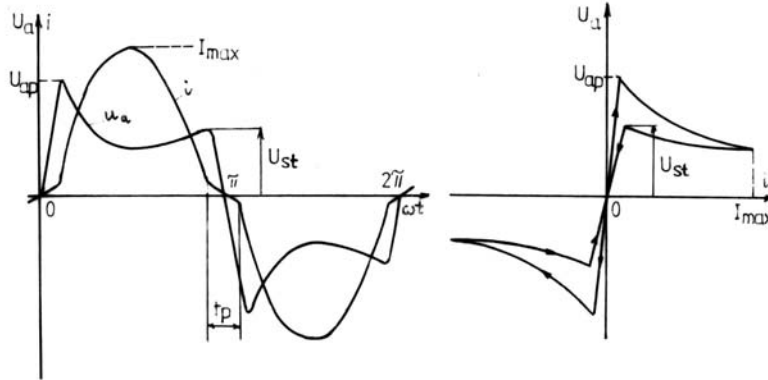
$$\overline{d\vec{F}} = i \cdot \overline{d\vec{l}} \times \overline{B}. \quad (6)$$

Hűteni lehet, ha fűvást alkalmaznak, de azáltal is, ha olyan közegben jön létre az ív, amely sok hőt von el belőle. Erre a célra leggyakrabban ásványi olajat (megszakítók) vagy finomszemcséjű homokot (olvadó biztosítók) használnak. Mind a nyújtás, mind a hűtés tulajdonképpen az ívfeszültséget növeli (ezáltal mozdul el felfelé a jelleggörbe).

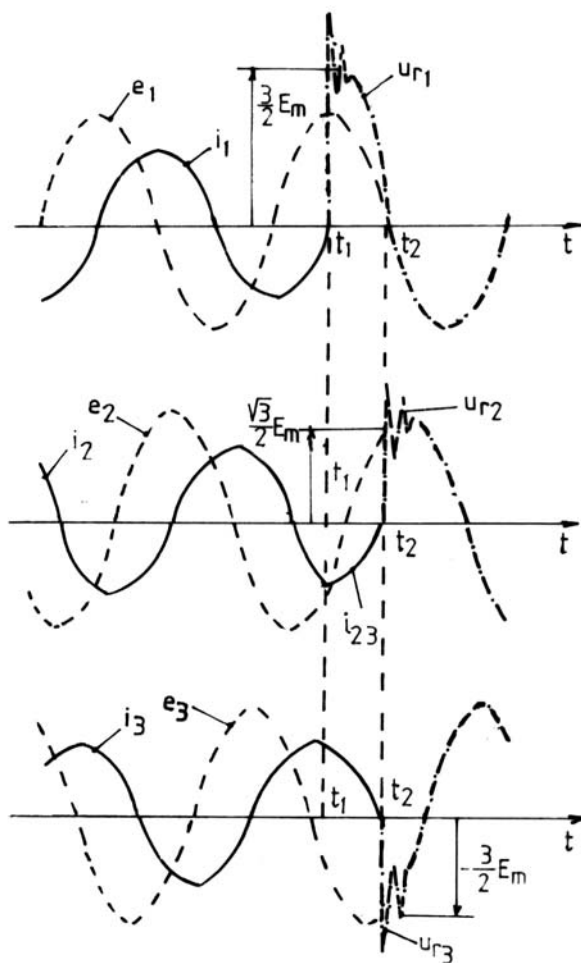
De az $U - R \cdot i$ egyenes meredekségének növelésével is el lehet kerülni a metszéspont létrejöttét, ami az áramkörbe kapcsolt R soros ellenállás növelésével érhető el. Végül az ív söntölése, azaz a kapcsolóra kötött, nem nagy ellenállású áramkör bevezetése, annyira eltorzíthatja az ív jelleggörbét, hogy a metszéspont nem jön létre. Ekkor tulajdonképpen az áram egy része el van terelve. Természetesen, ezt a párhuzamos áramkört is meg kell majd szakítani, ezért a söntölő ellenállást nem lehet túl kicsire választani, mert akkor a második megszakítónak kellene viszonylag nagy áramot megszakítania.

Lássuk, mi jellemzi az említetteken túl a dinamikus, azaz időben gyorsan változó ívet. Itt minden áramhoz két ívfeszültség tartozik, egyik a növekvő, másik a csökkenő értékekhez, mivel az áram változását az ív hőfoka és az ezzel kapcsolatos fizikai jelenségek (G vezetőképesség), csak késve követik (ív és elektródák *hőtehetetlensége*). De mivel az ív nem létezhet, csak ha az érintkezők feszültsége meghalad egy bizonyos értéket, váltakozó áramnál megkülönböztethetünk az áram nullaátmeneténél egy *gyulladás*, U_{ap} és egy *kialvási*, U_{st} feszültséget (2. ábra). Mivel az ív ohmos jellegű, az ívfeszültség fázisban van az árammal. Egyébként, váltakozó áram esetén

hiszterézis görbe jellemzi az ívfeszültség-áram $u_a(i)$ összefüggését. Ennek felülete az ív energiájával arányos.



2. ábra. Váltakozó áramú ív karakterisztikái.



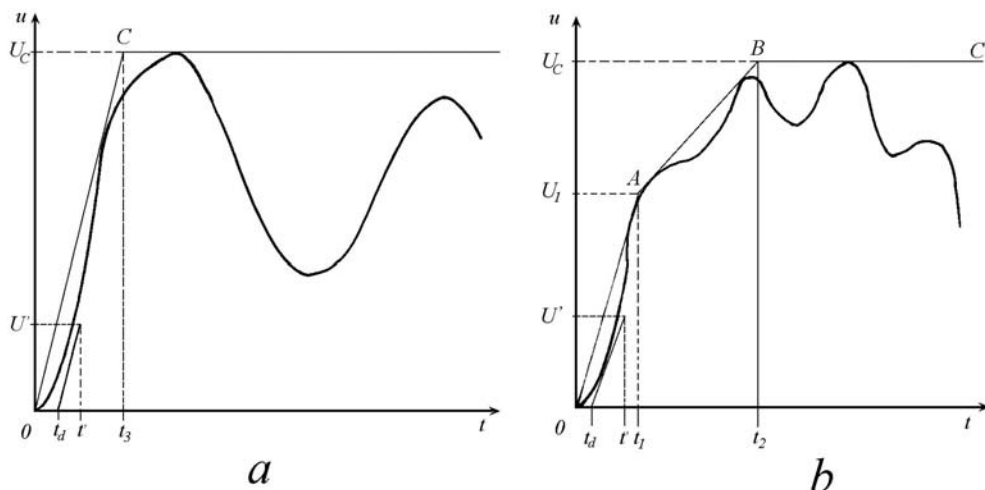
3. ábra. Feszültség és áram időbeli változása háromfá-

Az áram természetes nullaátmenete környékén, amíg a tápfeszültség a kialvási, U_{st} értékről az ellenkező polaritású, U_{ap} gyulladási értékre ér, az ív egy bizonyos véges t_p időre ki van aludva. Váltakozó áramnál arra kell törekedni, hogy az *ívcatorna* helyén ezalatt az *ívszünet* alatt olyan körülmények keletkezzenek, melyek meggátolják az újragyulladást, azaz megnövelik az érintkezők közötti *villamos szilárdságot*. Ehhez rendszerint *fűvást* alkalmaznak, akár a légnymósos, akár a kénhexafluorid (SF_6) gázos, akár az olajos megszakítóknál. Azonban, minél nagyobb a megszakítandó áramkör reaktivitása, annál körülményesebb az ívoltást elvégezni (váltakozó áram esetében egy áramkör reaktivitását annak $\cos \varphi$ – *teljesítménytényezője*, egyenáram esetében annak T – *időállandójajellemzi*). Érthető, hiszen a reaktív elemek (tekercs, kondenzátor) energiát tárolnak, és tovább táplálják az ívet (váltakozó áramban rövidebbé válik az *ívszünet*). Ezért okozhat gondot még kis teljesítménynél is a villanymotorok, elektromágnesek, kondenzátortelepek, de még a több egységből álló fénycsővek (ezek áramkörébe jelentős induktivitású *fojtótekerces*, úgynevezett *előtét*, van iktatva) kapcsolása is. Szóljunk arról is, hogy az *ívszünetben* is kering egy csekély értékű áram, az *utóáram*. Ennek hőhatására az *ívcatorna* helyét kitöltő anyag villamos szilárdsága olyan mértékben csökkenhet, hogy beindíthatja az ív újragyulladását (főleg az *olvadó biztosítók* működését kompromittálva).

zisú rendszer megszakításánál.

De a reaktív jellegű áramkörök megszakítása nem történhet tetszés szerinti rövidségű idő alatt; és bár elsőrendű érdek volna az ív mihamarabbi megszakítása (hogy romboló hatása minél inkább korlátozva legyen), ez nem történhet akármikor. A nem megfelelő pillanatban kioltott ív érintkezőinek sarkain a hirtelen levágott áram maradékmágneses energiája elektrosztatikus energiává alakul át, és nagy csúcsértéket elérő *visszaszökő feszültség* hoz létre, amely mint *kapcsolási túlfeszültség* tovább terjedve a hálózat, vagy a hálózathoz kapcsolt berendezések villamos szigetelését veszélyesen terheli, esetleg át is üti.

Visszaszökő feszültség alatt azt a tranzienst, időben változó feszültséget értjük, amely az érintkezők között az ív kioltása pillanatától (feszültség zérus) a tápfeszültség megjelenéséig (névleges feszültség) áll fent. Két komponensből tevődik össze: a hálózati (üzemi) frekvenciájú *visszatérő feszültség*ből és az önfrekvenciával rezgő *ráregzési* feszültségből. Az önfrekvencia lényegesen nagyobb a hálózat frekvenciájánál és a hálózatot képviselő RLC elemek határozzák meg. Egyfázisú áramkörnél a visszatérő feszültség csúcsértéke megegyezik a tápfeszültség csúcsértékével, míg háromfázisú áramkörnél az először megszakított fázisnál elérheti a tápfeszültség másfélszeresét is (szigetelt csillagpontú hálózatoknál, 3. ábra), a hálózat földelésétől függően. Erre tevődnek rá a ráregzési feszültség csúcsai, annak lecsengéséig. Ha a hálózat több, különböző értékű soros RL és párhuzamos C taggal helyettesíthető, akkor a tagok számának megfelelően két vagy több különböző frekvenciájú ráregzési feszültségről beszélhetünk. Ezek közül leggyakrabban a kétfrekvenciás visszaszökő feszültség fordul elő. Jellemző eset, mikor a nagyfeszültségű megszakító nem a közvetlen közelében keletkező zárlatot (kapocszárlat) szakítja meg, hanem egy tőle néhány kilométerrel távolabbi helyen, a távvezeték mentén keletkező zárlatot (kis távolságú zárlat). Ekkor a feszültséget leépítő vándorhullám a zárlatos vezeték vég és a nyitott megszakító kapcsa között ide-oda visszaverődve létrehozza a tápoldali ráregzési feszültség mellett (1...5 kHz) a vonali oldalt is (~ 100 kHz), és így módon a nyitott kapcsok között ezek eredője lép fel. Valójában ilyenkor a visszaszökő feszültség három különböző frekvenciájú összetevőből áll, a harmadik a hálózati frekvenciájú visszatérő feszültség (50 Hz).

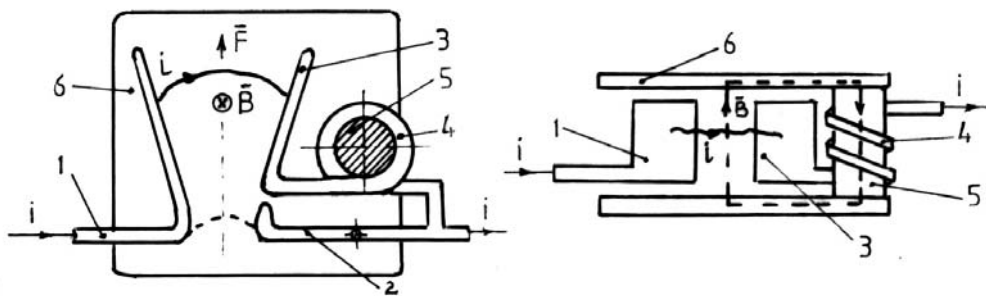


4. ábra. Visszaszökő feszültség szabványosított burkológörbéi:
a – két paraméteres; b – négy paraméteres.

Kapcsolókészülékek vizsgálatakor a visszaszökő feszültség hullámalakját, mivel az a különféle hálózati viszonyok között nagyon sokféle lehet, annak burkolóegyeneseivel jellemzik. A szabványok két változatot különböztetnek meg: két paraméteres (egyfrekvenciás rárezgésnél), vagy négy paraméteres (kétfrekvenciás rárezgésnél) visszaszökő feszültséget (4. ábra). A paraméterek száma szerinti fenti megjelölés csak a leglényegesebb jellemzőkre vonatkozik, mert tulajdonképpen ennél több paramétert szükséges figyelembe venni. Ezek a fellépő visszaszökő feszültség burkolóegyeneseiktől való eltérésére vonatkoznak, behatárolva ezeknek az eltéréseknek a mértékét. Három többlet paramétert a megszakítóhoz közeli kapacitások miatt vezettek be, ezek a kezdeti késési vonal meghatározására szolgálnak, míg másik kettőt az áramkör kapacitáseit megszakítóhoz kapcsoló vezeték induktivitása okozta kezdeti ugrás tett szükségessé.

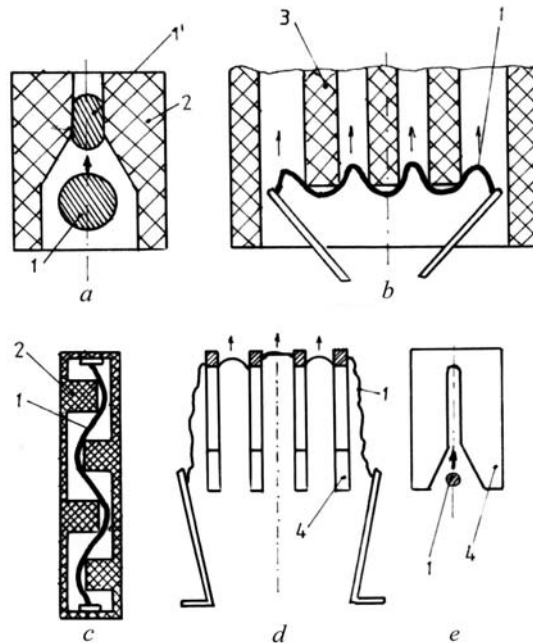
2. Ívöltási eljárások

Térjünk rá a következőkben az ívöltás gyakorlati megvalósításainak ismertetésére. Az olvadó biztosítók kivételével, azt a szerkezeti egységet ahol ez megtörténik, oltókamrának nevezik.



5. ábra. Mágneses fűvás: 1 – álló érintkező; 2 – mozgó főérintkező; 3 – mozgó ívhúzó érintkező; 4 – gerjesztőtekercs; 5 – vasmag; 6 – pólus.

A mágnesfűvású ívöltő kamrában egy vasmagos, pólusokkal ellátott fűvótekercs az ívet a főérintkezőkről az ívhúzó érintkezők közé kényszeríti (5. ábra). Az ívre gyakorolt erők hatására az ívet körülvevő forró gázok elmaradnak az ívtől, ami igen előnyös a hűtés szempontjából. A mágneses teret maga a megszakítandó áram gerjeszti. Egyébként az áramvezetők alakjának megfelelő kialakításával létre hozott mágneses tér önfűvása is elősegíti az ív mozgását.

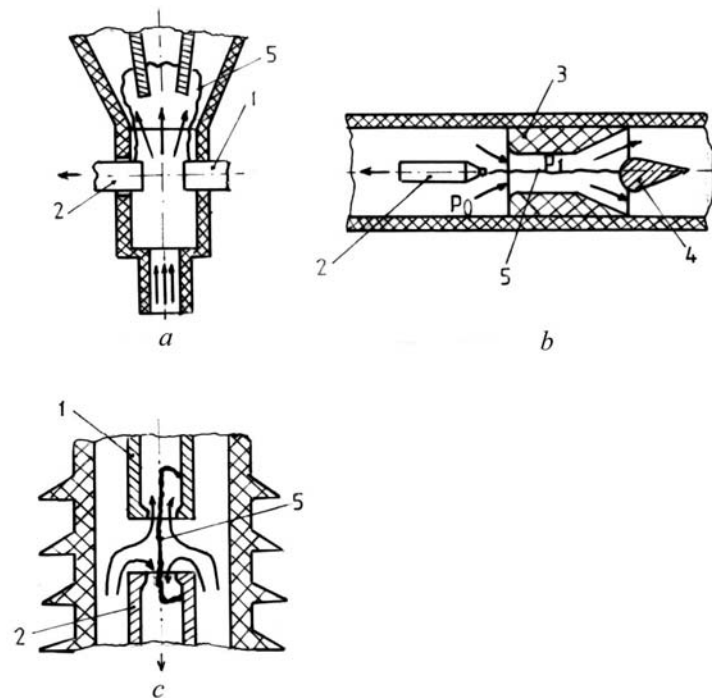


6. ábra. Deionizációs oltókamrák: a – részkamra; b – bordás; c – meander; d – ívoltó lemezes; e – deionlemez; 1, 1' – ív; 2 – kamraház; 3 – borda; 4 – szívólemez (bevágásos vaslemez).

Deionizációs oltókamrákban az ívet nagyfokú hűtésnek, energia-elvonásnak teszik ki azáltal, hogy arra kényszerítik, hogy nagy felület mentén érintkezzék a kamrafalakkal és az oltókamrába elhelyezett válaszfalakkal. Ilyenek a *részkamra*, *meander kamra*, amelyeknél a hőálló szigetelőanyagból (cirkon, korund, azbesztcement) készített *kamraház*-, vagy a *bordás ívoltó kamra*, melynél az ívtengelyre merőlegesen elhelyezett, ugyancsak hőálló szigetelőanyagból készített bordák egyidejűleg biztosítják az ív hűtését és az ívoszlop hosszának növelését (6. ábra). De ide tartoznak a *deion (ívoltó lemezes) ívoltó kamrák* is, melyeknél az ívoszlopra merőlegesen fémlemezek vannak elhelyezve. Ezek az ívet részekre szakítják és az anódosések, valamint a katódosések számának jelentős növelésével, az ív hűtésén túlmenően is segítik az ívoltást. Itt tulajdonképpen azt a jelenséget aknázzák ki, hogy az elektródokon, de leginkább a katódon létrejövő feszültségesés nagyjából ugyanakkora értékű (függetlenül az ív hosszától), tehát a sok, részekre szakadt ívnél az ívfeszültség jóval nagyobb lesz az összeadódó katódosések miatt. A deion lemezek 0,6...1,5 mm vastagságú egymástól elszigetelt vörösréz vagy vas lemezek lehetnek. Utóbbi esetben a lemezekon eszközölt *bevágások* az ívet mintegy magukba szippantják, a vas (mint ferromágneses anyag) és az íváram közötti vonzásnak köszönhetően. De a sikeres ív-oltáshoz azt is biztosítani kell, hogy az ionizált állapotú forró gázok ne jussanak vissza az oltókamrából az érintkezők környezetébe. Ehhez, az oltókamrákat kipuffogónyílással készítik, amelyet fémszitával fednek le, nehogy az ív az oltókamrán kívül újra összeboruljon.

Kimondottan nagyfeszültségen használják a *légnyomásos ívoltó kamrákat* (7. ábra), melyek sűrített levegővel, kényszerített fűvással üzemelnek. Bár egyes gázok (széndioxid, vízgőz és különösen a hidrogén) a levegőnél sokkal hatásosabb ívoltó közegek, mégis az utóbbit alkalmazzák, mivel korlátlan mennyiségben áll rendelkezésre és sűrítése is egyszerű. Az érintkezőkön kívül jelentős szerep jut a *fűvóká(k)*nak mely(ek) az ív hűtését, nyújtását és az áram nullaátmenetében, az ívmaradványok eltávolítását segíti(k) elő. Az ív hőhatása erősen befolyásolja a légáramlást. A hirtelen felmelegedett levegő megnövekedett nyomása akadályozza

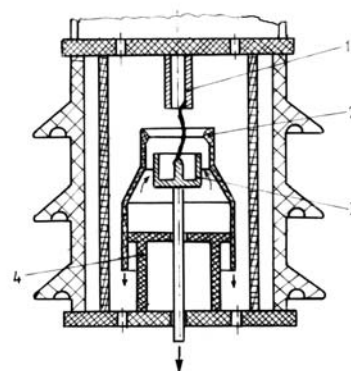
a további beáramlást, olyannyira, hogyha $p_1 > p_0$, *dugulás, visszaáramlás* jöhet létre. Kis áramok megszakításakor az ívotó hatás, a beáramló levegő mennyisége, nyomása ugyanakkora mint a legnagyobb zárlati áram megszakítása esetén és emiatt *áramlevágás* keletkezhet, mely nagy túlfeszültséget okoz. Ennek elkerülésére, a megszakítási hellyel párhuzamosan ellenállást kapcsolnak, melynek áramát egy másik kapcsoló szakítja meg.



7. ábra. Légnyomásos ívotó kamrák: a – keresztfűvás; b – egyoldalas hosszfűvás; c – kétoldalas hosszfűvás; 1 – álló érintkező; 2 – mozgó érintkező; 3 – fűvóka; 4 – segéd elektród; 5 – ív.

A levegőnél kedvezőbb ívoltási tulajdonságainak és annak, hogy nem mérgező, nem támadja meg a fém részeket és a szigetelést, de nem is túl költséges, köszönheti a kénhexafluorid (SF_6) elterjedt alkalmazását mind szigetelő, mind ívotó közegként.

Példaként említhető, hogy átütő feszültsége a levegőének kb. 2,5-szerese, hővezetési együtthatója és fajhője a 2000 K körüli tartományban igen magas. A csekély ívkeresztmetszet, igen erős *elektron-affinitás* okozza, hogy az ívcsatorna rendkívül gyorsan regenerálódik a nulla-átmenet után. Az *kénhexafluorid* gázos oltókamrák (12. ábra) két módszer szerint működhetnek. A *kétnyomásúak* a légnyomásos oltókamrákhoz hasonlóan a gáz áramlását két tér közötti nyomáskülönbséggel hozzák létre, miután a közöttük lévő szelepet kinyitják. Az *egynyomásúak*



8. ábra. Egynyomásos SF_6 -os oltókamra: 1 – álló érintkező; 2 – fűvóka; 3 – mozgó érintkező;

súak a gázáramlást a mozgóérintkezőhöz

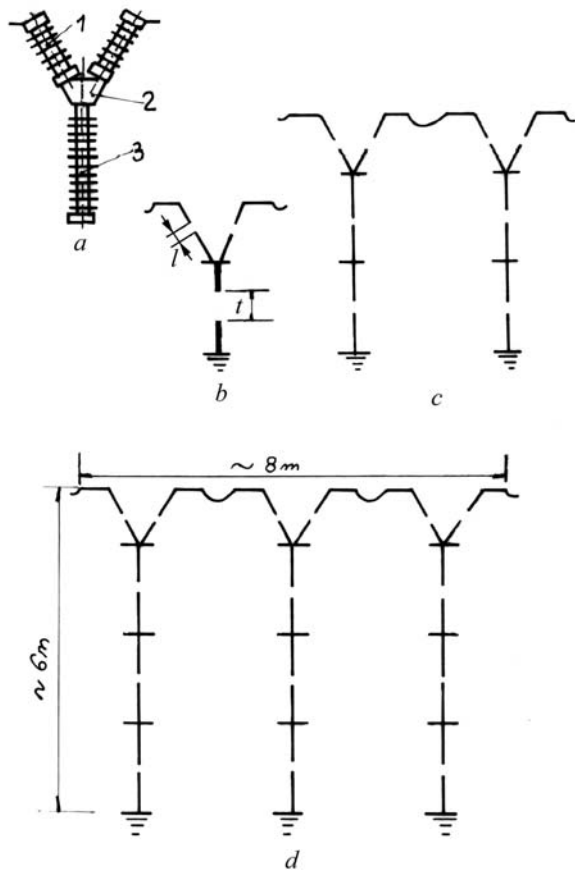
4 – dugattyú.

kapcsolt dugattyús sűrítővel (puffer) hozzák létre. Gyakorlatilag addig van gázáramlás, ameddig az érintkező mozog (8. ábra). A fúvókák a légnyomásos megszakítóknál használtakhoz hasonlóak, és csaknem kivétel nélkül politetrafluoretilénből (teflon) készülnek, mivel ezek a kerámiáktól eltérően nem izzanak fel az ív által súrolt felületen, elveszítve szigetelő tulajdonságaikat, reakcióba lépve az SF₆ bomlástermékeivel. De a dugulás veszélye az SF₆-os megszakítóknál is fennáll.

A vákuumban történő ívoltás kiindulási alapját az erős vákuum nagy villamos szilárdsága adja. Így, $10^{-3} \dots 10^{-4}$ Pa nyomáson ez 100 kV/mm értéket ér el. Közepes és nagyvákuum-tartományba esik ($10^{-3} \dots 10^{-6}$ Pa) a vákuum ívöltő kamrákban (13. ábra) használatos nyomás nyugalmi értéke. Ez a nyomástartomány alatta van a Paschen-törvény érvényességi határának, a gáz sűrűsége túl kicsi ahhoz, hogy lavinaszerű ívkisülés jöjjön létre. Ezért vákuumban az ív fenntartásához szükséges ionizálható közeg a következő forrásokból ered:

- a) a katódoltból közvetlenül elpárolgó fémgőz;
- b) a teljes érintkezőfelületről elpárolgó fémgőz;
- c) a vákuumban lévő szilárd anyagok felületén megkötött monomolekuláris gázréteg.

Mivel a vákuum-oltókamrák terében a molekulák és a töltéshordozók közepes szabad úthossza többszörösen nagyobb mint az elektródtávolság, a feltételezések szerint az átütés az anód felületébe ütköző igen gyors elektronoknak tudható be, mikor azok leadják mozgási energiájukat és ezáltal elgőzölögtetik a felület mikroszkopikus részét, s az átütés a gőzfelhőből indul ki. További jellemző, hogy katódja nagyszámú, rendkívül mozgékony és igen nagy áramsűrűségű ($10^5 \dots 10^8$ A/cm²) katódoltból áll. Kis és közepes – néhány kA nagyságú – áramerősségeknél az ívfeszültség gyakorlatilag teljes egészében a katódra esik. Amikor az áram a természetes nullaátmenet felé csökken, a katódoltban a gőznyomás túl kicsi lesz, az ívet a mágneses (pinch) nyomás instabillá teszi és az áram kialszik a természetes nullaátmenet előtt, azaz áramlevágás jön létre, ami túlfeszültségekhez vezet. Ez ellen úgy védekeznek, hogy az érintkezők anyagába alacsony olvadáspontú ötvözeteket, pl. antimont vagy bizmutot elegyítenek. Ezek alacsony olvadáspontjuk révén kis áramoknál is gondoskodnak megfelelő fémgőz ionról, amelyek a természetes nullaátmenetig fenntartják az ívet.



9. ábra. Sokkamrás megszakító egyik pólusa (fázisa):
 a - alapfelállítás; b – $U_n = 110 \text{ kV}$; c – $U_n = 220 \text{ kV}$; d – $U_n = 400 \text{ kV}$; 1 – oltókamra; 2 – mechanizmus ház;
 3 – tartószigetelő; l – hosszanti szigetelési távolság;
 t – földszigetelési távolság.

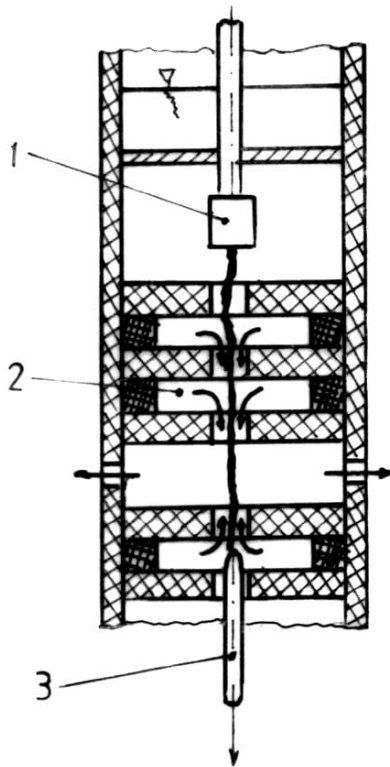
A vákuummegszakítók oltókamrái vastag falú üveg vagy kerámia szigetelőcsőből, két végén fémfedelekből, az álló és mozgóérintkezőkből, a mozgóérintkező fémharmonikájából és kondenzációs (árnyékoló) ernyőből állnak (ez utóbbiak meggátolják az érintkezők közötti folytonos vezetőréteg kialakulását, a fémgözzök kihűlés utáni lecsapódásával). Mivel az érintkezők nem cserélhetők, úgy kell azokat méretezni, hogy előírt élettartamot érjenek el zárlati és üzemi áramok kapcsolásánál.

Az olajos megszakítók olajtérfogatuk szerint nagy és kis olajterű megszakítók (14. ábra) lehetnek. Európában már nem használnak nagy olajterű megszakítót. A kis olajterűek a nagy olajterűekhez képest kb. tizedrésnyi olajat használnak.

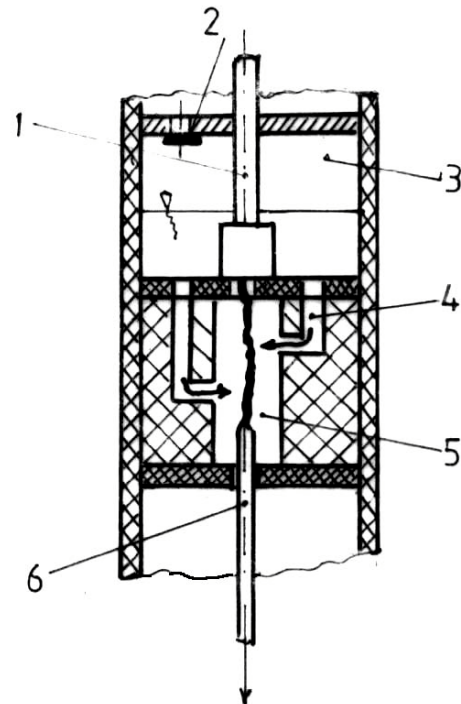
Különálló készüléket alkotnak a kis olajterű nagyfeszültségű megszakítók fázisai, s pólusonkénti hajtással vagy három pólusúlag közös hajtással működnek. Ezek a működtető készülékek rugóerő-tárolós, légnyomásos, vagy olajpneumatikus (hidropneumatikus) hajtásúak. Jelenleg hosszúfűvású (hosszáramlású, hosszúsugaras), keresztűvású (keresztáramlású, keresztúsugaras) és vegyesűvású (vegyesáramlású) kamrákat használnak. Nagyobb feszültségekre több, sorba kapcsolt egységkamrát használnak, így keletkeznek a sokkamrás megszakítók (9. ábra).

A hosszúfűvású oltókamra nagy szilárdságú műanyagcsőből (üvegszálerősítésű epoxi), készül melynek belső terét szigetelőtárcsákkal (fenol) rekeszekre osztják, (10. ábra). Az ív a rekeszfurat tengelyvonalában ég, a keletkezett nagynyomású gázok a rekeszekben gyűlnek meg. Nullaátmenetkor, az ívszünet alatt a rekeszfurat nyomása lecsökken, és a rekeszekben tárolt gázok nagy sebességgel kiáramlanak, miáltal az ívet elsorvasztják. Ez az oltási mód nagy oltási ívfeszültséget okoz, mely egyben növeli a ténylegesen visszaszökő feszültség csúcserőértékét, végül is megnehezítve a megszakítást. Ennek érdekében csökkenteni kell a gáznyomást, amit úgy érnek el, hogy az oltókamrák oldalát néhány rekesz után megfűrják, hogy ezen keresztül a felesleges gázmennyiség eltávozzon. A keresztűvású oltókamra ugyancsak műanyagcsőben van (11. ábra). Itt az ív égése alatt a rekeszfuratban létrejövő gázok az oltókamra felső részén meghagyott légpárnában (tágulási kamrában) gyűlnek össze, ahová a kamra oldalain található kiömlő nyílások vezetnek, és ahová az ívet, az ívcsatornára merőlegesen nyújtják. Ívszünetben, a

nullaátmenet környékén, mikor a rekeszfurat nyomása csökken, a légpárnát összeszorító gázok friss olajsugarat kényszerítnek át a kiömlőnyílásokon (merőlegesen az ívcatornára), öblítve a rekeszfuratot. A keresztfűvású oltókamrákban kb. háromszor kisebb nyomás keletkezik mint a hosszúfűvásúakban.



10. ábra. Hosszúfűvású oltókamra: 1 – álló érintkező; 2 – rekesz; 3 – mozgó érintkező.



11. ábra. Keresztfűvású oltókamra: 1 – álló érintkező; 2 – szelep; 3 – légpárna; 4 – kiömlőnyílás; 5 – rekeszfurát; 6 – mozgó érintkező.

A vegyesáramlású oltókamra felső része kereszt, alsó része hosszúfűvású oltókamrából tevődik össze. Nagy áramoknál az oltás a keresztfűvású kamrában történik, míg kisebbeknél az ív a hosszúfűvású kamrarészbe is behúzódik.

Minden olajos megszakítónál gondot jelent a kisáramok megszakítása, mivel a fentebb leírt önfűvások nem lehetnek elég hatékonyak, ha az érintkezők közötti ívben nem jön létre elég nagy hőenergia. Kényszerített fűvással áramoltatnak friss olajat a megszakítótérbe, és ehhez antikavitációs pumpákat vagy differenciáldugattyút használnak.

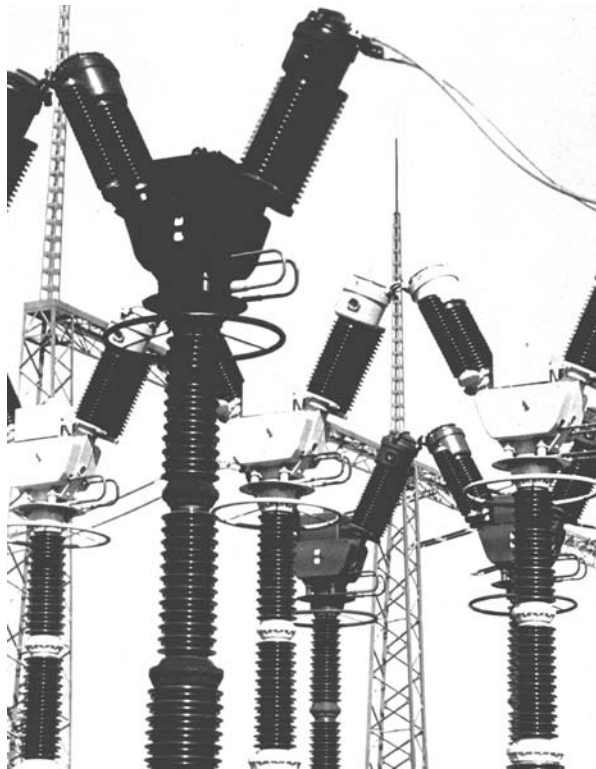
Végül említsük meg, hogy az első nagyteljesítményű megszakítót 1901-ben készítette *J. N. Kelman*. Tulajdonképpen ez az olajos megszakítók őseinek tekinthető, 40 kV-os rendszerben 200...300 A áramerősséget volt képes megszakítani. Gyakorlatilag két hordóból állt, melyekben olajos-vizes közegbe süllyesztették az érintkezőket.



12. ábra. Kénhexafluorid (SF_6) gázos megszakító,
 $U_n = 420 \text{ kV}$, $I_n = 4 \text{ kA}$, $I_{szak} = 80 \text{ kA}$ (SIEMENS)



13. ábra. Vákuumos oltókamra $U_n = 24 \text{ kV}$,
 $I_n = 2,5 \text{ kA}$, $I_{szak} = 31,5 \text{ kA}$ (SIEMENS)



14. ábra. Kis olajterű megszakító, $U_n = 420 \text{ kV}$, $I_n = 2 \text{ kA}$, $I_{szak} = 23 \text{ kA}$ (DELLE-ALSTHOM)

Az ábrák szövegében U_n – névleges feszültség, I_n –névleges áram és I_{szak} – legnagyobb megszakítási áram.

Modern aszinkronmotoros hajtások

(Megfigyelők/becslők alkalmazása aszinkronmotorok sebességérzékelő nélküli szabályozásához)

Dr. Fodor Dénes, adjunktus
Veszprémi Egyetem, Mérnöki Kar,
Automatizálás Tanszék

A dolgozat a Kiterjesztett Kalman-szűrőn (KKSz) alapuló, tengelyre szerelt sebesség érzékelő nélküli aszinkronmotor fordulatszám-szabályozást mutat be különböző motor modellek esetén (mozgásegyenlet figyelembe vétele nélkül és figyelembe vételével). A KKSz algoritmust, valamint az aszinkron motorhoz történő adaptációt szigorú matematikai követelményekkel bemutatjuk be. Az ajánlott szabályozási struktúrákat Matlab/Simulink felületen valósítottuk meg. Az elért eredmények igen jó dinamikai tulajdonságokat mutatnak, alkalmassá téve a módszert DSP implementációra.

Kulcsszavak: Aszinkronmotor, Direkt Mezőorientáció, Kiterjesztett Kalman-szűrő, DSP, MATLAB/SIMULINK [4].

1. Rendszer modell

Az aszinkronmotor Kalman-szűrőn alapuló érzékelő nélküli sebesség szabályozásánál a következő tervezési lépéseket kell figyelembe venni [2],[3]:

- Az aszinkronmotor modell állapot-tér modelljének kiválasztása;
- A modell diszkrétizálása;
- A zajok (rendszer, mérési) és állapotváltozók kovariancia mátrixainak a meghatározása Q,R,P;
- A diszkrét Kalman-szűrő Algoritmus implementálása; Hangolás.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T \cdot \bar{R}}{L \cdot \sigma} & 0 & T \cdot \frac{L_m \cdot R_r}{L \cdot \sigma \cdot L_r^2} & T \cdot \frac{L_m \cdot \omega}{L \cdot \sigma \cdot L_r} \\ 0 & 1 - \frac{T \cdot \bar{R}}{L \cdot \sigma} & -T \cdot \frac{L_m \cdot \omega}{L \cdot \sigma \cdot L_r} & T \cdot \frac{L_m \cdot R_r}{L \cdot \sigma \cdot L_r^2} \\ \frac{T \cdot L_m \cdot R_r}{L_r} & 0 & 1 - T \cdot \frac{R_r}{L_r} & -T \cdot \omega \\ 0 & \frac{T \cdot L_m \cdot R_r}{L_r} & T \cdot \omega & 1 - T \cdot \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} \frac{T}{L \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L \cdot \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}_k$$

1. ábra. Aszinkron motor modell álló koordináta rendszerben

Két motor modellt választottunk ki, melyek mátrix egyenletes alakja az 1. és 2. ábrán látható. Ha álló koordináta rendszerben felírt motor modellt használunk (1. ábra), akkor a következő előnyökhöz juthatunk: csökkenő számítási idő, kisebb mintavételezési idő, nagyobb

pontosság, stabilabb viselkedés. A rotor fluxushoz rögzített forgó koordináta rendszerben (2. ábra) felírt egyenletek pedig extra non-linearításokat visznek a rendszerbe, melyek nem kívánatosak. Ennek a modellnek az előnye, hogy kisebb rendű, mint az álló koordináta rendszerben felírt modell, amennyiben ott is felvesszük a motor szögsebességét az állapot változók közé.

2. Direkt mezőorientáció

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_{mr} \\ \dot{i}_q \\ \omega_r \end{bmatrix}_k = \begin{bmatrix} \left[1 - \frac{T}{\sigma T_s} - T \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right] \cdot i_d + \left[T \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right] \cdot i_{mr} + \omega_{Flux} \cdot i_q + \frac{T}{\sigma L} \cdot (\cos(\varepsilon) \cdot u_\alpha + \sin(\varepsilon) \cdot u_\beta) \\ \frac{T}{T_r} i_d + \left(1 - \frac{T}{T_r}\right) i_{mr} \\ \left(1 - \frac{T}{\sigma T_s}\right) \cdot i_q - T \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \cdot \omega_{Flux} \cdot i_{mr} - T \cdot \omega_{Flux} i_d + \left(\frac{T}{\sigma L}\right) \cdot (-\sin(\varepsilon) \cdot u_\alpha + \cos(\varepsilon) \cdot u_\beta) \\ T \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{p^2}{J} \cdot (1-\sigma) \cdot L \cdot i_{mr} \cdot i_q - T \cdot \frac{p}{J} m_L + \omega_r \end{bmatrix}_k$$

2. ábra. Motor modell forgó koordináta rendszerben a mozgásegyenlet figyelembe vételével

Az implementáció során direkt mezőorientációs [1] módszert alkalmaztuk a rotor fluxus, valamint a forgatásokhoz szükséges rotor fluxus szögének a meghatározására. A mezőorientáció a sztochasztikus szűrővel együtt került a szabályozási struktúrába (lásd: 4. ábra). A fluxus modell meghatározása [1] alapján történt.

3. A Kalman-szűrő algoritmus

A Kalman-szűrő egy rekurzív sztochasztikus optimális állapot-bebecslő algoritmus, mely alkalmas nemlineáris dinamikus rendszerek (aszinkron motor) állapot és paraméter bebecslésére zajos mérési környezetben. Feltételezzük, hogy a rendszer modell pontatlanságaiból adódó zajok, valamint a mérési zajok nincsenek korrelációban. Az algoritmus első fázisában az állapotváltozó vektort előrejelezzük (*Predikciós fázis*) a motor matematikai állapottér modellje alapján (támaszkodva az előző fázisban előrejelzett állapotváltozók értékeire). A második fázisban az előrejelzett értékeket folyamatosan javítjuk egy visszacsatolt korrekciós struktúra segítségével (*Szűrési fázis*). Ebben a fázisban az aktuálisan mért állapotokra támaszkodva, hozzáadunk egy ún. korrekciós tagot a becsült állapot értékéhez (első fázis). Az addicionális korrekciós tag nem más, mint a mért és a becsült kimeneti jeleknek a súlyozott különbsége. Az eltérés mértékének a függvényében a Kalman-szűrő egy optimális kimeneti értéket ad a következő időpillanatra. A szűrő diszkrét időben történő működése a 3. ábrán látható. Az alábbi egyenletek a szűrő fázisaihoz tartozó kiszámítandó egyenleteket mutatják.

Predikciós fázis

$$\hat{x}_{k|k-1} = f_{k-1}(\hat{x}_{k-1}) + Bu_{k-1}$$

$$P_{k|k-1} = \left[\frac{\partial f_{k-1}}{\partial x_{k-1}}(\hat{x}_{k-1}) \right] P_{k|k-1} \left[\frac{\partial f_{k-1}}{\partial x_{k-1}}(\hat{x}_{k-1}) \right]^T + \Gamma_{k-1} Q \Gamma_{k-1}^T$$

Kalman Erősítési/Súlyozási Tényező számítása:

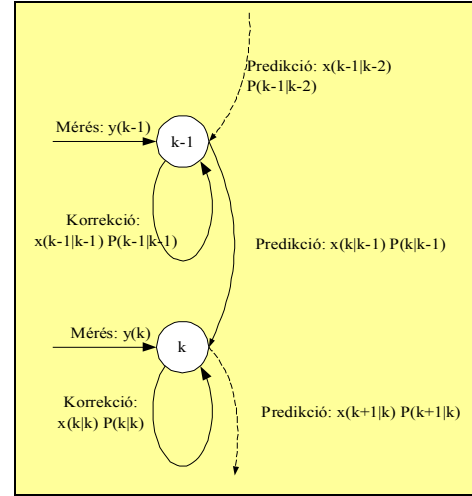
$$K_k = P_{k|k-1} \left[\frac{\partial g_k}{\partial x_k}(\hat{x}_{k|k-1}) \right]^T \left[\left[\frac{\partial g_k}{\partial x_k}(\hat{x}_{k|k-1}) \right] P_{k|k-1} \left[\frac{\partial g_k}{\partial x_k}(\hat{x}_{k|k-1}) \right]^T + R \right]^{-1}$$

Korrekción fázis:

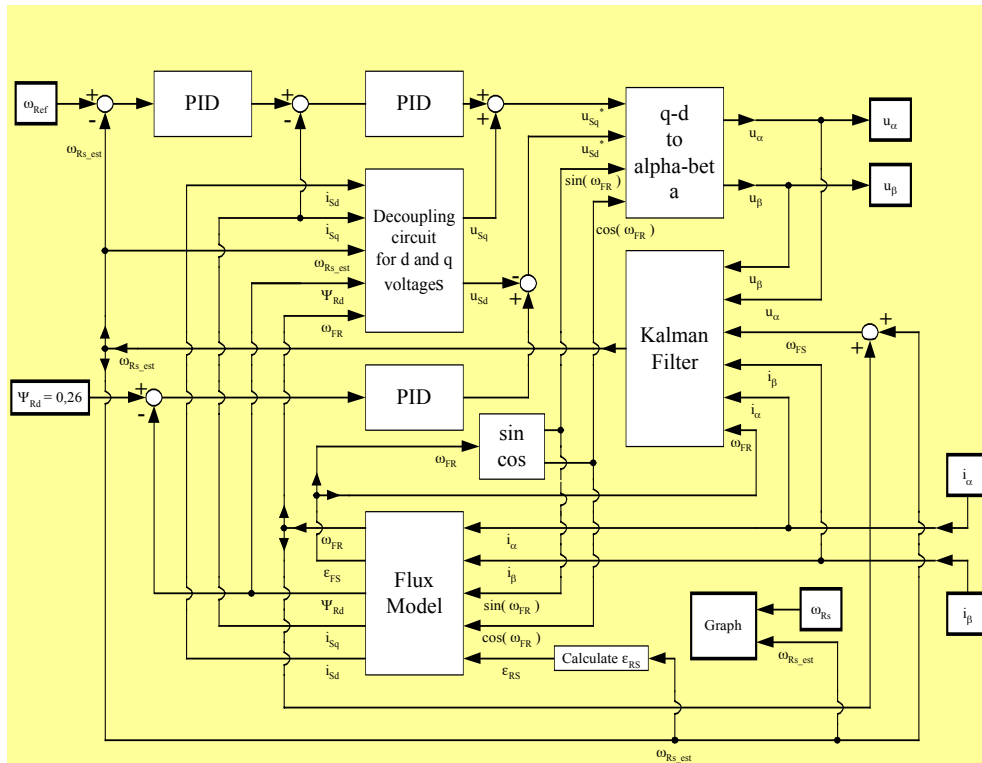
$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (y_k - g_k(\hat{x}_{k|k-1}))$$

$$P_{k|k} = \left[I - K_k \left[\frac{\partial g_k}{\partial x_k}(\hat{x}_{k|k-1}) \right] \right] P_{k|k-1}$$

Ahol, $A_k = \left[\frac{\partial f_k}{\partial x_k}(\hat{x}_k) \right]$, $C_k = \left[\frac{\partial g_k}{\partial x_k}(\hat{x}_{k|k-1}) \right]$. Lásd még [5],[6],[8],[9].



3. ábra. A Kalman-szűrő algoritmus állapot modellje



4. ábra. A mezőorientációs alapú Kalman-szűrő szabályozási struktúra

4. A motor modell Kalman-szűrőhöz illesztése

A fenti Kalman-szűrő algoritmust a dolgozat elején említett két különböző motor modellhez adaptáljuk. Az első esetben stacionárius koordináta rendszert használva, és felvéve a motor szögsebességét az állapotváltozók közé, a megfelelő helyen lévő mátrix egyenletek az alábbi képletek szerint alakulnak:

$$\begin{aligned}
 x_{k+1} &= f(x_k) + Bu_k, \\
 y_k &= C \cdot x_k
 \end{aligned}
 \quad
 x_k = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \\ \omega \end{bmatrix}, \quad
 B = \begin{bmatrix} \frac{T}{L \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L \cdot \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad
 u_k = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$$

$$f = \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{T \cdot \bar{R}}{L \cdot \sigma}\right) \cdot i_\alpha + T \cdot \frac{L_m \cdot R_r}{L \cdot \sigma \cdot L_r^2} \cdot \Psi_{r\alpha} + T \cdot \frac{L_m}{L \cdot \sigma \cdot L_r} \cdot \omega \cdot \Psi_{r\beta} \\ \left(1 - \frac{T \cdot \bar{R}}{L \cdot \sigma}\right) \cdot i_\beta - T \cdot \frac{L_m}{L \cdot \sigma \cdot L_r} \cdot \omega \cdot \Psi_{r\alpha} + T \cdot \frac{L_m \cdot R_r}{L \cdot \sigma \cdot L_r^2} \cdot \Psi_{r\beta} \\ \frac{T \cdot L_m \cdot R_r}{L_r} \cdot i_\alpha + \left(1 - T \cdot \frac{R_r}{L_r}\right) \cdot \Psi_{r\alpha} - T \cdot \omega \cdot \Psi_{r\beta} \\ \frac{T \cdot L_m \cdot R_r}{L_r} \cdot i_\beta + T \cdot \omega \cdot \Psi_{r\alpha} + \left(1 - T \cdot \frac{R_r}{L_r}\right) \cdot \Psi_{r\beta} \\ \omega \end{bmatrix},$$

$$\frac{\partial f}{\partial x_k} = \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{T \cdot \bar{R}}{L \cdot \sigma}\right) & 0 & \frac{T \cdot L_m \cdot R_r}{L \cdot \sigma \cdot L_r^2} & \frac{T \cdot L_m \cdot \omega}{L \cdot \sigma \cdot L_r} & \frac{T \cdot L_m \cdot \Psi_{r\beta}}{L \cdot \sigma \cdot L_r} \\ 0 & \left(1 - \frac{T \cdot \bar{R}}{L \cdot \sigma}\right) & -\frac{T \cdot L_m \cdot \omega}{L \cdot \sigma \cdot L_r} & \frac{T \cdot L_m \cdot R_r}{L \cdot \sigma \cdot L_r^2} & -\frac{T \cdot L_m \cdot \Psi_{r\alpha}}{L \cdot \sigma \cdot L_r} \\ \frac{T \cdot L_m \cdot R_r}{L_r} & 0 & \left(1 - T \cdot \frac{R_r}{L_r}\right) & -T \cdot \omega & -T \cdot \Psi_{r\beta} \\ 0 & \frac{T \cdot L_m \cdot R_r}{L_r} & T \cdot \omega & \left(1 - T \cdot \frac{R_r}{L_r}\right) & T \cdot \Psi_{r\alpha} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$y_k = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

A második esetben rotor fluxussal szinkron forgó d-q koordináta rendszert használva és a mozgásegyenletet figyelembe véve a megfelelő helyen levő mátrixok az alábbi képleteknek megfelelően alakulnak:

$$y_k = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_{Flux} & 0 & -\sin \varepsilon_{Flux} & 0 \\ \sin \varepsilon_{Flux} & 0 & \cos \varepsilon_{Flux} & 0 \end{bmatrix}, \quad u_k = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$$

$$B = \frac{T}{L \cdot \sigma} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon) & \sin(\varepsilon) \\ 0 & 0 \\ -\sin(\varepsilon) & \cos(\varepsilon) \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad x_k = \begin{bmatrix} i_d \\ i_{mr} \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix}$$

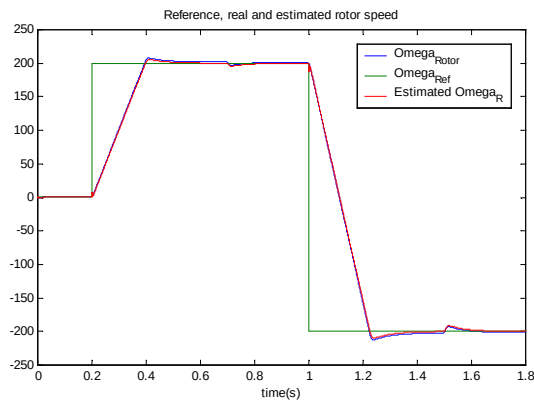
$$f = \begin{bmatrix} \left[1 - \frac{T}{\sigma T_s} - T \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right] \cdot i_d + \left[T \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right] \cdot i_{mr} + \omega_{Flux} \cdot i_q \\ \frac{T}{T_r} i_d + \left(1 - \frac{T}{T_r}\right) i_{mr} \\ \left(1 - \frac{T}{\sigma T_s}\right) \cdot i_q - T \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \cdot \omega_{Flux} \cdot i_{mr} - T \cdot \omega_{Flux} i_d \\ T \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{p^2}{J} \cdot (1-\sigma) \cdot L \cdot i_{mr} \cdot i_q - T \cdot \frac{p}{J} m_L + \omega_r \end{bmatrix},$$

$$\frac{\partial f}{\partial x_k} = \begin{bmatrix} \left[1 - \frac{T}{\sigma T_s} - T \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right] & \left[T \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right] & [T \cdot \omega_{Flux}] & 0 \\ \left[\frac{T}{T_r}\right] & \left[1 - \frac{T}{T_r}\right] & 0 & 0 \\ [-T \cdot \omega_{Flux}] & \left[-T \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \omega_{Flux}\right] & \left[1 - \frac{T}{\sigma T_s}\right] & 0 \\ 0 & \left[T \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{p^2}{J} \cdot (1-\sigma) \cdot L \cdot i_q\right] & \left[T \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{p^2}{J} \cdot (1-\sigma) \cdot L \cdot i_{mr}\right] & 1 \end{bmatrix}.$$

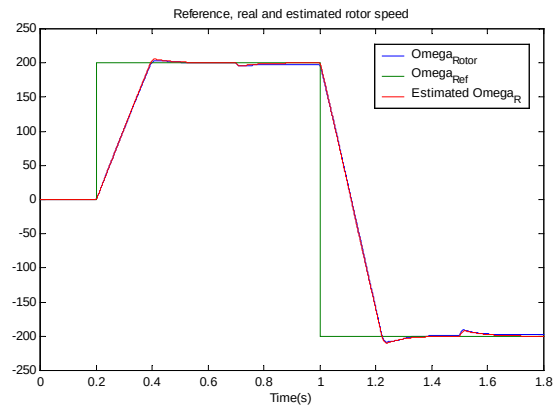
A szabályozó struktúra a 4. ábrán látható.

5. Szimulációs eredmények

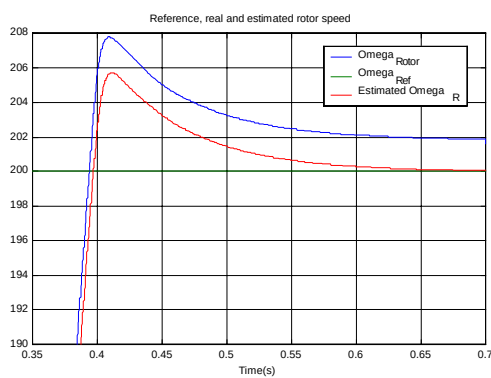
A bal oldalon az első modell, a jobb oldalon a második modell esetében kapott eredmények láthatók. A teljes szimuláció időtartama 1.8 másodperc. Az 5. ábra a rotor tényleges és becsült értékének viselkedését mutatja be a teljes lefutási idő alatt. Az ábrán látható, hogy a két érték jó egyetértésben van egymással, ezért a 6. ábra az előző ábra egy intervallumának a kinagyítását tartalmazza, a becslés jóságának kiemelése céljából. Látható, hogy a különbség a két érték között pár fordulat 200 ford/perc-es referencia fordulatszám esetén. A szimuláció kezdeti szakaszában érzékelhető, hogy a becsült és a mért rotor sebesség eltér egymástól. Ezt a kilendülést a Kalman-szűrő paramétereinek a beállása okozza. Ugyanis P mátrix kiindulási értékei (állapotvektor kovariancia mátrixa) nem pontosak, ez okozza a kilendülést is. Ezen a rövid időintervallumon a szűrő az egyenletek és a bemenetek segítségével beállítja ezt a mátrixot a megfelelő értékre. A szűrő beállási idejét a 7. ábrán láthatjuk. A második esetben, amikor a mozgásegyenletet is figyelembe vesszük, a szimuláció időtartama és a terhelés megegyezik az előző esettel. A 9. ábrán látható, hogy a két sebesség nagyon jól követi egymást ebben az esetben is. Az eltérés vizsgálata miatt kinagyítást végzünk (10. ábra), melyen látható, hogy az eltérés 0,5 körül mozog 200ford/perc-es fordulatszám esetén. A 11. ábra a Kalman-szűrő beállításának időintervallumát mutatja be, melyen látható, hogy kezdetben nagyobb az eltérés a mért és a becsült érték között. Ez a különbség a P kovariancia mátrix kezdeti értékétől függ. Látható, hogy 0,2 másodperc alatt a szűrő a bemenetek felhasználásával beállítja a P mátrixot a megfelelő értékre.



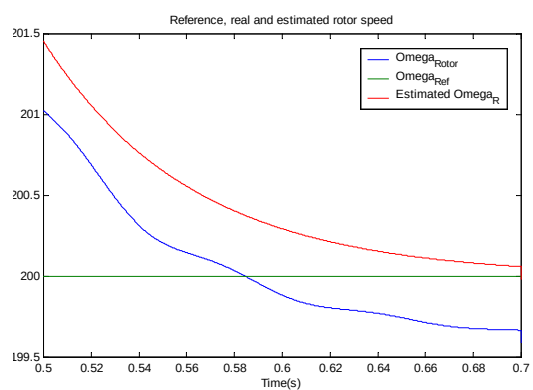
5. ábra. Sebességbecslés álló koordináta rendszerben



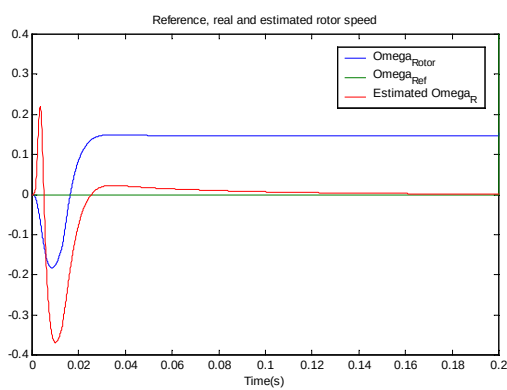
8. ábra. Sebességbecslés forgó koordináta rendszerben



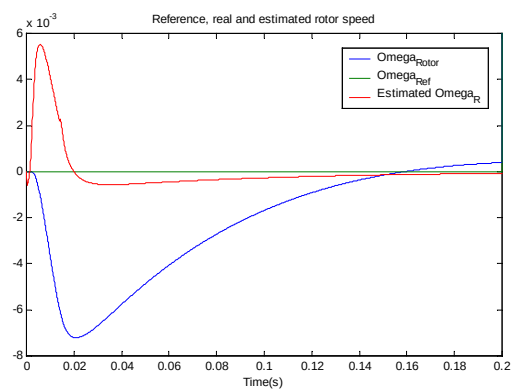
6. ábra. Az 5. ábra kinagyítása 0,35 – 0,7 intervallumon



9. ábra. A 8. ábra kinagyítása a 0,5 – 0,7 intervallumon.



7. ábra. A szűrő beállási ideje



10. ábra. A szűrő beállási ideje

Könyvészet

- 1] FODOR D.–KATONA Z.–VASS J.: *Single Board DSP-Computer For Field-Oriented Control of AC Motors*, in Proceedings of The First European DSP Education and Research Conference of Texas Instruments, September 25-26, 1996, ESIEE, Paris, France.
- 2] DU, T.–VAS, P.–STRONACH, F: *Design and Application of extended observers for joint state and parameter estimation in high-performance AC Drives*, –IEE Proc.–Electr.Power Appl., Vol. 142, No.2, March 1995.
- 3] KUBOTA, H.–MATSUSE, K.: *Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation*, IEEE Transactions on Industry Applications Vol.30., no.5, September/October 1995, pp.1219-1224.
- 4] *Real-Time Workshop*, for Use with SIMULINK, The Math Works Inc. User's Guide.
- 5] BRAMMER–SIFFLING: *Kalman-Bucy Filter, Deterministische Beobachtung und stochastische Filterung*, R. Oldenbourg Verlag Muenchen, Wien 1994.
- 6] Brunsbach, B.J.–Henneberger, G.: *Einsatz eines Kalman-Filters zum feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschine ohne mechanische Sensoren*, Archiv fuer Elektrotechnik 1990.
- 7] Chui, C.K.–Chen G.: *Kalman Filtering with Real Time Application*.
- 8] Texas Instruments Europe: *Sensorless Control with Kalman Filter on TMS320 Fixed Point DSP*, July 1997.
- 9] BALÁZS Simon: *Sensorless Field Oriented Control with Kalman Filter for Asynchronous Drives Using a Fixed Point Signal Processor*, Texas Instruments, Application Brief, 1996.
- 10] ASTRÖM, Karl J.–WITTENMARK, Bjorn: *Computer-Controlled Systems*, Prentice-Hall, Inc., 1990.

Új irányzatok a villamosgépek gyártása terén

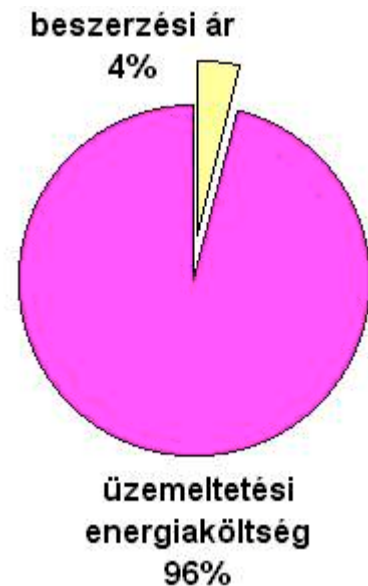
Dr. Szabó Loránd, adjunktus
Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamosmérőki Kar
Villamos Gépek Tanszék

1. Bevezetés

Az utóbbi években a villamos gépek gyártása terén radikális szemléletváltás figyelhető meg. Az energiaárak növekedése, a piaci verseny kiéleződése, a technika fejlődése valamint a felhasználók igényeinek növekedése miatt a villamosgépek gyártóinak feltétlenül lépnie kellett. A

közelmúltig a gyártók fő szempontja a gyártási költségek és az eladási árak alacsony szinten tartása volt. Számos más tényező emiatt háttérbe szorult.

A villamos energia árának rohamos drágulása alaposan megváltoztatta a felhasználók vásárlási stratégiáját. Köztudottá vált, hogy egy villamosgép beszerzési és üzemeltetési összköltségének alig 2–4%-át teszi ki a beszerzési ár, a maradék túlnyomó rész az elhasznált elektromos energia ára [1]. Természetesen ez az arány függ a gép teljesítményétől, valamint üzemeltetésének időtartamától, de mindenképpen sokat mondó adat. Rávilágít arra, hogy érdemesebb egy viszonylag drágább, de jobb minőségű és nagyobb hatásfokú motort (ún. energiatakarékos motort) vásárolni, aminek üzemeltetése számottevően kevesebbe kerül, mivel kevesebb elektromos energiát használ el. Az energiatakarékos villamosgépek ára azonban, a teljesítményüktől függően, 15-30%-al magasabb, mint a hagyományos tervezésű motoroké [2].



1. ábra. A villamosgépek költségeinek aránya

Mindemellett a villamosgépek gyártóinak kínálatában az általános felhasználású gépek mellett megjelent számos, különlegesen tervezett és bizonyos sajátos alkalmazási területre ajánlott villamosgép. A speciális villamosgépek (különösképpen az állandó mágnesű gépek) sorát kínálják változatos teljesítmény és fordulatszám tartományban. Mindemellett, a legelterjedtebb aszinkrongép számos változata megtalálható a villamosgépek piacán. Elmondható, hogy a gyártók kiválasztották a villamosgépek egy-egy széles körű felhasználási területét és ennek sajátosságait figyelembe véve tervezték meg termékskálájukat. Gyártanak különleges villamosgépeket szivattyúk, ventilátorok, stb. meghajtására. A legkülönbözőbb környezetben is használható motortípusok is megtalálhatók a gyártók kínálatában (vízálló, korrózióálló, robbanásbiztos, rezgésálló, sugárzásálló, alacsony hőmérsékleten vagy vákuumban működő stb.). Sajátos tervezésű és kivitelezésű aszinkron gépet ajánlanak frekvenciaváltós táplálás esetére. Sőt, megjelentek a frekvenciaváltót magukba foglaló aszinkron motorok, az ún. integrált motorok is.

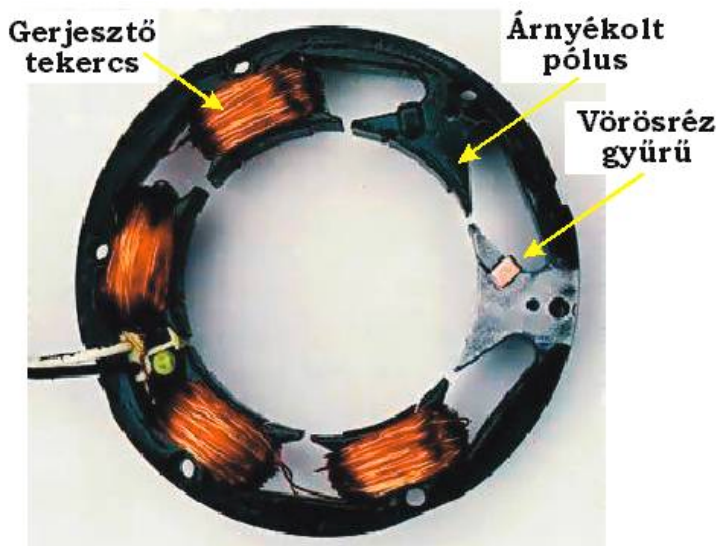
E széles skálájú kínálatból ismertetünk néhányat az elkövetkezőkben. Először bemutatjuk, hogyan sikerült a szakembereknek egy sajátos alkalmazási területre (a hűtőpultok, klímaberendezések és hőcserélők ventilátorainak meghajtására) megtalálni a legolcsóbb és legtakarékosabb motort. Végigkövetjük a szóba jöhető motorok összehasonlítását, a kiválasztott típus hátrányainak kiküszöbölését.

Két, viszonylag új motorkonstrukciót is bemutatunk: a kimondottan frekvenciaváltóról való táplálásra tervezett aszinkronmotorokat és a frekvenciaváltót is magában hordozó integrált motorokat.

2. Energiatakarékos kismotor ventilátorok meghajtására

Szerte a világon több millió kismotort használnak hűtőpultok, klímaberendezések és hőcserélők ventilátorainak meghajtására. Jelenleg a legelterjedtebben erre a célra a nagy sorozatban gyártott, olcsó, egyfázisú árnyékolt pólusú aszinkron kismotort használják [3].

Mint ismeretes, az egyfázisú aszinkronmotorok csak segédfázis-tekerccsel indulhatnak el [4]. Az árnyékolt pólusú aszinkronmotor indulását nem segédfázis, hanem a pólusokra helyezett vörösréz vagy alumínium gyűrű biztosítja. A motor forgórésze rendszerint rövidrezárt. Az állórész (lásd a 2. ábrát) lemezekből összeállított vastestén pólusokat találunk, amelyeket egy-egy bevágás két részre oszt. A keskenyebb felet egy gyűrű veszi körül. A pólusokon elhelyezett gerjesztőtekerccset a hálózatra kell kapcsolni. Az élesztett mágneses tér részben a gyűrűkön is áthalad és ezekben feszültséget indukál. A keletkezett áram Lenz törvénye értelmében visszahat a mágne-



2. ábra. Árnyékolt pólusú aszinkronmotor

neses térre és így a pólusnak ezen a felén áthaladó mágneses fluxus időben késni fog a másik pólusfelén áthaladó fluxushoz képest. Az időben eltolt fluxusok időben eltolt áramokat keltenek a forgórészben. Így olyan erőhatás jön létre, amely a forgórészt a pólus középvonalától mindig a gyűrű felé fordítja el. Az árnyékolt pólusú aszinkronmotor használata mellett szól viszonylag alacsony anyagigénye és olcsósága. Hátrányai közül megemlíthetjük, hogy csak egy irányba tud forogni, korlátozott az élettartama, rossz a teljesítménytényezője, alacsony a hatásfoka és kicsi az indító nyomatéka. Ventilátorok meghajtására széles körben használják, mivel ezek nem igényelnek nagy indító nyomatékot.

Egy négypólusú árnyékolt pólusú aszinkronmotor hatékonyságát vizsgálva megállapították, hogy egy ilyen motor 5 W névleges leadott mechanikai teljesítménynél 16%-os hatásfokkal és $\cos \varphi = 0,69$ teljesítménytényezővel dolgozik [5]. Ez az alacsony hatásfok azt jelenti, hogy az 5 W mechanikai teljesítmény előállításához a motor 31 W villamos teljesítményt vesz fel a hálózathoz. A 26 W különbség hőenergiává alakul és fűti a motort, valamint annak környezetét. Ez utóbbi különösen a hűtőpultokban igen hátrányos. Mindezek mellett a motor belsejének magas hőmérséklete erősen csökkenti a csapágyak várható élettartamát. Így a motor olcsó beszerzési árát hamar kompenzálja a számottevő üzemeltetési energiaköltsége és a berendezéseknek a motor rövid élettartamából adódó magas karbantartási ráfordítása.

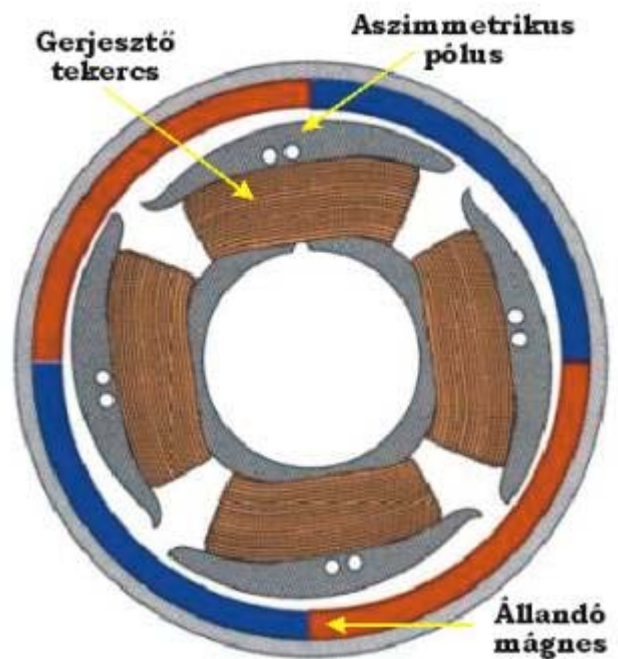
A hűtőpultok, klímaberendezések és hőcserélők ventilátorainak meghajtására más típusú motorok is használhatók. Ezeket vizsgálva megállapítható, hogy jó részük nem alkalmas erre a területre [6]:

- A segédfázisú, üzemi kondenzátoros aszinkron motorok kiváló teljesítménytényezővel ($\cos \varphi \approx 1$) rendelkeznek és némileg magasabb hatásfokkal dolgoznak, mint az

- árnyékolt pólusú aszinkron motorok. Azonban lényeges hatásfoknövelést az egyfázisú aszinkron motorokkal nem lehet elérni.
- A kommutátoros univerzális motorok ezeken az alkalmazási területeken nem jöhetnek szóba a korlátozott élettartamuk miatt, mivel a ventilátoroknak sok esetben állandó üzemmódban kell működniük.
 - A kapcsolt reluktanciamotorok magas zajuk miatt nem használhatók.

Jó megoldást ígér a kefenélküli egyenáramú motor használata. Egy ilyen motoregység egy sajátosan kiképzett szinkronmotorból és a hozzá tartozó elektronikus kommutációs egységből áll.

A 3. ábrán egy ilyen külső forgórészű kefenélküli motort (más néven elektronikus kommutációjú motort) láthatunk. Ezeket leginkább egy-, két- és háromtekercsű kivitelben gyártják. Az egy- és kéttekercsű motor állórésze csak lüktető mágneses teret tud létrehozni, és emiatt ezek nyomatékának nagy a lüktetése. Az indításuk gondot okoz, mert a forgórész bizonyos helyzeteiben a motor nem tud nyomatékot kifejteni. Ezért ezeknek a motoroknak általában sajátos alakú pólusuk van, amelyet a forgórésztől egy változó magasságú légrés választ el (3. ábra). Az ezáltal keletkezett reluktancia nyomaték megakadályozza, hogy a motor kikapcsolása után a forgórész az indítás szempontjából kritikus helyzetben maradjon.



3. ábra. A kefenélküli egyenáramú motor keresztmetszete

Az egytekercsű motor elektronikai egységéhez négy teljesítmény-transzisztorra van szükség. A kéttekercsű motor táplálása csak két tranzisztor igényel, ellenben ezek zárási feszültségének lényegesen magasabbnak kell lennie a tekercsek szoros induktív csatolása miatt. Hálózati üzem esetén a magas transzformátoros feszültség ugyanakkor a motor tekercsének szigetelését is megdrágíthatja. Mivel a két tekercs a rendelkezésre álló horony-felületen osztozik, a tekercs ellenállása nagyobb, ezért a motor hatásfoka alacsonyabb, mint az egytekercsű gépé. Emiatt ezt a motortípust újabban egyre ritkábban alkalmazzák.

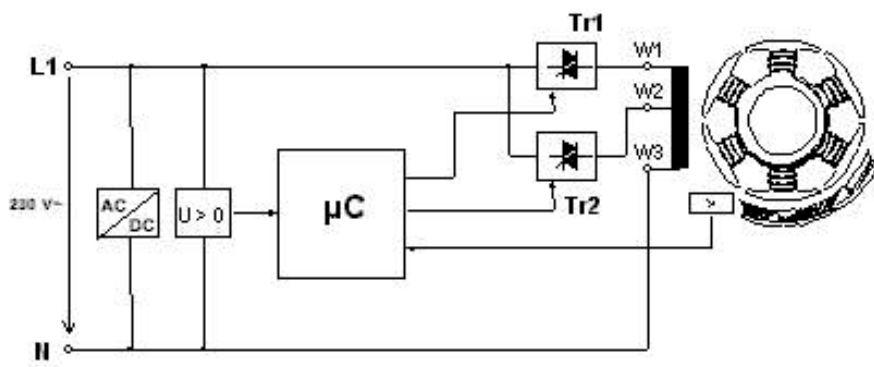
A háromtekercsű motorok biztos indíthatóságuk, alacsony nyomatéklüktetésük és magas hatásfokuk miatt igen kedveltek. A motorok zaját sajátos vezérlési elektronikával tovább lehet csökkenteni [7]. Gyártási költségük azonban a bonyolultabb tekercselés és a vezérlésükhöz szükséges több tranzisztor miatt némileg magasabb.

Az elektronikus kommutációjú motorok további előnye jó hatásfokuk és hosszú élettartamuk mellett az, hogy névleges fordulatszámuk a tekercs menetszámának megfelelő méretezésével rugalmasan választható, valamint hogy az elektronikus fordulatszám vezérlésük vagy szabályozásuk egyszerűen valósítható meg. Ha azonban nincs feltétlenül szükség változtatható fordulatszámra, egy hálózati táplálású egyfázisú szinkron motor gazdaságilag kedvezőbb alternatívát kínál.

Az egyfázisú, állandó gerjesztésű szinkron motor előnye a jó hatásfoka, hátránya a csak a pólusszámtól és a hálózati frekvenciától függő, állandó fordulatszáma, valamint kritikus indítása. Viszonylag olcsó elektronikai eszközök segítségével ezeknek a motoroknak az indítása könnyen megoldható [8].

Ehhez csak egyetlen statikus elektronikus kapcsolóra, például egy triakra van szükség, amelyet a motor tekercsével sorba kötünk. Ha a triakot egy gyújtó impulzussal bekapcsoljuk, a fél periódus végéig áram folyik a motor tekercsében. A motor nyomatéka gyorsító vagy lassító lehet. Emiatt a triakot úgy kell vezérelni, hogy csak akkor kapcsoljon be, ha így gyorsító nyomatékot érünk el. Ehhez szükség van a forgórész szög helyzetének és a hálózati feszültség fázishelyzetének ismeretére. A vezérlés további feladata biztosítani, hogy az áramcsúcs az állandó mágnesű forgórészt a legkedvezőtlenebb feltételek (maximális hálózati feszültség és ferrit mágnes esetén minimális hőmérséklet) mellett se mágnesezze le. Ha a forgórész elérte a szinkron fordulatszámot, a vezérlés a motort a triakon keresztül tartósan a hálózatra kapcsolja.

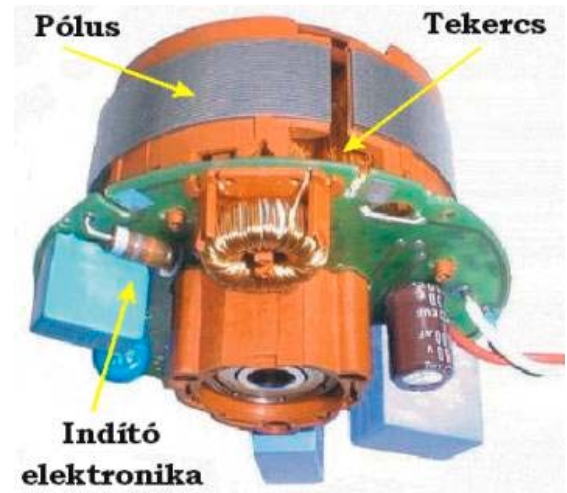
A motor méretezését nehezíti, hogy más tekercsszám lenne optimális a biztos és lemágnesezés mentes indításhoz, illetve más a maximális hatásfokhoz szinkron üzemben. Ennek megoldására az *ebm Werke GmbH & Co. KG* (Mulfingen, Németország) kutatói egy továbbfejlesztett kapcsolást javasolnak, melynél az állórész tekercselése egy megcsapolással rendelkezik (4. ábra). Az indító elektronika két triakot tartalmaz, az egyik (Tr2) vezérli a megcsapolt tekercsrészt az indítás alatt, a szinkron fordulatszám elérése után pedig a másik triak (Tr1) a teljes tekercset a hálózatra kapcsolja [9, 10].



4. ábra. A szinkron kismotor indító elektronikája

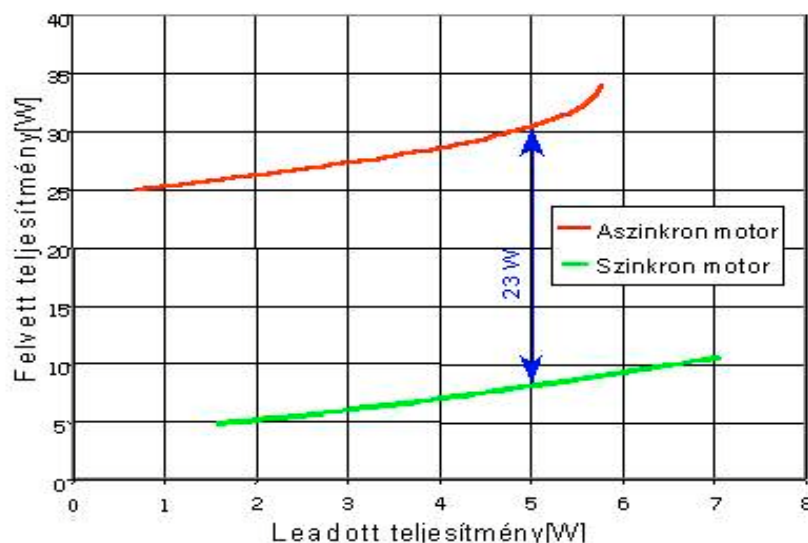
A szinkron kismotor a kefenélküli egyenáramú motorok, valamint az árnyékolt pólusú motorok alkatrészeinek felhasználásával készült (5. ábra). Indító elektronikája a motor csapágyának pajzsába van beépítve. A pólusokon helyezkedik el az egyfázisú tekercselés. Kedvező árú, műanyagba ágyazott ferrit mágnes gerjeszti a szükséges mágneses teret a motor belsejében.

A motor vezérléséhez szükséges a forgórész szöghelyzetének ismerete, amit egy beépített Hall-szenzor érzékel. A viszonylag összetett gyújtási stratégiát egy 8 bites mikrokontroller valósítja meg. Ez az indító elektronika kisebb, olcsóbb, mint a kefenélküli egyenáramú motorok kommutációs elektronikája.



5. ábra. Külső forgórészű szinkron motor

A kifejlesztett motor hatékonyságát híven tükrözi a 6. ábra, amely összehasonlításképpen az árnyékolt pólusú aszinkronmotor, valamint a fennebb ismertetett szinkron kismotor teljesítményfelvételét mutatja. Látható, hogy a szinkron kismotor hatásfoka lényegesen magasabb (60%) az árnyékolt pólusú motoréhoz képest (16%).



6. ábra. A szinkron kismotor és az árnyékolt pólusú aszinkronmotor teljesítményfelvételének összehasonlítása

Egy adott esetben, 5 W leadott mechanikai teljesítménynél a felvett hálózati teljesítmény 31 W-ról 8 W-ra csökken, ha a szinkron kismotort használjuk. Állandó üzem esetén, ami például hűtőpultok esetén gyakori, az évi közvetlen megtakarítás motoronként 227 kWh. A szinkron kismotor 88%-kal kevesebb veszteséggel dolgozik, mint egy hasonló teljesítményű árnyékolt pólusú aszinkronmotor (26 W helyett csak 3 W a veszteségi teljesítménye), így a tekercselés melege 53 K helyett csak 14 K-t ér el. Az alacsony csapágyhőmérséklet lényegesen növeli a motor élettartamát. Ezenkívül a motor kevésbé melegíti környezetét, ami hűtőpultok esetén további energia megtakarítást jelent.

Mint láhattuk, a szakembereknek sikerült megtalálni az adott alkalmazási területre az árfekvésben és hatásfokban legmegfelelőbb motortípust és a hozzá tartozó elektronikát. Más alkalmazásoknál mások az igények, de minden területre megtalálható a tökéletes megoldás. Csak a fő szempontok pontos meghatározása, a szóba jöhető megoldások alapos tanulmányozása és az eredmények hathatós kiértékelése szükséges.

3. Frekvenciaváltóról táplált aszinkronmotorok

A háromfázisú aszinkronmotor a hajtástechnika legelterjedtebb és legfontosabb része. Ipari környezetben a villamos energia mechanikai energiává való átalakításának szinte kizárólagos eszköze. Gyakran az ipar „igáslovának” is nevezik. Egyedül az Egyesült Államokban a 0,75 kW és 150 kW közötti teljesítménytartományban több mint 40 millió (!) üzemel [11]. Számuk egyre szaporodik, mivel évente közel 30 milliót adnak el belőle szerte a világon. Előnyös tulajdonságai közül csak néhányat említünk [12]:

- az aszinkron motorok jelleggörbéje söntjellegű, és a hajtások többségénél a fordulatszám gyakorlatilag állandó;
- kapcsolón vagy indító-berendezésen keresztül közvetlenül a háromfázisú elosztóhálózatra csatlakoztathatók;
- valamennyi villamosgép közül a kalickás forgórészű aszinkron motorok a legüzembiztosabbak (nincsenek keféi), üzemi és javítási költségük minimális. A többi motorfajtaéhoz képest – azonos fordulatszám és teljesítmény esetén – a legolcsóbbak;
- tömeggyártásban készülnek, ezért áruk viszonylag alacsony és kedvezőek a motorcsere szempontjából is.

Az aszinkron motorok számos előnye mellett feltétlenül meg kell említenünk két legnagyobb hátrányát is: nehéz az indításuk (nagy áramfelvétel és kicsi indítónyomaték) és hálózatról táplálva körülményes a fordulatszám szabályozásuk.

Szerte a világon az ipari elektromos energia fogyasztásának túlnyomó részét (például az Egyesült Államokban 60%-át, Finnországban 80%-át) a villamos gépek, főként az aszinkron motorok használják el [13]. Emiatt az aszinkron motoros hajtásokhoz kapcsolódó bármilyen csekély újítás, hatékonyságnövelés globálisan számottevő energia megtakarítást eredményezhet. Mindezek mellett nem elhanyagolhatók a hajtások minőségének javulásával elérhető közvetett hasznok sem.

A villamos hajtások hatékonyságnövelésének egyik legeredményesebb módszere a klasszikus, állandó fordulatszámon üzemelő hajtások felcserélése szabályozott (többnyire fordulatszám szabályozott) villamos hajtásokra. A szakirodalomban használatos angol elnevezésük változó: *adjustable speed drive (ASD)*, *variable speed drive* vagy *variable frequency drives*.

Ezek a rugalmasan alkalmazható szabályozott hajtásrendszerek leghatékonyabban ott alkalmazhatók, ahol a meghajtott rendszer terhelőnyomatéka nem állandó (ventillátorok, szellőzők, szivattyúk, kompresszorok, egyéb hidraulikai és pneumatikai vezérlő rendszerek). Ezekben az esetekben megtakarítható az elfogyasztott villamos energia akár 60%-a (!) is, mivel a sebesség csekély csökkentése is jelentős energia-megtakarítást eredményezhet. Számtalan

előnyük miatt széles körben alkalmazzák az állandó nyomatékú terhelések esetében is. Ipari, gazdasági távlatuk számottevő, mivel világviszonylatban a 2,2 kW-nál kisebb teljesítményű aszinkron motorok alig 3%-át táplálják frekvenciaváltókról [14]. E teljesítmény-tartományban várják a szakmai elemzők a legnagyobb áttörést, mivel már alig 150 dollárért kapható az ezekhez a motorokhoz való frekvenciaváltó. A felmérések az mutatják, hogy a jelenleg üzemelő aszinkron motorok 14 százalékánál, azaz több mint 250 ezer motor esetében (!) lehetne hatékonyan használni a szabályozott hajtási módszereket [15].

A szabályozott váltakozó áramú villamos hajtások alkalmazásának számos közvetett haszna van: a kisebb sebességen üzemeltetett villamosgépek mechanikailag kevésbé vannak igénybe véve, melegeedésük alacsonyabb. Emiatt megnő a szigetelésük, csapágyaik és a felhasznált kenőanyagok élettartama és csökken a karbantartási igényük. Szintén fontos szempont a megtakarított energiához kapcsolódó ökológiai haszon: kevesebb szén kell kibányászni, csökkenthető az energiatermeléskor a levegőbe kerülő szennyeződés (különösképpen a CO₂) mértéke.

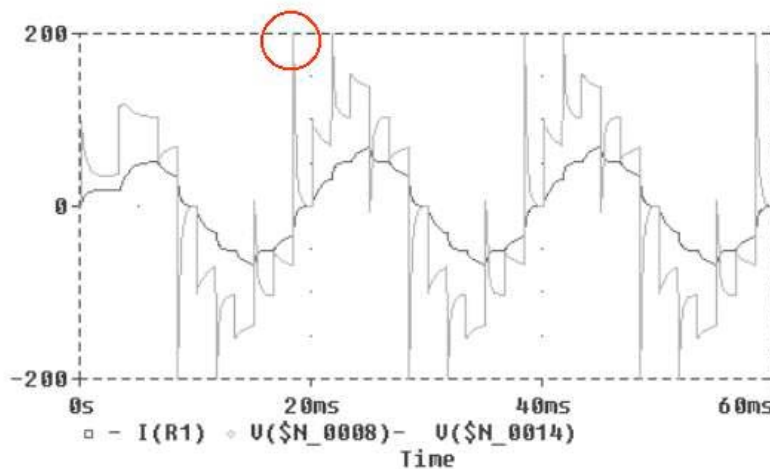
A szabályozott váltakozó áramú villamos hajtások hatékonyságának további növelése érdekében a hajtásrendszer mindkét fő alkotóelemének (a frekvenciaváltónak és az aszinkronmotornak) jellemzőit javítani szükséges. A továbbiakban a frekvenciaváltóról táplált aszinkronmotor feljavítását célzó legfontosabb módszereket ismertetjük.

A klasszikus aszinkron motorok tervezésekor a hagyományos indítási módszerek alkalmazásakor fellépő jelenségeket vették figyelembe. Azonban a frekvenciaváltóról táplált villamosgépeknek, valamint az egyre szélesebb körben elterjedt tirisztoros indítóval (*soft starter*) [16, 17] ellátott motoroknak egy sor olyan sajátossága van, ami megváltoztatott tervezési módszert igényel [18].

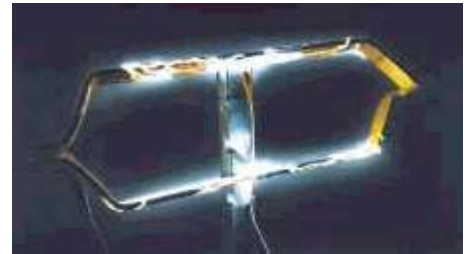
A frekvenciaváltóról táplált motorok tervezésekor elhanyagolható egy sor jelenség (mint például az áramkiszorítás), amit feltétlenül figyelembe kellett venni a hálózatról táplált aszinkron motorok tervezésekor. Azonban a frekvenciaváltóról való táplálásnak számos sajátossága van, amit feltétlenül figyelembe kell venni egy ilyen villamosgép tervezésekor és kivitelezésekor.

Mivel a frekvenciaváltóról táplált aszinkronmotorok lépcsőzetesen indíthatók a táplálási frekvencia folyamatos növelésével (ez esetben arányosan kell növelni a kapocsfeszültséget is), a motor legnagyobb áramcsúcsának értéke messze elmarad a hálózatról közvetlenül indított motor legnagyobb indítási áramától. Mindemellett alacsony frekvencián is képesek a szükséges indítónyomatékot kifejteni, még ha terhelhetőségük az állórész ohmos ellenállásának erőteljesebb érvényesülése miatt csökken is. Például egy széles körben használatos 2,2 kW-os kalickás forgórészű aszinkronmotor indítónyomatéka 40 V-os és 5 Hz-es táplálás mellett meghaladja a motor névleges nyomatékát, míg áramfelvétele nem lépi túl a névleges áramának kétszeresét [19].

A frekvenciaváltók kimenetén a kapcsoló üzemű működés hatására gyakoriak a számottevő feszültségcsúcsok (lásd a 7. ábrát), amelyek fokozottan igénybe veszik (vegyi és mechanikai elváltozásokat okozva) a tekercselések szigetelését, okozhatják az igen káros ún. korona effektust és a motor túlmelegedését, illetve létrehozhatnak nemkívánatos csapágyáramot is, amely a csapágy gyors tönkremeneteléhez vezethet [20,21]. A feszültségcsúcsok annál nagyobbak lehetnek, minél hosszabb a motort a frekvenciaváltóval összekötő kábel [22]. Olyan eseteket is ismer a szakirodalom, amikor a frekvenciaváltóról táplált motor egyetlen nap alatt tönkrement a feszültségcsúcsok károsító hatása nyomán.



7. ábra. Frekvenciaváltóról táplált aszinkronmotor áramának és feszültségének időbeni változása [23]



8. ábra. Koronakisülés egy tekercs körül

Határesetekben a feszültségcsúcsok olyan nagyok lehetnek, hogy a motor belsejében koronakisülések is keletkezhetnek. A koronakisülés a levegőben is észlelhető gázkisülés, amely akkor keletkezik, ha a feszültség alatt álló fém alkatrész (vezetékek, csúcsok, élek) felületének környezetében az elektromos térerősség elég nagy (kb. 30 kV/cm) és a térerősség ionizációs lavinát indít el. Ekkor a nagy térerősségű hely környezetében fényjelenség észlelhető, világító réteg veszi körül a vezetőt és sajátos zizegő hang hallatszik. A jelenség mechanizmusa a feszültség jellegétől is függ [24, 25]. Ezek a kisülések nem csak gyengítik, hanem tönkre is teszik a motor szigetelését. Egy tekercs körül kialakult koronakisülés a 8. ábrán látható.

A frekvenciaváltó és motor közé szűrőberendezéseket lehet iktatni, de ez a megoldás költséges, és amennyiben a vezérlőrendszernek méretbeli szigorításai vannak, szerelési gondokat is okozhat. Mindezek mellett leronthatják a vezérelt motor működési paramétereit, és a feszültségcsúcsokat visszaverhetik más berendezések felé. Másik védelmi lehetőség a frekvenciaváltó és a motor közötti tápkábel hosszának csökkentése, de ennek is számos feltétel szab határt. Újfajta megoldást találtak a svédországi *NFO Drives AB* cégnél, ahol sikeres kísérleteket végeztek, és szabadalmaztattak egy olyan frekvenciaváltót, amelyik majdnem tökéletesen szinuszos feszültséget szolgáltat [26]. A berendezésbe épített szűrő mellett a teljesítményelektronika újszerű vezérlése is hozzájárul a kedvező kimeneti feszültségforma eléréséhez.

A feszültségcsúcsok káros hatását semmiképpen sem lehet csak egy módszerrel kiküszöbölni. Több intézkedést kell megtenni annak érdekében, hogy ez az igen káros hatás ne tegye tönkre a frekvenciaváltóról táplált motorokat [27]. Gyakorlatilag a motort úgy kell megtervezni és kivitelezni, hogy az előforduló feszültségcsúcsok maximális értéke ne haladja meg a koronakisülés beindulásához szükséges feszültségértéket.

Először is kitűnő minőségű szigetelőanyagokat kell használni. Ezek viszonylag kis helyet kell elfoglaljanak, ugyanakkor átütési feszültségüknek magasnak kell lenniük. Nagy figyelmet kell szentelni a tekercsek tervezésére és elkészítésére. A tekercselési vázlatot úgy kell meghatározni, hogy minél kisebb legyen a két szomszédos tekercs potenciálja közötti különbség. Ajánlatos a motor tekercselését – amennyiben lehetséges – közvetlenül a hornyokban elvégezni.

Amennyiben a tekercseket sablonok segítségével véletlenszerűen készítik el még a behelyezés előtt, akkor nagy a valószínűsége, hogy a tekercs kezdete és vége túl közel kerül egymáshoz és e két pont közötti nagy feszültségkülönbség hatására a szigetelés átüthet, illetve ez az a tartomány, ahonnan a koronakisülés kiindulhat.

Döntő jelentőségű lehet a tekercselési vezető kiválasztása. Az utóbbi években megjelentek a piacon kitűnő tulajdonságú tekercselési vezetők. Ezek zománcszigetelése olyan szervesetlen anyagokat tartalmaz, amelyek magasabb szigetelési képességet biztosítanak, és ezáltal jobban ellenállnak a feszültségcsúcsoknak. Kezelésük is különös figyelmet igényel, mivel szigetelő felületük könnyen megsérülhet és ezeken a helyeken üt át a feszültség a legnagyobb valószínűséggel. Emiatt ajánlatos az eredeti csomagolásából közvetlenül a motor hornyaiba helyezni a tekercselési vezetőt.

A motort minél alacsonyabb hőmérsékleten kell üzemeltetni, mivel a koronakisülés beindulásának feszültsége erősen csökken a hőmérséklettel. Emiatt a frekvenciaváltóról táplált motorok esetében is fokozott figyelmet kell a motor melegedésének szentelni, mivel minden 10 foknyi túlmelegedés felére csökkenti a szigetelés élettartamát.

A közvetlenül a hálózatra kapcsolt aszinkronmotorral ellentétben a frekvenciaváltóról táplált motor sohasem működik valós állandó (*SI*) üzemben. Még ha a terhelés állandó is, a táplálási feszültség az impulzus szélességének modulációja (*PWM*) hatására magas frekvencián és szakaszosan változik, emiatt a harmonikusok jelenléte erőteljesebb és ezek hatására a motor folytonos átmeneti (tranzien) állapotban van. Minél alacsonyabb a frekvenciaváltó hordozófrekvenciája, ez a jelenség annál erőteljesebben jelentkezik. Emiatt a motor melegedése akár 20 °C-al is megnőhet, ami szigetelésének élettartamát negyedére csökkentheti. Mindezt figyelembe kell venni a frekvenciaváltóról táplált motorok szigetelésének meghatározásakor. Az ilyen a típusú motornak legalább F vagy H szigetelési osztályúnak kell lennie.

Gondot jelent a melegedés szempontjából a motor hosszas működtetése alacsony (a névleges érték felénél kisebb) fordulatszámon, amennyiben (és ez a legelterjedtebb eset) a motor ventilátora a forgórész tengelyére van szerelve. A forgórész fordulatszámától független hűtési rendszert is lehet alkalmazni a meglévő mellett főleg a nagyteljesítményű motorok esetében.

Több villamosgép-gyártó a motor túlmelegedését megakadályozandó termosztátokat épít be a tekercselések közé. Amennyiben a motor belső hőmérséklete meghalad egy bizonyos értéket, lekapcsolják a frekvenciaváltót (gyakorlatilag a frekvenciaváltó félvezető kapcsolóinak gyújtási impulzusait tiltják le). Ezzel a módszerrel hatékonyan lehet biztosítani a motor túlmelegedése és túlterhelése elleni védelmet.

Mindezeket szem előtt tartva a világ vezető villamosgép-gyártói a szabályozott váltakozó áramú villamos hajtások rohamos térnyerése nyomán piacra dobták a sajátos, modern hajtásrendszerekhez tervezett speciális gépeket, amelyek a fennebb említett szempontoknak teljes mértékben megfelelnek. Az angol szakirodalom ezeket többféle megnevezéssel illeti: *inverter duty motors*, *spike resistant motors*, stb.

E kategória legjellegzetesebb termékei közül megemlíthetjük: *Spike Free Inverter Duty Motor* (Lincoln Electric Inc. – Motor Division), *Speed Engineered® Motor* (A.O. Smith Inc.), stb. [27, 28].

Következtetésképpen megállapítható, hogy amennyiben szabályozott váltakozó áramú villamos hajtásrendszert szeretnénk összeállítani, ajánlatos a szükségesnél nagyobb

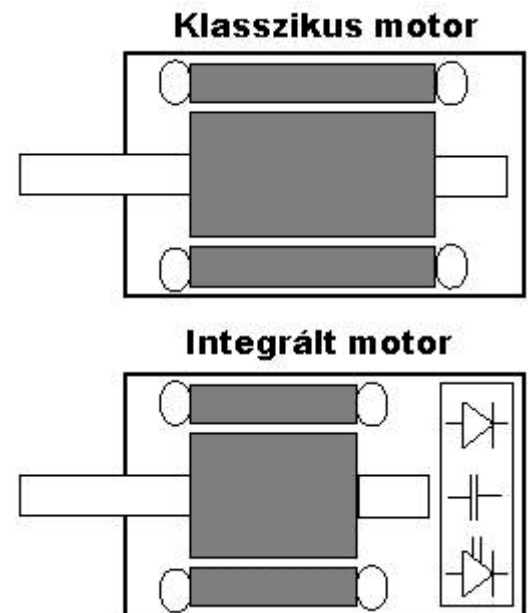
teljesítményű, vagy egy növelt hatékonyságú gépet beszerezni. A legjobb megoldás azonban az, ha olyan gépet vásárolunk, amelyet kimondottan erre a felhasználási területre ajánlanak a gyártók.

Amennyiben magasabb követelményszintnek megfelelő mezőorientált szabályozást szeretnék alkalmazni, ugyancsak találhatunk a villamos gépek piacán erre a célra ajánlott termékeket, amelyek házába már be van építve a szabályozáshoz elengedhetetlen szöghelyzet érzékelő áttalakító (*encoder*) [29].

4. Integrált motorok

A frekvenciaváltóról táplált aszinkron motoros hajtások számos hátrányát ki lehet küszöbölni az ún. integrált motorok használatával. Ezeknél a motoroknál a frekvenciaváltót gyárilag a motorházba építik be. Elvi felépítése a klasszikus motoréval összehasonlítva a 9. ábrán látható. A két egység integrálásával kompakt, egységes berendezés áll a fogyasztók rendelkezésére, amelyben a két alapegység tökéletes "szimbiózisban" működik.

A villamos gépeket és az őket tápláló frekvenciaváltókat természetesen eredetileg külön-külön tervezték és gyártották. Noha hosszú és drága kábellel össze voltak kapcsolva, különböző környezetben működtek. A frekvenciaváltókat általában külön teremben szerelték fel, ahol a felhasználóknak biztosítani kellett a helyes működésükhöz a gyártók által előírt viszonylag szigorú, a hőmérsékletre, páratartalomra, porra és rezgésekre vonatkozó feltételeket. A motorokat természetesen az általuk meghajtott, néha a legmostohább környezetben működő, berendezésekre kellett rögzíteni.



9. ábra. Az integrált motor elvi felépítése

Az utóbbi években megfigyelhető volt, hogy a nagyobb villamosgép-gyártók az általuk gyártott motorok meghajtására saját fejlesztésű vezérlőegységeket, frekvenciaváltókat ajánlottak. A két alegységet (a motort és a frekvenciaváltót) már eleve úgy tervezték, hogy optimálisan működjenek együtt. Ettől az egységes tervezéstől már csak egy lépés volt a kilencvenes évek elején a két alegység integrálása [30].

A laboratóriumi kísérletek már a kilencvenes évek elején megkezdődtek. Először a dániai *Grundfos* (Bjerringbro) cég saját használatra építette egybe a frekvenciaváltót az aszinkronmotorral. Az első sorozatgyártott integrált motorsorozatot a *Franz Morat KG* (Eisenbach, Németország) dobta piacra 1993-ban. A *Fumo*-nak keresztelt termékcsalád motorait a 0,65 és 3 kW közötti teljesítménytartományban kínálták. Ezek az első berendezések még igen komplikáltak voltak és a piac sem érett meg még az új termékek befogadására. Emiatt gyártásukkal már 1996-ban leálltak [31].

Az alapötletet néhány év múlva több nagyobb, jobb anyagi lehetőségekkel rendelkező cég is átvette. 1995-ben több nagy motorgyártó szinte egy időben jelent meg a piacon saját fejlesztésű integrált motorjával. Addigra a potenciális felhasználók is rájöttek az új termék kínálta előnyökre. Rövid idő alatt az integrált motorok a piac komoly részeseivé váltak. Egyetlen jelentősebb motorgyártó kínálatából sem hiányoznak manapság.

A szakirodalomban használatos angol elnevezésük változó: *Integrated Motor Drive* (IMD), *Integrated Motor Drive System* (IMDS), *Motor with Built-in Drive*, *Smart Motor*, *Integral Motor/Drive*, *Integrated Drive Motor*, *Variable-Speed Motor*, stb.[32].

Az integrált motorok egyik tipikus példánya (*Reliance Electric Inc.* gyártotta *VMS* sorozat egyik darabja [33]) a 10. ábrán látható.

Előnyei:

- Nem szükséges külön helyiség a motort vezérlő berendezéseknek.
- Eltűnnek a hosszú és drága tápkábelek.
- Mindezek által csökkenthető a szabályozott hajtás felszerelésének, működésbe tételének és karbantartásának költségei.
- A berendezés elektromágneses összeférhetősége javul a hosszú kábelknél előforduló visszavert feszültségcsúcsok kiküszöbölése által.
- Az integrált rendszer ára kisebb (akár 20-40%-al is) mint a két fő alkotóelem árának összege.
- Könnyen, kis helyre szerelhető fel, cserélése egyszerű és gyors. Amennyiben csak az egyik alegysége hibásodik meg, ezt is könnyen ki lehet cserélni, mivel moduláris felépítésű.
- A két fő alkotóelem már gyárilag össze van hangolva, semmilyen összeférhetetlenségi gond nem merülhet fel.



10. ábra. Egy jellegzetes integrált motor

A legnagyobb gondot az integrált motorok esetében a melegedés okozza. Mindkét egybeépített alegység jelentős mennyiségű hőenergiát termel. Azonban a villamos gép nagyobb hőmérsékletet bír el, mint az elektronikus alegység, a frekvenciaváltó. Emiatt nagy figyelmet kell szentelni az integrált motorok hűtési rendszerének tervezésére. Tovább nehezíti a tervezők dolgát, hogy a motor hosszú ideig működhet alacsony fordulatszámon, ami alatt a forgórész tengelyére rögzített ventillátor számottevően kevesebb levegőt tud megmozgatni, és emiatt a motor hűtése erősen lecsökken. A legkézenfekvőbb megoldás a motor fordulatszámától függetlenül működő, autonóm ventillátor használata, ez azonban költséges és nagyobb helyet is igényel [34].

Többféle megoldás kínálkozik a frekvenciaváltó felszerelésének helyét illetően. Ez a legkönnyebben elérhető, ha a motor tetejére van felszerelve, azonban itt a legnagyobb a melegedés. Emiatt léteznek olyan szerkezetek is, ahol a frekvenciaváltó oldalt, vagy a motor

hátára van felszerelve. Természetesen figyelembe kell venni az integrált motor felszerelésének helyét is, a helyszíni adottságok függvényében tanácsos kiválasztani a motort.

A villamos gépek rezgése és az általa okozott elektromágneses zajok is gondot okozhatnak a frekvenciaváltók működésében. Ezeket is feltétlenül figyelembe kell venniük a frekvenciaváltók tervezőinek. A villamos gépek rezgését két úton lehet lecsökkenteni: elektronikusan (a tápfeszültség formájának javítása által) vagy gépészetileg (a forgórész kiegyensúlyozásának javításával). Azonban a motorok öregedésével, kopásával egyidőben a rezgések is felerősödnek.

Az elektromágneses zajok további kiszűrésére egyes gyártók hálózati szűrőket építenek a motorba (*EMI filter*) is, mint például a németországi *Siemens A&D* cég.

Nagyon fontos szempont az integrált motorokra való áttéréskor az árak. A két alapegység integrálása által nyert jelentős megtakarítás egy része elvész a drágább motorkonstrukció (robosztusabb motorház, többlethűtés, a rezgések csökkentésének kényszere, stb.) kidolgozásával. A szakemberek felmérése szerint az integrált motorok ára még így is kisebb, mintha a két alapegységet külön-külön kéne beszerezni. Ehhez még hozzájön üzemeltetésének számos előnye [35].

A villamos gépek piacán jelenleg kapható integrált motorok jellemző adatai a következők:

- teljesítménytartomány: egészen 7,5 kW-ig (10 LE), de már megjelentek a 22 kW-os integrált motorok is.
- a sebesség változtatásának jellegzetes tartománya 10:1, de gyártanak 50:1 sebességarányban dolgozó integrált motorokat is.

Végkövetkeztetésként megállapíthatjuk, hogy az integrált motoroknak komoly jövője van a kis és közepes teljesítményű szabályozott hajtások piacán. Még azok a felhasználók is, akik nem térnek át erre a rendszerre, új berendezések vásárlásakor, vagy a régiek lecserélésekor biztosan számításba veszik majd az integrált motorok használatának lehetőségét.

Könyvészet

- 1] BÍRÓ K.Á.–BARTOS F.J.–SZABÓ L.: *Energiatakarékos villamos gépek*, ENELKO '2001, az Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaság Energetikai és Elektrotechnikai Konferenciája, Kolozsvár, pp. 20-32.
- 2] BARTOS F.J.: *Efficient motors can ease energy crunch*, Control Engineering, May 2001, pp. 63-70.
- 3] LELKES A.: *Elektronisch gestarteter, netzbetriebener Synchronmotor*, VDE-Tagung "Innovative Klein- und Mikroantriebe", Mainz 2001, Tagungsband, pp.163-170.
- 4] BARABÁS M.–KARSAI T.: *Villamos forgógépek tekercselése*, Ipari szakkönyvtár sorozat, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1978.
- 5] LELKES A.–KROTSCH J.: *Energy saving mains-fed PM synchronous motor with integrated solid state starter*, Proceedings of the PCIM' 2000 Conference, vol. Intelligent Motion, pp. 257-262.

- 6] LELKES A.–SZABÓ L.: *Elektronikus indítású, energiatakarékos szinkron kismotor*, ELEKTROTECHNIKA, 94. évfolyam (2001), 12. szám, pp. 422-428.
- 7] KROTSCH J.–LELKES A.–ZOLLER TH.: *Low-noise, sensorless commutation of brushless DC motors*, Proceedings of the PCIM' 2001 Conference, vol. Intelligent Motion, pp. 257-263.
- 8] LELKES A.–KROTSCH J.: *Netzbetriebener Energiesparmotor kleiner Leistung*, Proceedings of the SPS/IPC/Drives' 2000 Conference, pp. 531-539.
- 9] LELKES A.–KROTSCH, J.: *Single-phase external rotor synchronous motor*, Proceedings of the 9th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2001, (CD-ROM-on: PP00079.pdf).
- 10] LELKES A.–KROTSCH J.: *Synchronous AC motor*, US Patent & Trademark Office, US 2001/0011877 A1, 2001 augusztus 9.
- 11] SCHEIHING, P.E.: *US Department of Energy's Motor Challenge Program: a National Strategy for Energy Efficient Industrial Motor-Driven Systems*, Office of Industrial Technologies, Washington, 2001.
- 12] PÁLFI Z.: *Villamos hajtások*, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1979.
- 13] BÍRÓ K.Á.–BARTOS F.J.–SZABÓ L.: *Energiatakarékos villamos gépek*, ENELKO '2001, Az Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaság Energetikai és Elektrotechnikai Konferenciája, Kolozsvár, pp. 20-32.
- 14] RAND, C.: *Employing energy saving measures*, Industrial Technology, June 2000.
- 15] NORLAND, D.: *Adjustable Speed Drives*, Tech Profile, Alliance to Save Energy, 1999, <http://www.ase.org/media/techprofile/>.
- 16] SASTRY, V.V. et al.: *Optimal Soft Starting of Voltage-Controller-Fed IM Drive Based on Voltage Across Thyristor*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, no. 6, November 1997, pp. 1041-1051.
- 17] ***: *PowerBoss – Energy Savings for AC Induction Motors*, Energy-In-Motion Ltd. (Macclesfield, England), 2001.
- 18] MERHEB, N.E.T.: *Application of Induction Motors with Variable Frequency Drives*, Gevisa Motors Inc., June 1999.
- 19] VIOREL, I.A.: *Modificarea motorului de inducție de fabricație în serie în vederea optimizării funcționării lui la o alimentare de la convertoare statice*, kutatási jelentés, RELANSIN kutatási program, Kolozsvári Műszaki Egyetem, 2001.
- 20] BLÁGA Csaba: *Modern frekvenciaváltós aszinkron motoros hajtások*, Oktatási segédlet, Magyar Elektronikus Könyvtár, 1995.
- 21] BUSSE, D.F. et al.: *The Effects of PWM Voltage Source Inverters on the Mechanical Performance of Rolling Bearings*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no.2, March/April 1997, pp. 567-576.
- 22] ***: *Prevention of Electric Erosion in Bearings*, Evolution, issue 2/2001, SKF Group.

- 23] ***: *Solving Motor Failures Due to High Peak Voltages and Fast Rise Times (dv/dt)*, MTE Corporation, 1999.
- 24] SZILÁGYI M. (főszerk.): *Fizikai kislexikon*, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1977.
- 25] PUSKÁS F. (szerk.): *Elektrotechnikai kislexikon*, Kriterion Könyvkiadó, 1994.
- 26] JÖNSSON, R.: *The NFO patents*, NFO Drives AB (Svängsta, Sweden), 2001.
- 27] ***: *Evaluating Inverter-Duty Motor Insulation Systems Using Corona Inception Voltage*, Technical Brief TB-100, Lincoln Electric Inc. – Motor Division, 1997.
- 28] ***: *Speed Engineered[®] Motors, One Source... Many Powerful Solutions*, Bulletin 6592, A.O. Smith Inc., 2001.
- 29] ***: *The Promise Delivered: Inverter-Duty Motors from Lincoln*, Lincoln Inc., 2001.
- 30] BARTOS F.J.: *Combination Motors and Drives Move to Make their Mark*, CONTROL ENGINEERING, December 2000.
- 31] BARTOS F.J.: *Integrated Motor-Drives Seek Wider Market, User Acceptance*, CONTROL ENGINEERING, December 2000.
- 32] SZABÓ L.: *Piața sistemelor de acționare electrică compacte și integrate*, kutatási jelentés, RELANSIN kutatási program, Kolozsvári Műszaki Egyetem, 2001.
- 33] ***: *Industrial Variable Speed Motors – VMS Series*, Reliance Electric Inc., 2001.
- 34] WILLIAMSON, S. – JACKSON, D.C.: *Integrated Drives for Industrial Applications*, Proceedings of the PCIM '99 Conference, vol. Intelligent Motion, pp. 9-13.
- 35] ***: *Market Opportunity for AC Integrated Motor-Drives in North America for 2000-2005*, MotorSoft Inc., 2000.

A számítógép alkalmazása elektronikai áramkörök tervezésében

Dr. Marschalko Richárd, egyetemi tanár
Kolozsvári Műszaki Egyetem, Elektrotechnikai Kar,
Villamos Hajtások és Robotok Tanszék

1. Bevezető

Jelen dolgozat a számítógép alkalmazásának előnyeit vizsgálja a villamos és elektronikai áramkörök tervezésében. Ismertetem az áramkörök modellezésére és szimulációjára használt, legelterjedtebb programcsomagokat. A PSpice elektronikai áramkörök analízisére kifejlesztett környezetet, részletesebben mutatom be. Két példa a kapcsolóüzemben működő tápegységek területéről jól kiemeli a számítógép alkalmazásának előnyeit ezen a téren is. A dolgozatot a villamosságtan hallgatók számára írtam, de más szakértők részére is hasznos lehet.

2. Villamos és elektronikai áramkörök vizsgálatára szolgáló számítógépes eszközök

Már a múlt század hatvanas éveiben a *californiai Berkeley Egyetemen* a villamos és elektronikai áramkörök analizisére bevezették a számítógép segítségével végzett szimulációt. Ennek érdekében a *SPICE* programot fejlesztették ki. Miután a személyi számítógépek rohamosan elterjedtek, az elektronikai áramkörök szimulációja is új korszakba lépett. Ennek egyik jele az is, hogy rövid időn belül nagy számban jelentek meg a legkülönbözőbb szimulációra alkalmas programcsomagok. Jelenleg ezek közül a legelterjedtebb CAD eszközök a *MicroSim Corporation* cégnek a *Pspice*, (<http://www.microsim.com>; E-mail: sales@microsim.com), a *SIMEC GmbH & Co KG* cégnek a *Simplorer*, (<http://www.simplorer.com> , E-mail: info@simec.com), az *APLAC Solutions Inc.* cégnek az *APLAC Circuit Simulation and Design Tool*, (<http://www.aplac.com>, E-mail: sales@aplac.com és support@aplac.com) vagy a *Powersim Inc.* cégnek a *SIMCAD*, (<http://www.powersimtech.com>, E-mail: info@powersimtech.com) nevű programjai. Bemutatás, de ugyanakkor oktatási célból a fejlesztők ingyen bocsátanak a potenciális használók rendelkezésére egyszerűsített programcsomag-változatokat, [16].

Lényegében egy ilyen programcsomag több részből áll. Példaként a *PSpice* programot vizsgáljuk [16]. *Elsősorban* egy áramkör-ábrázoló programot tartalmaz. Lehet ez egy szimpla szövegszerkesztő program, mint például a *Norton Editor* a DOS alatt használt alkalmazásokban vagy a *Notepad* a Windows alkalmazása esetében, de lehet a legmodernebb változatoknál, egy grafikus áramkör-szerkesztő, mint például a *Schematics*. Minden programcsomag esetében, nagyon fontos dolog csak a szerző által javasolt szövegszerkesztő program használata. *Másodszorban* bő, úgynevezett „áramkör-tár” áll a használó rendelkezésére. Itt a legtöbb elektronikai áramkörnek találunk megfelelő modellt. A szerkesztő cég állandóan fejleszti a programcsomagnak ezt a részét, de az alkatrészgyártó cégek is sok ilyen modellt bocsátanak rendelkezésre, amelyeket leggyakrabban az interneten lehet megtalálni, *.pdf formátumban. A *Parts* program segítségével a használó is állíthat elő vagy módosíthat modelleket. Ez a második rész a nagy előnye ezeknek a programcsomagoknak, és nem található meg más CAD rendszerekben. *Harmad sorban* jönnek a tulajdonképpeni szimulációra használt programok, mint például a *Wpspice*. A végén találjuk a *Probe* programokat. Ezek a programok a szimulált eredmények feldolgozására szolgálnak, és úgy működnek mint egy virtuális, szoft-oszcilloszkóp. Ezeket a programokat az elektronikai áramkörök vizsgálatára használt CAD program számára fejlesztették ki, de olyan előnyösnek bizonyultak, hogy általános CAD programcsomagokba – mint például a *Matlab-Simulink* – is átvették.

A PSpice-ban egy analízis folyamata az áramkör leírásából, a modell szimulálásából és az eredmények elemzéséből áll. Az áramkör leírása, az úgynevezett „program”, egy névvel rendelkezik, információkat tartalmaz az „áramkör-tárak” elhelyezéséről, részletesen leírja az áramkört, valamint a szimuláláshoz és ábrázoláshoz szükséges parancsokat tartalmazza (úgy, ahogy ez a IV. paragrafusból is ki fog derülni).

Villamos és elektronikai áramkör analizisére kezdő CAD használóknak a *PSpice* programcsomagot javasoljuk.

3. Megvizsgált elektronikai áramkörök

Megállapítható, hogy az új villamos energia minőségét ellenőrző szabványok miatt, [1], [2], világszerte intenzív kutatások folynak a kapcsolóüzemben működő tápegységek terén. Különleges figyelemmel követik a bonyolultabb, de a teljesítménytényezőt befolyásoló szabályozási

lehetőségeket, [3], [4], [5], [6]. Ugyanakkor nagy hangsúlyt fektetnek új áramkörök kifejlesztésére és a komponensek feszültség és áram igénybevételének csökkentésére, [7], [8], [9], [10].

Ismert dolog, hogy a kapcsolási veszteségek egy teljesítményelektronikai átalakítóban sok tényezőtől függenek: a komponensek minőségétől, a használt működési frekvenciától, a megválasztott szabályozási stratégiától (a passzív elemekben), tekercsekben, transzformátorokban vagy kondenzátorokban tárolt energiától és nem utolsósorban a túlfeszültség és túláram ellen használt védőáramköröktől.

Vegyük figyelembe a legegyszerűbb, jól ismert, hagyományos, fly-back konvertert. Ebben az esetben, amikor a szabályozó tranzisztor vezet, a transzformátor szekunder részén elhelyezett dióda zárva van és energia tárolódik a transzformátor primer szórási induktivitásában és fő induktivitásában:

$$W_p(t) = \frac{1}{2} \times L_p \times i_p^2(t) = \frac{1}{2} \times (L_{\sigma p} + L_m) \times i_p^2(t) \quad (1)$$

Az (1) számú képletben, $W_p(t)$ a primerben tárolt energiának pillanatnyi értéke, $i_p(t)$ a primer áram pillanatnyi értéke, L_p , $L_{\sigma p}$ és L_m , a primer induktivitása, a primer szórási és megfelelően a transzformátor fő induktivitása.

Feltételezhetjük, hogy a tranzisztor kikapcsolása pillanatában a primer áram elérte az I_{pM} értéket. Mivel a szekunder részen elhelyezett dióda vezetni kezd, a főinduktivitásban tárolt energia a terhelés irányába vezetődik le:

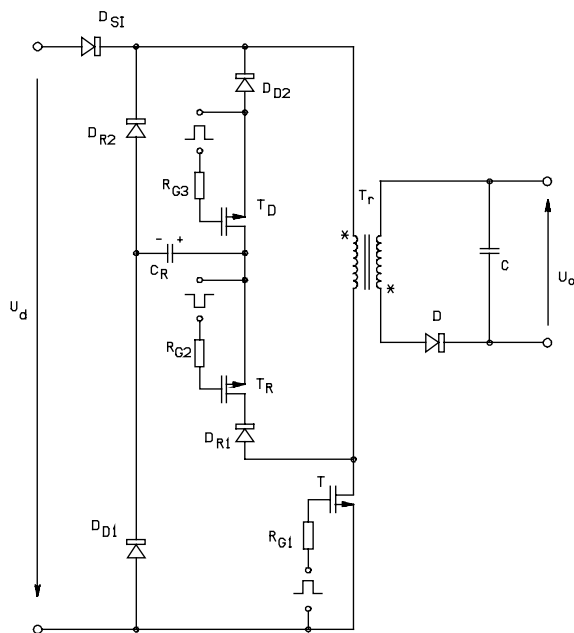
$$W_m = \frac{1}{2} \times L_m \times I_{pM}^2 \quad (2)$$

Sajnos a szórási induktivitásban tárolt energia felemésztődik a túlfeszültség ellen védő áramkörben:

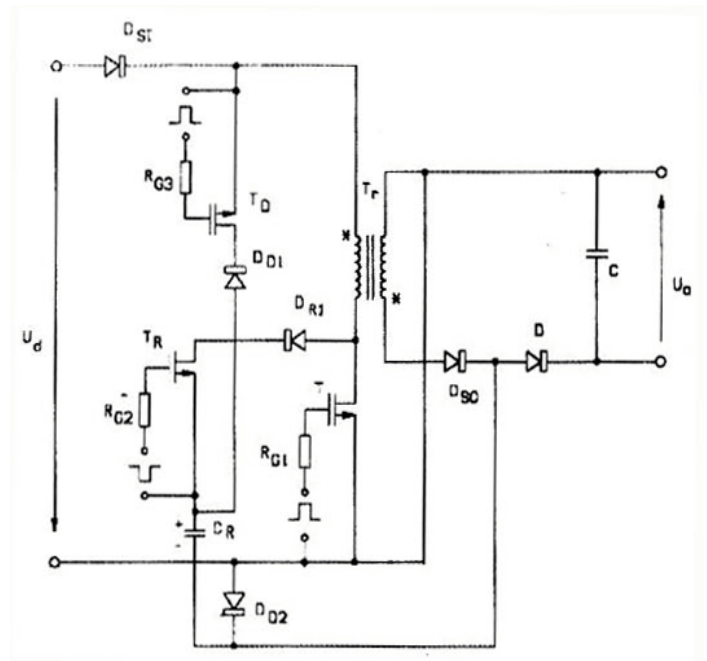
$$W_{\sigma p} = \frac{1}{2} \times L_{\sigma p} \times I_{pM}^2 \quad (3)$$

Mivel a transzformátor szórási induktivitása nem kicsi, magas frekvenciáknál nagy energiavesztés léphet fel, amely drága védő áramkörök alkalmazását teszi szükségessé.

A következőkben bemutatott átalakító áramkörök azzal a különleges tulajdonsággal rendelkeznek, hogy a tranzisztor kikapcsolásánál a primer szórási induktivitásban tárolt energiának legnagyobb része nem emésztődik fel, hanem egy tároló kondenzátorba van levezetve, és a következő működési ciklus kezdeténél a primer irányába irányítják vissza [13], [14], [15].



1. ábra. Primeroldali visszatáplálással rendelkező áramkör



2. ábra. Dupla visszatáplálással rendelkező áramkör

Az 1. ábrán látható áramkörnél ez a folyamat azzal érhető el, hogy a T főtranszisztor kikapcsolásánál a T_R „tároló” tranzisztor van vezetésbe vezérelve.

A „tároló” kondenzátor töltődik. Akkor, amikor a szabályozó rendszer újra a T tranzisztort kapcsolja be, a T_D „visszatápláló” tranzisztor is vezetni kezd. Így a ciklus kezdetekor – rövid időre – a primer áramot nem a bemenet, hanem a tároló kondenzátor szolgáltatja. Ez részben korlátozza a kikapcsolási túlfeszültséget, másrészt lényegesen javítja az áramkör hatásfokát.

A 2. ábra egy más változatot mutat be, amelynek az az új tulajdonsága van, hogy az energia tárolási folyamat során a kondenzátor árama a terhelés irányába van levezetve. Így csökken a primerben visszanyert energia mennyisége, de az áramkör hatásfoka javul, mert a kommutáció veszteségeinek egy része közvetlenül a szekunderbe kerül.

A bemutatott két átalakító áramkört a PSpice programcsomag segítségével vizsgáltuk. A programokból könnyen kiolvasható a felhasznált alkatrészek adata is.

4. Szimulációra alkalmas PSpice programok

Az egyszerű, primer oldali visszatáplálással ellátott áramkör vizsgálatára előkészített program a következő:

Program 1 primeroldali visszatáplálás

*Kondenzátorba tárolunk energiát

*A primerbe tápláljuk vissza a tárolt energiát

*A kimenet galvanikusan le van választva

.lib dc3eval.lib ; A használt áramkörtár

.model dint d ; A diódák modellje


```
vs 1 0 30v ; bemeno egyenfeszultseg
rs 1 2 0.1 ; tapegyseg belso ellenallasa
dsi 2 3 dint ; a bemenetet levalaszto dioda
rtr1 3 4 0.1 ; transzformator primer ellenallasa
l1tr 4 5 0.5mh ; transzformator primer
l2tr 0 6 0.5mh ; transzformator szekunder
ktr 11tr 12tr 0.95 ; kapcsolasi tenyezo
*ctr 3 5 0.1uf ; primer kapacitasa
m1 5 9 0 0 irf150 ; fo teljesitmenytranzisztor
*dp 5 55 dint ; vedo dioda
*rp 5 55 10 ; vedo ellenallas
*cp 55 0 1uf ; vedo kondenzator
rg1 9 10 30 ; ellenallas a vezerlo aramkorben
vg1 10 0 pulse(15v -15v 0.05ms 0.0005ms 0.0005ms 0.05ms
0.1ms) ; taktus generator
rtr2 6 7 0.1 ; szekunder belso ellenallasa
d 7 8 dint ; egyeniranyito dioda a szekunderben
c 8 0 0.01mf ic=28v ; szurokondenzator a kimeneten
r0 8 0 30 ; terheles
```

*modositasok:

```
dr1 5 11 dint ; elso tarolasi dioda
cr 11 15 1.6uf ; tarolo kondenzator
dr2 15 16 dint ; masodik tarolasi dioda
m2 16 17 3 3 irf150 ; tarolasi teljesitmenytranzisztor
rg2 17 18 30 ; ellenallas a vezerlo aramkorben
vg2 18 3 pulse(-15v 15v 0.05ms 0.0005ms 0.0005ms 0.05ms
0.1ms) ; taktus generator
dd1 0 15 dint ; elso visszataplalo dioda
dd2 11 12 dint ; masodik visszataplalo dioda
m3 12 13 3 3 irf150 ; visszataplalasi teljesitmenytranzisztor
rg3 13 14 30 ; ellenallas a vezerlo aramkorben
vg3 14 3 pulse(15v -15v 0.05ms 0.0005ms 0.0005ms 0.05ms
0.1ms) ; taktus generator
```

```
.options itl4=40 reitl=0.01
.tran 0.000001ms 1.5ms uic
.probe
.end
```

A dupla, primer és szekunder oldali kommutáció energia visszatáplálással működő áramkör vizsgálata a következő PSpice programmal bonyolítható le:

Program 2 dupla visszatáplálás

*Modosított áramkört vizsgálunk
 *Dupla visszatáplálással rendelkezik az áramkör
 *Sajnos a kimenet és a bemenet nincsenek galvanikusan
 *levalaszttva

.lib dc3eval.lib ; az áramkörtár
 .model dint d ; a dioda model

```
vs 1 0 30v ; bemeneti tapfeszultseg
r1 1 21 0.1 ; tapegyseg belso ellenallasa
dsi 21 2 dint ; bemeneti levalaszto dioda
r11 2 22 0.1 ; transzformator primer belso ellenallasa
l1tr 22 3 0.5mh ; transzformator primer
l2tr 0 6 0.5mh ; transzformator szekunder
ktr 11tr 12tr 0.95 ; kapcsolasi tenyezo
*c3 2 3 0.1uf ; transzformator primer kapacitasa
m1 3 4 0 0 irf150 ; fo teljesitmenytranzisztor
*d3 3 33 dint ; vedo dioda
*r4 3 33 10 ; vedo ellenallas
*c2 33 0 1uf ; vedo kondenzator
r2 4 5 30 ; racs ellenallas
vg 5 0 pulse(15v -15v 0.05ms 0.0005ms 0.0005ms 0.05ms 0.1ms) ;
taktus generator
```

```
rs1 6 66 0.1 ; szekunder belso ellenallasa
dso 66 7 dint ; a kimenetet levalaszto dioda
c 77 0 0.01mf ic=28v ; szuro kondenzator
r3 77 0 30 ; terheles
```

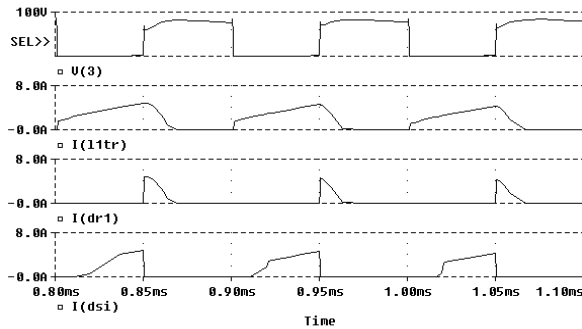
*alkalmazott modositás:

```
dr1 3 34 dint ; levalaszto dioda
m2 34 10 12 12 irf150 ; tarolasi tranzisztor
r10 10 11 30 ; racs ellenallas
vg1 11 12 pulse(-15v 15v 0.05ms 0.0005ms 0.0005ms 0.05ms
0.1ms) ; taktus generator
dd2 0 7 dint ; visszataplalo dioda
dd1 12 25 dint ; visszataplalo dioda
cr 12 7 1uf ; tarolo kondenzator
d 7 77 dint ; szekunder dioda
m3 25 26 2 2 irf150 ; visszataplalasi tranzisztor
r26 26 27 30 ; racs ellenallas
vg2 27 2 pulse(15v -15v 0.05ms 0.0005ms 0.0005ms 0.05ms
0.1ms) ; taktus generator
```

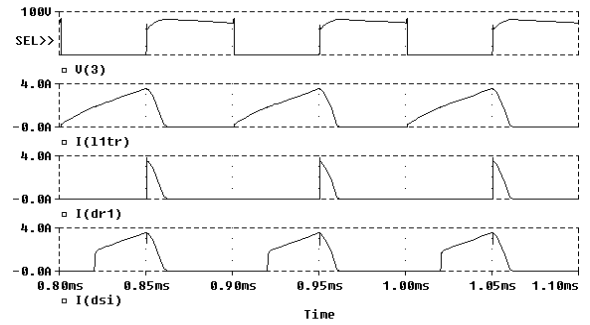
```
.options
.tran 0.000001ms 1.5ms uic
.probe
.end
```

5. Eredmények elemzése

A 3. ábra és a 4. ábra mutatja be a szimulált eredményeket, amelyek alátámasztják a fentiekben bemutatott működési elveket.



3. ábra. Az első áramkör működésére vonatkozó szimuláció eredményei



4. ábra. A dupla visszatáplálással rendelkező áramkör működéséről szimulált eredmények

1. táblázat

Aramkör	P_I	P_O	η	P_p
-	w	w	%	w
Flyback	59.945	18.75	31.28	180
1. áramkör	30.45	25.645	84.22	145
2. áramkör	32.015	26.42	82.52	110

A PROBE program segítségével számoltuk ki a különböző mennyiségeket. A bemenő teljesítmény középértéke a következő képlettel számítható ki:

$$P_I = AVG(V(UD) * I(DSI)) \quad (4)$$

Az (5) képlet a kimeneti teljesítmény középértékét számolja:

$$P_O = AVG(V(RS) * I(RS)) \quad (5)$$

A fentiekben RS a terhelő ellenállás értéke. A hatásfokot a klasszikus, jól ismert képlettel számítottuk ki:

$$\eta = \frac{P_O}{P_I} * 100 \quad (6)$$

A [13], [14] és [15] számú dolgozat bizonyítja laboratóriumi mérések alapján a fenti áramkörök megfelelő működését.

Könyvészet

- 1] REDL, R.: *Achieving Compliance with New Line – Harmonics Regulations*, PCIM'96, Power Conversion and Intelligent Motion Conference, Seminar 5, Nürnberg, Germany, 1996.
- 2] KOLAR, J.W.–ERTL, H.: *Status of the Techniques of Three – Phase PWM Rectifier Systems with Low Effects on the Mains*, PCIM'99, Power Conversion and Intelligent Motion Conference, Seminar 27, Nürnberg, Germany, 1999.
- 3] JITARU, I.D.–IVAȘCU, A.: *High Efficiency Rectification, from State of the Art to Future Trends*, PCIM'99, Power Conversion and Intelligent Motion Conference, Power Conversion Proceedings, pp.233-245, Nürnberg, Germany, 1999.
- 4] ALEXA, D.–GÂTLAN, L.–IONESCU, F.–LAZĂR, A.: *Convertoare de putere cu circuite rezonante*, Editura Tehnica, Bucuresti, 1998.
- 5] REDL, R.–LOVELL, M.: *A Cost-Optimized PFC Solution for the Quasi-Resonant Flyback Power Supply*, PCIM'99, Power Conversion and Intelligent Motion Conference, Power Conversion Proceedings, pp. 371-375, Nürnberg, Germany, 1999.
- 6] BÎRCĂ-GĂLĂȚEANU, S.–IVAȘCU, A.: *Class E Resonant Full-Wave Low dv/dt Rectifier Driven by a Voltage Generator*, PCIM'99, Power Conversion and Intelligent Motion Conference, Power Conversion Proceedings, pp.179-186, Nürnberg, Germany, 1999.
- 7] He, X. & col.: *Snubber Energy Recovery Circuits with Soft-clamping for High Power Inverter Applications*, pp16-21, EPE Journal, Vol.6, no.1, May 1996.
- 8] EDELMOSER, K.H. & col.: *Snubber circuits for Power Switches in Half-Bridge Configuration*, pp.5459, PCIM Magazine, Europe, Power Electronic Systems, ZM Communications, Nürnberg, Germany, No.7/8 1999.
- 9] DE MARCOS, J. & col.: *The economic use of clamps in flyback converters*, The transistor drive circuit is simple to design, pp.46-49, PCIM Europe, Power Electronic Systems, ZM Communications, Nürnberg, Germany, No.7/2000.
- 10] EDELMOSER, K.H. & col.: *Snubber circuits for power switches in IGBT half-bridges*, Efficient switching loss reduction for PT and NPT IGBTs, pp.16-22, PCIM Europe, Power Electronic Systems, ZM Communications, Nürnberg, Germany, No.8/9, 2000.
- 11] MARSCHALCO R.: *Convertoare de CA/CC cu modulare în durată a impulsurilor*, Editura Mediamira, Cluj, România, 1997.
- 12] MARSCHALCO R.–MICU, D.O.: *Convertoare de CA/CC cu modulare în durată a impulsurilor si aplicații*, Editura Mediamira, Cluj, România, 1997.
- 13] MARSCHALCO R.: *Investigations Concerning High Efficiency DC – to – DC Converter Circuits*, PCIM'99, Power Conversion and Intelligent Motion Conference, Power Conversion Proceedings, pp.493 - 497, Nürnberg,, Germany, 1999.

- 14] MARSCHALCO R.: *High Efficiency DC – to – DC Converter Circuits for Inverter-Fed Low Power Servodrives*, ELECTROMOTION'99, 3rd International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems, Vol.II, Paper E-14, pp. 677-681, Patras, Greece, 1999.
- 15] MARSCHALCO R.: *Performances Investigation of High Efficiency DC – to – DC Converter Circuits with Commutation Energy Regeneration*, Acta Electrotehnica Napocensis, Mediamira Science Publisher, Volume 40, Number 1, pp.73-78, Cluj, Romania, 1999.
- 16] SZTOJANOV, I.–PAȘCA, S.: *Analiza asistată de calculator a circuitelor electronice*, Ghid practic PSpice, Editura Teora, Bucuresti, 1996.
- 17] EHLE, A.: *First aid for simulating power circuits*, Addressing SPICE compatible circuit simulators, pp.40-42, PCIM Europe, Power Electronic Systems, ZM Communications, Nürnberg, Germany, No.10/2000.
- 18] PETREUȘ, D.–LUNGU, S.–RUSU, A.: *New Spice Model for a Simple High Power Factor Correction Regulator Based on Boost Converter*, Proceedings of the 5'th International Conference on Optimization of Electric and Electronic Equipment, OPTIM'96, pp.1325 - 1332, Brasov, Romania, 1996.
- 19] BASSO, C.: *MC33363B keeps standby-power below 50mW on universal mains*, MOTOROLA SPS, Toulouse Center, Avenue Eisenhower, BP1029, 31023 TOULOUSE Cedex, France, pp.1-9, France, 1999.
- 20] ***: *Power Semiconductors. Application Notes for Industrial Electronics*, Product Information, 05.97, SIEMENS Aktiengesellschaft, Germany, 1997.
- 21] ***: *National Power ICs Databook*, National Semiconductor, USA, 1995.
- 22] ***: *Semiconductor Components Group*, Motorola, Selector Guide, Analog, Logic and Discretes, SG388/D, Rev. 0, 5/1999.
- 23] ***: *Semiconductor Components Group*, Motorola, Reference Manual and Design Guide, SwitchmodeTM Power Supplies, SMPSRM/D, Rev. 0, 5/1999.

Energiatakarékos villamos gépek és készülékek tervezésének alapjai

Dr. Biró Károly, professzor
Kolozsvári Műszaki Egyetem, Villamosmérnöki Kar
Villamosmérnöki Tanszék

Az energiaárak robbanásszerű növekedése és az energiaszolgáltatási nehézségek miatt az energiatakarékos motorok gyártása mind nagyobb méreteket ölt.

A klasszikus villamos motorok üzemeltetésének egy évi költsége, évi 4000 órás működést feltételezve, az utóbbi 30 év alatt több mint ötszörössére nőtt. Az ipari elektromos energia fogyasztásának több mint 60%-át a villamos gépek használják el. Egyes iparágakban (mint

például a bányászat) ez az arány akár a 90%-ot is elérheti [2]. Emiatt a villamos gépek bármilyen csekély hatékonyságnövelése globálisan számottevő energia megtakarítást eredményezhet.

Egy villamos gép beszerzési ára és üzemeltetése összköltségének aránya, függ a gép teljesítményétől, valamint üzemeltetésének időtartamától (2–4%). A maradék túlnyomó rész az elhasznált elektromos energia ára [1, 3]. Már 1974 óta foglalkoztatja a tervezőket a villamos gépek hatékonyságának növelése. Megszületett az energiatakarékos motor terminológia (ezt az angol szakirodalomban többféleképpen említik, használatos az energy-efficient motors vagy a high-efficiency motors megnevezés is). Az energiatakarékos motorok azonos kimenő teljesítmény mellett kevesebb elektromos energiát használnak el a hálózathoz mint hagyományos társaik. Jobb minőségű termékek, várható élettartamuk nagyobb és emiatt drágábbak is. A jobb minőségű termék eléréséért a tervezés és kivitelezés is nagy figyelmet igényel.

1. Mi a tervezés?

A tervezés mérnöki alapfeladat.

Olyan tevékenység, amelynek eredményeképp ismertté válik a villamos gép vagy készülék gyártásához és felhasználásához szükséges összes adat.

Tervezés közben megválasztják az előregyártott alkotó elemeket, meghatározzák a gép vagy készülék méreteit, üzemi jellemzőit, gyártási technológiáját, és elkészítik a gyártási és felhasználási utasításokat.

A tervezés célja lehet: a gyártó cég műszaki sajátosságainak befolyása a gép vagy készülék üzemi jellemzőire; egy vagy több alkatrész anyagának kicserélése hogyan befolyásolja a gép vagy készülék üzemi jellemzőit és gyártási technológiáját; az új műszaki követelményeknek megfelelő alkatrészek szerkezeti alakjának helyes megválasztása, stb.

A tervezés célja meghatározza a tervezés típusát is. Megkülönböztetünk: *elméleti tervezést*, amikor kiszámítják a gép vagy készülék geometriai méreteit és üzemi jellemzőit, *gyári tervezést*, amikor kiszámítják a gép vagy készülék összes adatát, figyelembe veszik a technológiai lehetőségeket különösen új sorozatok legyártásakor, *tanulmányi tervezést*, abban az esetben, ha megváltozik egy vagy több alkatrész alakja, mérete vagy nagysága.

2. Tervezési adatok

Azok az adatok, amelyek meghatározzák a villamos gépek és készülékek:

- típusát,
- felépítését és méreteit,
- névleges üzemi adatait,
- statikus és dinamikus jellemzőit.

Előírt tervezési adatok. Több csoportba sorolhatók:

1. elsőrendű üzemi adatok, részben fel vannak tüntetve az adattáblán,

– a *géptípus*: szükséges a: *megnevezés, áramnem*–egyenáram, váltóáram, *rendeltetés*–motor, generátor, az aktív részek alakjának és szerepének rögzítése. Példák: háromfázisú olajtranszformátor, háromfázisú aszinkron vontatómotor, állandó mágneses szinkron reluktancia motor, kétfázisú aszinkron lineáris motor, körmöspólusú szinkron autó generátor.

– a *felépítés* tartalmazza azokat az adatokat, amelyek meghatározzák a belső felépítést, forgórész alakját és szerepét, kapcsolási vázlatot, építési alakot, szerelési méreteket.

Az építési alakot a géptípus építési alakja, a tengelyhelyzet, és a szerelési adatok – egyéb szerkezethez való csatlakozás – határozzák meg. Szabványok rögzítik az építési alakokat. Jelölés IP □□□□.

Lehetnek: Vízszintes tengelyű gépek:– csapágypajzsos, talpas,

- csapágypajzsos peremes
- csapágy bakos, alaplemezes
- különleges rögzítésű, marokcsapágyas.

Függőleges tengelyű gépek: – csapágypajzsos, talpas

- csapágypajzsos peremes
- függesztett típus
- ernyős típus.

– az *üzemi adatok* tartalmazzák a gép vagy készülék táplálására, szabályozására vonatkozó adatokat valamint a villamos és mechanikai mennyiségek névleges értékeit. Ezek: kapocsfeszültségek, pólusszám, frekvencia, frekvencia tartomány, fázisszám, elmozdulás, teljesítmény, pontosság, terhelőáramok, terhelőnyomaték, fordulatszám, stb.

– a *terhelési mód* rögzíti a terhelés nagyságát és időtartalmát. Megkülönböztetnek:

- *állandó üzem*, az állandó terheléssel működő gép eléri a megengedett hőmérsékletet,
- *rövid ideig tartó üzem*, rövid bekapcsolási idő alatt a gép eléri a megengedett hőmérsékletet,

- *szakaszos üzem*, a gép hőmérséklete ki és bekapcsolás alatt változik a megengedett hőmérséklet és annál kisebb érték között,
- *állandó üzem szakaszos terheléssel*, a gép állandóan be van kapcsolva, a terhelés változik és vele a hőmérséklet is,
- *állandó üzem periodikus fordulatszám és terhelés változtatással*, a gép állandóan be van kapcsolva, a terhelés és fordulatszám változik és vele a hőmérséklet is.
- a *hőállósági osztály*, a szigetelő anyagok megengedett üzemi hőmérséklete (határ-hőmérséklet) határozza meg.

Hőállósági osztály	Y	A	E	B	F	H	C
Határhőmérséklet [$^{\circ}\text{C}$]	90	105	120	130	155	180	> 180

A gépek méretei fordítottan arányosak a megengedett túlmelegedéssel.

– a *védettségi fokozat*, a környezet, a személyzet és a villamos gép védelmét biztosító védelem szabványosított besorolása. A villamos gép védelmi fokozatait IP □□-val jelölik. Az első számjegy az idegen testek és por elleni védelmet jelöli 0–6 csoportot különböztetünk meg. A második számjegy a víz behatolása elleni védelmet jelöli, 0–8 csoportba sorolható. A védettségi fokozatok a hűtési rendszert, az építési alakot is befolyásolják. Példák: IP 00 – nyitott levegőhűtésű védelem. IP 45 – zárt, 1 mm nagyságú por és bármilyen irányú vízszög ellen védett. IP 68 – por és vízbehatolás ellen védett, vízben működik.

– a *hűtési rendszer és mód*. Villamos gépek hűtését több módon lehet biztosítani. A villamos gép veszteségei különböző szerkezeti elemekben jelennek meg. A hőveszteségeket *közvetlenül* vagy egy közbenső elemen *közvetetten* a hűtőközeg veszi át. A hűtőközeg lehet *gáznemű* (levegő, hidrogén) vagy *csepfolyós* (olaj, víz) de lehet szilárd is. A hűtőközeg mozgása lehet természetes és kényszerített. Az utóbbi esetben a mozgást a gép hozza létre – *sajáthűtés*. Ha erre a célra külön gép szolgál, *külsőhűtésről* beszélünk. A hűtőközeg mozgása történhet *zárt* vagy *nyitott rendszerben*.

Ha a levegő hűtőközeg és a rendszer nyitott – *nyitott szellőző rendszer* – a levegő behatolása a gépbe lehet *egyoldalú* és *kétoldalú*.

2. másodrendű üzemi adatok, amelyek nincsenek feltüntetve az adattáblán,

– az *energetikai jellemzők* azok az adatok, amelyek fontosak, de nincsenek feltüntetve az adattáblán. Általában a katalógusok tartalmazzák ezeket az adatokat: – hatásfok, – üresjárási áram, – teljesítménytényező, – vas veszteségek, – tekercs veszteségek, – rövidzárási feszültség, – legkisebb nyomaték, – legnagyobb nyomaték, stb,

– a *dinamikus jellemzők* a gép tranzienst viselkedésének főbb adatai. A legjelentősebbek: – tehetetlenségi nyomaték, – felfutási idő, – indító nyomaték, – bekapcsolási frekvencia, – legnagyobb sebesség, – megengedett gyorsulás, – rövidzárási áram, – rövidzárlati áram maximális értéke, – fékezési idő.

– a *zaj és rezgés jellemzők*

– a *környezeti tényezők* a motor működését és felépítését nagyban befolyásolják. A legjelentősebbek:

- környezeti közeg – normál, korrozív, gyúlékony, robbanó, meghatározzák a védettségi fokozatot,
- klíma (éghajlat) – trópusi száraz, trópusi nedves, sarki, meghatározza a környezeti hőmérséklet értékét
- tengerszint feletti magasság – 1000 m alatt vagy fölött befolyásolja határhőmérséklet értékét.

3. követelmények és korlátozások a gyártás és felhasználás folyamán,
- szabványok – üzemi adatokra, felépítésre, vizsgálatra, környezeti szennyezésre;
 - gyártási előírások – anyagokra, méretekre, technológiákra;
 - korlátozások:– geometriai méretekre;
 - anyagok igénybevételére;
 - gyártási folyamatokra;
 - bármilyen paraméterre.

3. Energiatakarékos motorok tervezése

Két főbb típust különböztetünk meg: általános felhasználású motorok és konverterről táplált motorok. Mindkét típus különleges tervezést és kivitelezést igényel mivel az energetikai jellemzőik jobbak, jobb minőségű anyagokat használnak. A lemezek jó minőségű anyagból készülnek, 0,5 - 0,3 mm vastagságúak. A motorházat – ha lehet – elhagyják.

A veszteségek lecsökkentése érdekében kisebb az áramsűrűség a tekercsekben, a tekercs menetszámok kisebbek, a légrést lecsökkentik a lehető legkisebb értékre, a hűtőcsatornák méretezése jobb.

A konverterről táplált motorok esetében az áramok és feszültségek nem szinuszosak és ezért megnőnek a tekercsveszteségek és a vasveszteségek a forgórészben viszont nincs áramkiszorítás a forgórészben. A mágneses áramkörök mindig lemezeltek. Nem fontosak az indításra jellemző dinamikus paraméterek, ezért a forgórészt jobb paraméterekre lehet tervezni.

Könyvészet

- 1] ANDREAS, J.C.: *Energy-efficient electric motors. Selection and application*, Marcel Dekker Inc., New York, 1992.
- 2] BARTOS, F.J.: *Energy-efficient motors may now get respect*, Control Engineering online extra, <http://www.controleng.com/archives/2001/ctl0501.01/010502extra.htm>.
- 3] BARTOS, F.J.: *Efficient motors can ease energy crunch*, Control Engineering, May 2001, pp. 63-70.
- 4] ***: *Buying an energy-efficient electric motor*, Fact sheet, Motor Challenge Program of the U.S. Department of Energy, 2000.

- 5] CHANDLER, P.L.–PATTERSON, D.J.: *Counting the losses in very high efficiency machine design – Contemporary Computer Simulation Techniques and Results Encountered in Very High Efficiency Electric Machine Design for Renewable Energy Application*, World Renewable Energy Congress, Perth, Australia, 1999.
- 6] WEIDNER, G.: *Motor efficiency standards create new challenges*, Plant Engineering, May 1998.
- 7] JONES, T.: *CEE and NEMA align on premium motor specifications*, News Release, Consortium for Energy Efficiency, Inc., June 20, 2001.
- 8] SCHEIHING, P.E.: *US Department of Energy's Motor Challenge Program: a national strategy for energy efficient industrial motor-driven systems*, Office of Industrial Technologies, Washington, 2001.
- 9] KUPPER, J.F.–JONES, T.: *Industry powerhouses respond to nation's energy crises with Motor Decisions Matter Campaign*, News Release, Consortium for Energy Efficiency, Inc., June 25, 2001.
- 10] ***: *Energy-efficient motors*, Technical Brief, WSUEEP98012, Rev. 01/98, Washington State University Cooperative Extension Energy Program, 1998.
- 11] ***: *Instrucțiune privind tariful energiei electrice la consumatori*, OU-I.203 belső szabályzat, S.C. Electrica S.A., 1999.
- 12] Monitorul Oficial al României, Partea I., nr. 364/6.VII.2001.
- 13] ***: *Determining electric motor load and efficiency*, Fact sheet, Motor Challenge Program of the U.S. Department of Energy, 2000.
- 14] ***: *Replacing an oversized and underloaded electric motor*, Fact sheet, Motor Challenge Program of the U.S. Department of Energy, 2000.
- 15] LELKES, A.–BERTOLINI, TH.: *Energy saving motor to substitute induction motor*, AMD&C Magazine, nr. 5/2000, pp. 24-27.
- 16] ***: *Reducing power factor cost*, Fact sheet, Motor Challenge Program of the U.S. Department of Energy, 2000.
- 17] BIRÓ Károly Ágoston–BARTOS Frank J.–SZABÓ Loránd: *Energiatakarékos villamos gépek*, ENELKO 2001, Kolozsvár, Okt. 4-5.

Descrierea CIP a Bibliotecii Naționale a Românei

Terminológia: Magyar nyelvű szakelőadások a 2001-2002-es

tanévben: Villamosmérnöki kar – Kolozsvár

[Cluj-Napoca]:

Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaság, 2002

p. ; cm.

ISBN 973-85809-5-1

621.3

Erdélyi Magyar Műszaki Tudományos Társaság - EMT
Kolozsvár, 1989. December 21. Sugárút (Magyar u.) 116. Szám

Postacím: 3400 Cluj, C.P. 1-140, România

Tel./fax: 0264-190825; 194042; 0744-783237

E-mail: emt@emt.ro

Honlap: <http://www.emt.ro>

ISBN 973-85809-5-1