

TMMOB 1

^

K MÜHENDİSLERİ ODASI

~ plajiffil

**Elektrik - Elektronik  
Bilgisayar Mühendisliği  
8. Ulusal Kongresi  
6 -12 Eylül 1999**

**Gaziantep**



TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası  
Gaziantep Şubesi

Gaziantep Üniversitesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

25. YIL

TÜBİTAK

Yayımlayanlar:

Gaziantep ÜstvertesJ  
Möhendtetik Fakültesi

**Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü**  
27310 / **GAZIANTEP**

Elektrik Mühendisleri Oda»  
Gaziantep Şubesi

**TÜBİTAK**

**ISBN 975 - 7375 - 20 > 9 (Tj<) - 21 • - 7 (1C)**

Yayın Hakkı © İİÖ, Gaziantep Üniversitesi, EMÖ, TÜBİTAK

Her hakkı mahfuzdur. Bu yayının hiç bir kısmı yayımcılardan Gaziantep Üniversitesi Mühendislik Fakültesi  
Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü, Elektrik Mühendisleri Odası Gaziantep Şubesi ve TÜBİTAK'ın  
yazılı izni alınmadan çoğaltdamaz ve hiç bir biçimde bir erişim sisteminde saklanamaz.

1. Basım : Eylül 1999

Uğur Ofset tarafından basılmıştır.

Telefax : (0 342) 220 34 02

GAZIANTEP

## ÖNSÖZ

TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası, Gaziantep Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü ve TÜBİTAK'ın işbirliği ile düzenlenen Elektrik-Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 8. Ulusal Kongresini bu yıl, ilk defa Güneydoğu Anadolu Bölgesinde; Gaziantep'te yapmaktan gurur ve mutluluk duyuyoruz. Kongre; 6-10 Eylül 1999 tarihleri arasında Gaziantep Büyükşehir Belediyesinin Belediye Sarayı'nda tarafımıza tahsis ettiği salonlarda 4 eş zamanlı oturum halinde gerçekleştirilecektir.

Kongreye gösterilen yoğun ilginin sonucu çok sayıda bildiri gönderilmesine karşın teknik programda yeterli sayıda zaman aralığı bulunmaması nedeniyle, hakemlerden gelen değerlendirmelerin ışığında, programa toplam 212 bildiri alınabilmektedir. Her ne kadar ön duyurumuzda kongrede sunumları kabul edilmiş ancak katılım ücreti ödenmemiş bildirimlerin Kongre Kitabında yer almayacağını belirtmiş idiysek de Yürütme Kurulumuz bilimsel hedeflere öncelik tanıyarak, kongrede tartışılmayacak olsalar bile, kabul edilen tüm bildirimlerin Kongre Kitabında yer almasını uygun bulmuştur. Kabul edilen bu 212 bildiri 2 cilt halinde sizlere sunulmaktadır. Kongrede tartışılacak, ilginizi çekeceğine inandığımız, bu bildirimleri doyurucu nitelikte bulacağınıza eminiz.

Kongre sırasında geniş bir katılımcı kitlesinin ilgisini çekeceğini umduğumuz iki konuda panel düzenlenmiş ve kongre içersinde çağrılı bildirimlere de yer verilmiştir. Ayrıca kongre salonlarının hemen yakınında, 2000m<sup>2</sup> kapalı alanda düzenlenen ve sektördeki firmaların katıldığı "ElektroBil'99" Fuarının da kongremize ayrı bir renk katacağı inancını taşıyoruz.

Kongremizin sponsor kuruluşlarına, FlektroBil99 Fuarı'na katılarak kongremizi destekleyen özel ve kamu kuruluşlarının yetkililerine, panelistlere, kongreye çağrılı bildiri ile katılan değerli bilim adamlarımıza destek ve katkılarından dolayı teşekkür etmeyi borç biliyoruz

Kongreler, yapılan bilimsel çalışmaların ve üretilen teknolojik yeniliklerin daha geniş bilimsel kitlelerin hizmetine sunulduğu, tartışıldığı ve karşılıklı bilgi alışverişi yapıldığı ortamlardır. Bu yönüyle anılarınızda özel bir yer almasını dilediğimiz 8. Ulusal Kongre'nin, siz katılımcılar için başarılı ve doyurucu olmasını; ayrıca ülkemizin bilimsel ve teknolojik ilerlemesine yön vererek ve ivme kazandırarak amacına ulaşmasını diliyor, Yürütme Kurulumuz adına hepimize saygılarımızı sunuyorum.

Tuncay Ege  
Yürütme Kurulu Başkanı

# Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği

## 8.Uhısal Kongresi

### (6-12 Eylül 1999)

#### Kongre Yürütme Kurulu

Tuncay EGE  
Muhammet KOKSAL  
M. Sadettin ÖZYAZICI  
Hamit SERBEST  
Eyüp AKPINAR  
Cemil ARIKAN  
ArifNACAROĞLU  
Gülay TOHUMOĞLU  
Savaş UÇKUN  
M. Hacim KAMOY  
Serdar BOZKURT  
H. Ali YİĞİT  
M. Sıtkı ÇİĞDEM  
Erol KARABAY  
Doğan EYİKOÇAK  
Mustafa KURT  
Alaadin COŞKUN

Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.  
İnönü Üniversitesi EE Müh. Böl.  
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.  
Çukurova Üniversitesi EE Müh. Böl.  
Dokuz Eylül Üniversitesi EE Müh. Böl.  
TÜBİTAK  
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.  
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.  
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.  
ASELSAN A.Ş. Genel Müdürü  
SİMKO A.Ş.  
E.M.O. Yönetim Kurulu Başkanı  
E.M.O. Yönetim Kurulu Yazman Üyesi  
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kur. Bşk.  
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kurulu Bşk. Yrd.  
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kurulu Yazman Üyesi  
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kurulu Üyesi

#### Konular

- \* Bilgisayar Ağları ve Donanımı
- \* Devreler ve Sistemler
- \* Elektrik Makinaları
- \* Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga tekniği
- \* Elektronik
- \* Enerji Üretim, İletim ve Dağıtım
- \* Güç Eletronik
- \* Haberleşme Tekniği
- \* Mekatronik ve Robotbilim

- \* Optoelektronik
- \* Otomatik Kontrol
- \* Örüntü Tanıma, Sinyal İşleme, Görüntü Kodlama
- \* Tıp Elektronik
- \* Tapay Sinir Ağları, Bulanık Mantık
- \* Yüksek Gelirim Tekniği
- \* Ölçme Tekniği
- \* Mühendislik Eğitimi

## ASL N KRON MOTORLARDA STATOR SARGI YAPISINDAKİ DEĞİŞİKLİĞİN GÜÇ KATSAYISINA ETKİSİ

Yıld. Doç. Dr. Fevzi KENTLİ Marmara Ün. Teknik Eğt. Fak. FJk. Eğt. Böl. Göztepe/İST.  
Yrcl. Doç. Dr. İsmail TEMİZ Marmara Ün. Teknik Eğt. Fak. Elk. Eğt. Böl. Göztepe/İST.

### ABSTRACT:

*At the mm <>f u nnv ccutory ılır ilevelopmenti of the clcetricid mat hiuery iuhistr\ is. iti aeeordanec »illi the advaneing developing tcchnology, eontinuing at u great sped. The sıjuirrel-cage indnction motors that arc easy to produC. (luable, economic, \ow maintcuane and reliahle me preferred in most of electrical molars uscd in rceently designed industrial equmnt. Moreover. it is possihle to coniril thcir spccil by frequcncy odjustmcnt usiug llc eleetronie Icchnology. The stator »indings of the indnction motors that have a wide range of opplication arca s in industrv a re produccd in various t\pcs depending on produccr eompany. These \inding types t'ffect the po\ver fueloi of motor. Also the po»er effects the efficiencv of motor loo. As kno»n, it is necessary to compansate the renlivc po\ver at hadpower factor.*

*In this study three industrial type indnction motors »ithout stator winding that hare same propertics (with samu' stator and rotor onstruction) have been svound »itli different stator »indings preseni invcstigaliou, the experimantal woik has been emphasized. the subject three motors \|ete t un timler no-load, load and short-circuit eonditions. Under these eonditions. the stator eurrent and power faetor as opciation parrimelers of induetion motor hare becit e\peiiunlall\ determined. Then the lleoretieal explanalit<ns have been made usiug these cyperiuentally values and n t\pc ctjuivalent eiretil of indin ti<m motor. In the li;hi of the eyprimental results the optimum winding type has been fouud out.*

*linalh, the differenees of the optimum stator windiug type accordini; to other winding t\pcs have heen cvpresscd and the ehoiec of the stator \inding type »itli regard to the applieatiını has been emphasized.*

### 1. GİRİŞ:

G0nUniu7.de gelişen teknolojiye paralel olarak üretim ve verimlilik artışı, çalışma zamanının kısaltılması ve çalışma koşullarının iyileştirilmesi elektrik motorlarının sanayide kullanımını artırmıştır. Flektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren hir elektrik makinası olan üç fazlı ascnkron motorlar bilezikli, kafesli veya blok rotorlu gibi adları stator yapılarından değil, rotorlarının yapım biçiminden almaktadırlar. Bu üç çeşit ascnkron motordan kafesli cinsinin kullanım alanı diğer cinslerinden daha fazladır. Sanayide kullanılan elektrik motorlarının yaklaşık "i^O"ının kiifc^li ascnkron motorlar olduğu tahmin edilmektedir.

Bilindiği gibi küçük ve orta güçteki bu motorların rotorları pres döküm esasına göre üretilirler. Sanayi tipi bu motorun devir hızı kendine bağlı olan iş makinasının artan moment ihtiyacı ile fazla değişmez. Bu nedenle kafesli ascnkron motorlar devir hızı yaklaşık sabit kalan iş makinalarının tahrikinde kullanılırlar. İşletme güvenliğinin ve dayanıklılığının yüksek olması, üretimlerinin basit teknolojiye dayanması ve sık sık bakıma ihtiyaç duymamaları kafesli ascnkron motorların tercih edilme nedenleri olmuştur. Bu motorların olumsuz yönü ise kalkış momentlerinin nisbeten düşük ve kalkış akımlarının büyük olmasıdır.

Ascnkron motorların imalat tipine bağlı olarak statorunda bir,iki,üç veya daha çok fazlı sargılar yer almaktadır. Bu sargılar bir tabakalı, iki tabakalı, kesirli ve seri sargı olarak yapılabilmektedir. Ascnkron motorlarda verim, güç katsayısı, aşırı yüklenebilme, yol alma. ısınma, magnetik gürültü, akımın genliği ve biçimi, hava aralığındaki m.m.k. dalga şekli stator ve rotor sargı yapısına bağlı olarak değişmektedir. Stator sargı yapısının değişmesi motorun parametrelerini değiştirdiğinden çalışma büyüklüklerini de değiştirmektedir.

Sanayide çok geniş kullanım alanına sahip ascnkron motorların stator sargıları üretici firmalara bağlı olarak çeşitli tiplerde yapılmaktadır. Bu sargı tipleri motorun güç katsayısını etkilemektedir. Güç katsayısı da motorun verimini etkilemektedir. Bilindiği gibi kötü bir güç katsayısı, renktif gücün kompanze edilmesi zorunluluğunu ortaya çıkarmaktadır.

### 2. ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTORLARDA STATOR SARGILARI:

Ascnkron motorlarda üç fazlı stator sargısı, aralarında stator içinde uzayda elektriksel olarak 120° faz farkı olan birbirine eşit üç adet bir fazlı sargılardan oluşur. Sargılar stator çevresindeki oluklara simetrik bir şekilde dağıtılmışlardır. Sargılar ya sarım makinastnda, ya da özel kalıplarda elle sarılırlar. Bu sargılar stator çevresine simetrik bir şekilde dağıldıklarından bobinin bir yanı N kutbu altında ise, diğer yanı S kutbu altında olur[1],[2]. 2p adet kutup X adet stator oluğuna dağıtacaksa, kutup başına oluk sayısı  $Y_x = X/2p$  ve m adet faz için faz başına oluk sayısı  $q = X/m$ , faz ve kutup başına oluk sayısı ise  $c = X/2p.m$  olur. Bir sarımda birbirini izleyen oluklar arasındaki elektriki açı  $\alpha_k = 360.p/X$  olup K adet bobin sayısında faz ve kutup başına bobin yanı sayısı  $b = 2K/2p.r$

dir. İ"ç fazlı asenkron motor sarımı yapılmadan önce her fazın kutup İtasına ve faz başına oluk sayısı belirlenir. Gerek bir, gerekse iki tabakalı sargılar için geçerli olan yukarıdaki bağıntılar kullanılarak sarma işlemi gerçekleştirilir. İler faz sargısının bobinleri istenilen kutup sayısını sağlayacak şekilde birbiriyle seri bağlanırlar. Sonuçla, her sargının bir giriş ve bir çıkış ucu olmak üzere iki uç dışarıya çıkarılır ve bu uçlar statora uygulanan gerilime başlı olarak yıldız veya üçgen bağlanırlar.[ 3]

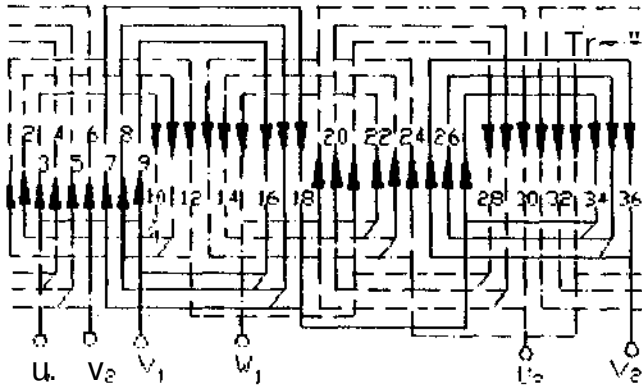
## 2.1. Deney motorlarında kullanılan stator sargılan ve motorların yapısı:

### 2.1.1. Motorların yapısı:

Bu çalışmada sanayide kullanım amacına yönelik olarak imal edilmiş birbirinin aynı 3 adet AGM 90S4 tipi akım yığılmasız normal kafesli asenkron motor kullanılmıştır. Stator yarı kapalı ve yamuk biçimli 36 oluğu içermektedir. Deneylerde kullanılan asenkron motorların stator sargıları birbirinden farklı olup hepsinde aynı rotor kullanılmıştır. Çalışmada kullanılan AGM 90S4 tipi motorun etiket değerleri 1.1 kW . 380V Yıldız; 2, 75 A; Cos<p= 0,81 ; 50 Uz": 3 faz :1380 rpm: 7.6 Nın ; \J !,= 4,3 ; M<sub>a</sub> /M<sub>n</sub>= 2.1 ; M<sub>k</sub> / M<sub>n</sub>= 2.3 (a:yol alma. k: devrilme. ıvnominal) düi|4|.

### 2.1.2. Kullanılan stator sargıları:

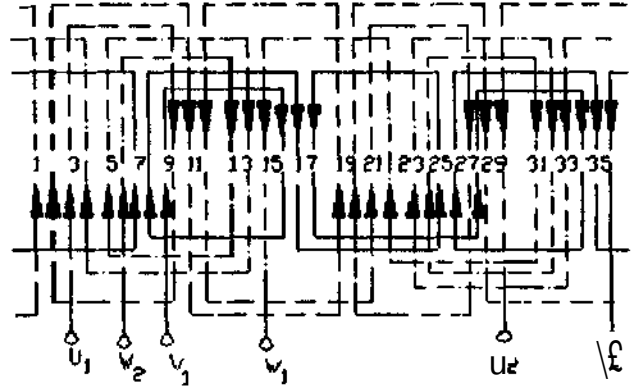
Çalışmada her deney motoru için değişik tip sargı kullanılmışın: Bu sargı tipleri ; 1. motorda bir tabakalı iki katlı farklı genişlikteki bobinlerden oluşmuş sargı(Şek.1), 2. motorda bir tabakalı üç katlı farklı genişlikteki bobinlerden oluşmuş sargı(Şek.2) ve 3. motorda iki tabakalı farklı ak mı 11 satır›ıdır(Şek.3)



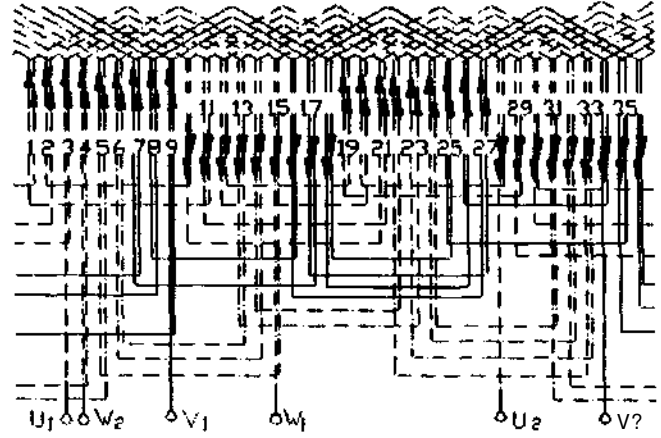
Şek. 1. Bir tabakalı İki Katlı Farklı Genişlikteki Bobinlerden Oluşmuş Sargı ( 1. Motor )

Bir tabakalı sargılarda her olukta bir bobin yanı,iki tabakalı sargılarda ise iki bobin yanı bulunur. Gerek bir tabakalı sargılarda, gerekse iki tabakalı sargılarda bobinler aynı genişlikte(adımda) yapılabileceği gibi farklı genişlikte de yapılabilir. Böylece cephe(bobin başı) bağlantıları bir tabakalı sargıda birbirinden farklı olup, cephe bağlantılarına göre bir katlı, iki katlı ve üç katlı sargılar olarak adlandırılırlar. İki tabakalı sargılarda ise bobin başları daima bir katlıdır[2]. Şek. 1'deki sargıda her faz sargısı farklı adımlı üçer bobinli iki bobin grubundan oluşmuştur.

Böylece her faz sargısı aynı sayıda uzun ve kısa adımlı bobinlerden oluşmaktadır. Bobin grubundan biri 1. katta, diğeri ise 2. kattadır. Her faz sargısı için bu kurala uyulmuştur. Böylece 1.katta 3, 2.katta 3 olmak üzere her faz sargısı toplam 6 bobinden oluşmuştur. Her faz sargısının omik direnci ve kaçak akı reaktanslarının



Şek.2. Bir Tabakalı Üç Katlı Farklı Genişlikteki Bobinlerden Oluşmuş Sargı ( 2. Motor )



Şek.3 İki Tabakalı Farklı Adımlı Sargı ( 3. Motor )

birbirine eşit olması için faz sargısında bobinler kendi içinde birbiriyle simetrik olarak bağlanmış ve yerleştirilmişlerdir. Şek. 2'deki 3 katlı sargıda ise her faz sargısı bir katta yer almaktadır. Bu durum her faz sargısının birbiriyle olan simetrliliğini bozmakta ve fazların omik direnç ve kaçak akı reaktansı değerlerinde az da olsa farklılık oluşturmaktadır.

Bu sargıda (Şekil 3'deki) sargıların yalıtımı iki katlı sargıya göre daha iyidir[5]. İki tabakalı sargıda bobin sayısı bir tabakalı sargının iki katıdır. Ancak her faza ait sarım sayısı bir tabakalı sargının sarım sayısına eşittir, tki tabakalı sargıların önemli bir faydası bobinlerin simetrik yapılabilmesi ve kırıleme yapılarak bazı harmoniklerin yok edilebilmesidir[6].

Şek. 3'deki sargıda yer alan üçlü bobinlerden herbirinin adımı birbirinden farklıdır. 1. bobinin iki ucu arasındaki elektrik açı 220°. 2. bobinin 180°, içteki 3. bobinin ki ise 140°dir. Şek. 3'deki iki tabakalı farklı adımlı sargıda fazJa

simetrik olduğundan her faz sargısının omik direnci ve kaçak akı reaktansı birbirine eşittir.

### 3.DENEYSEL ÇALIŞMA VE DEĞİŞEN BÜYÜKLÜKLERİN TEORİK OLARAK İNCELENMESİ

#### 3.1. Hoşla, yükte ve kısa devrede çalışmada stator akımı ve güç katsayısı ölçümleri

Deneysel çalışmada her üç deney motoru da boşta, yükte ve kısa devrede çalıştırılarak stator akımının genliği ve güç katsayısı değerleri kaydedilmiştir. Her üç deney motorunda da faz başına sarım sayısı başka bir deyişle her faza ait iletken sayısı aynı olduğundan stator sargı tipinin stator akımının genliğini ve açısını (güç katsayısını) nasıl etkilediği araştırılmıştır. Deneyde her üç motor için de aynı çalışma şartlarını oluşturmak amacıyla çıkış gerilimi düzgün bir sinüs formunda olan ve uyartım gerilimi ile tahrik makinastının (d.a.mak.'nın) gerilimi servo regülatörden sağlanan ve etiket değeri 5 kVa: Cos(p=0.8; 380 V yıldız: 7.6 A; 1500 ipin. 3 faz olan simetrik fazlı bir senkron enerjilerden sağlanmıştır.

Tablo:1'de stator sargıları 4 Şek. 1,Şek.2 ve Şek.3'deki gibi birbirinden farklı sarılmış 3 adet asenkron motorun boşta, yükte ve kısa devrede çalışmada (faz başına) stator akımının genliği ve güç katsayısı değerleri verilmiştir. Tablo2'de ise aynı motorların rotoru statordan ayrılmış durumda iken alternatif akımda ampermetre-voltmetre yöntemi ve doğru akımda ampermetre voltmetre yöntemi ile ölçülen stator ve rotor parametreleri verilmiştir.

Tablo: 1 Stator sargıları birbirinden farklı 3 adet asenkron motorun boşta, yükte ve kısa devrede çalışmada (faz başına) stator akımının genliği ve güç katsayısı değerleri

Konum		Boşta	Yükte (7.5 Nm)	Kısa devrede
I <sub>1</sub> (A)	1. motor	1.38	2.80	2.72
	2. motor	1.60	2.84	2.87
	3. motor	1.48	2.81	2.95
Cosφ	1. motor	0.1678	0.9123	0.8087
	2. motor	0.1488	0.8882	0.7980
	3. motor	0.1436	0.9031	0.5369
U <sub>1</sub> (V)		220	220	70

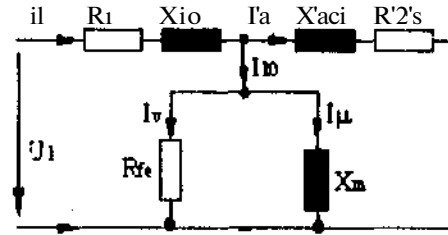
Tablo:2 farklı stator sargılı deney motorlarının (faz başına) stator ve rotor parametreleri. (R<sub>f</sub> Stator sargısı omik etkin direnci. X<sub>1σ</sub>, Stator sargısı kaçak akı reaktansı. R'<sub>2</sub>=Stator dönüştürülmüş rotor sargısı omik etkin direnci. X'<sub>2σ</sub>=Stator dönüştürülmüş rotor sargısı kaçak akı reaktansı)

Motor No	R <sub>1</sub> (i2)	X <sub>1σ</sub> (i2)	R' <sub>2</sub> (i2)	X' <sub>2σ</sub> (i2)
1	10.47	9.107	8.818	15.04
2	9.24	8.242	8.818	15.04
3	10.23	8.054	8.818	15.04

Her iki yöntemle de bulunan sonuçlar aynı olup doğru akımda ampermetre-voltmetre yönteminde k<sub>1</sub> alınmıştır.

k dönüştürme oranının bulunmasında "sirain gage" kullanılmıştır.

3.2. Değişen büyüklüklerin teorik olarak incelenmesi Teorik incelemeye esas olan tam eşdeğer devre Şek.4'de görülmektedir. Bilindiği gibi asenkron motorda her faz için



Şek.4. Deneysel kullanılan asenkron motorların tam eşdeğer devresi

$$I_1 \angle -\varphi = U_1 \angle 0^\circ / Z_1 \angle \varphi \quad (D)$$

$$Z_1 = R_1 + jX_{1\sigma} \quad (2)$$

$$\cos \varphi = X_{1\sigma} / R_1 \quad (3)$$

$$Z_2 = Z_1 + Z_2' / Z_p \quad (4)$$

$$Z_1 = R_1 + jX_{1\sigma} \quad (5)$$

$$Z_2' = (R_2' / s) + jX_{2\sigma}' \quad (6)$$

$$Z_p = R_{fe} + jX_m \quad (7)$$

$$\text{olup } R_{fe} \cdot X_m / (R_{fe} + X_m^2) = ! \quad (8)$$

$$(R_2' J \cdot X_m / s) - X_{2\sigma}' J \cdot R_{fe} = a \quad (9)$$

$$(R_2' / s) + I \cdot X_m = b \quad (10)$$

$$\{R_2' J \cdot R_{fe} / s\} + X_{2\sigma}' J \cdot X_m = c \quad (11)$$

$$X_{2\sigma}' + I \cdot R_{fe} = d \quad (12)$$

dersek;

$$e = \frac{a}{d} + (a \cdot b + c \cdot d) / (b^2 + d^2) \quad (13)$$

$$f = \frac{X_{1\sigma}}{R_1} + \{c \cdot J \cdot b - u \cdot i\} / (b^2 + d^2) \quad (14)$$

$$Z_1 = e + j \cdot f \quad (15)$$

$$(16)$$

olur.

Tablo:1'deki değerler incelendiğinde her 3 motor da boşta aynı devir hızı ile döndüğü halde en düşük akımı 1. motor, en yüksek akımı ise 2. motor çekmektedir. Bu da gösteriyor ki, en yüksek Z, 1. motorun, en düşük Z, ise 2. motorun empedansdır. Güç katsayılarına bakıldığında ise; en yüksek Cosφ değeri 1. motorun, daha sonra 2. motorun, daha da sonra 3. motorun değeridir. Bu da gösteriyor ki, (16) bağıntısına göre 1. motorun f/e oranı 2. motordan, 2. motorun f/e oranı da 3. motordan daha küçüktür.

Yükle ise yine İter 3 motor da aynı devir hızı ile döndüğü; halele cı düşük akımı I. motor, en yüksek akımı ise 2. motor çekmektedir. Bu özellik boşta çalışma ile aynıdır.

Ancak üç katsayılarına bakıldığında, boşta çalışmaya göre V motor ile 2. motor yer değiştirmekte ve en yüksek Coscp değeri \ine I. motorun iken daha sonra 3. motorun, daha da sonra 2. motorun değeri gelmektedir. Bu da gösteriyor ki, (16) bağıntısına göre 3. motorun f/e oranı 2. motorun f/e oranından daha küçüktür. I. motorun Pe oranı ise yine her iki molmdan da küçüktür.

Kısa devrede çalışmada ise. yine her 3 motorda da s~1 olup en düşük akımı \ine I. motor çekerken, en yüksek akımı 2. motor değil. 3. motor çekmektedir. Bu ise kısa devre anında 7.,>7.,\ olduğunu göstermektedir. Güç katsayısı bakımından ise. sualama boşta çalışmada olduğu gibidir.

#### 4. SONU\`:

Asenkron nioloihırda motorun konstüksi)on yapısı ve rotoru ayın kalmasına rağmen stator sargı tipinin değişmesi slalor akımının genliğini ve açısını etkilemektedir. Ciltç katsayısının değişimi de makinanın verimini değiştirmektedir. Bilindiği gibi aynı zamanda kötü bir güç katsayısı. reaksiil 'gücün kompanze edilmesi zorunluluğunu ortaya çıkarmaktadır. Deneysel çalışmanın ortaya koyduğu verileic çöre gerek boşla, gerek \iikte ve gerekse kısa devrede çalışmada en az akım çeken ve güç katsayısı en yüksek olan I. motordur. Yani stator sargısı bir tabakalı iki katlı faikli genişlikteki bobinlerden oluşmuş sargıya sahip asenkron motordur.

#### 5. KAYNAKÇA:

11 |Sanoşlu.K../r/<Aş//A- Makinaların Tecmilleri i-III (lv7i'wr>/ı Makiualar),Matbaa Teknisyenleri Koll.Şti.. İstanbul 107"

12 |Hoilevr;'-ı Mvn:İnalan.F.../r/cA'7/7£ Makinahımn Sayılan iv Bunların Yapılması.\.l.}. Matbaası. Cümüşsuyı- 1077

13 |Slemon.('.1.R..Stranglcn. A..E/crfnV A/<7f/ı/ır.v.Addison- \\cslev Publishing Company.Sydney-1982

|-l|(İanıak..^ fazlı Tamı Kapalı(IP51) Stamlart Asenkron Motorlar Katalogu. Katalog No:OI3T.Som Grafik Matbaacılık l.td.Şti.. İstanbul 1989

(5|K("tenko.M.Piolnıvsky.I...fr/r(7nV«/ Machıncs (Mü •malın); Cunrnt /U^r/n'/ır.vl.Translated from the Russian by A. ("hcınukhin.Translation Fdited by G.I.cib.Mii Publisheıs.Mosco\v-1969

[f->|S;ı\M.Ci.-7/ıc Fcrfoıuuuc and Design of Allenating Cim eni Mit liıvesl Transformcis. Threc-phase InHuction İ\I'i'h>y anıl Synchronous Machines).Phmnn Publishing, 1958





# ASENKRON MOTORLARIN KISA DEVRE AKIMINA KATKILARI

Selahattin KÜÇÜK  
TÜPRAŞ-Izmit Rafinerisi

## ABSTRACT

The contribution of asynchronous motors to the short circuit currents is not disregarded, especially in the case of near to motor terminals. In the cases when the contribution to the short circuit current remains smaller than 5% of the total short circuit current without motors, this contribution may be neglected.

In this study, using name plate data of motors and transformers, short circuit current contribution of the motors is formulated for practical calculations and then compared with predetermined values.

## 1. GİRİŞ

Asenkron motorlar terminallerinden uzaklaştıkça azalan bir etkiyle, beslendikleri elektrik sisteminin herhangi bir noktasında meydana gelebilecek bir kısa devreyi diğer besleme kaynakları ile birlikte beslerler. Bilindiği gibi şebeke geriliminin kesilmesi ile asenkron motorların içindeki magnetik alan ani olarak kaybolmaz. Magnetik alan rotordaki self-endüksiyon akımları dolayısı ile bir süre daha devam ederek stator sargılarında e.m.k.'ler endükler. Bu e.m.k.'ler ise kısa devreyi beslerler. Böylece rotor yavaşlayıp, duruncaya kadar dönen kısımlarında depo edilen kinetik enerji elektrik enerjisine dönüşerek kısa devre noktasını besleyen akımları oluşturur.

Bir kısa devre olayı esnasında asenkron motorlar, kısa devre akımına yukarıdaki paragrafta kısaca açıklanan nedenlerden dolayı katkıda bulunurlar. Bu katkı simetrik kısa devre hallerinde, başlangıç kısa devre ( $I''_k$ ), darbe kısa devre ( $I_s$ ) ve kısa devre açma ( $I_a$ ) akımlarına; simetrik olmayan kısa devrelerde ise ilave olarak sürekli kısa devre ( $I_k$ ) akımına olmaktadır.

Elektrik sisteminde tüketiciler tarafından kullanılan çeşitli tip ve güçte çok sayıda asenkron motor olması dolayısı ile kısa devre hesapları yapılırken bunların dikkate alınması, katkılarının önemsiz büyüklükte olması durumunda pratik değildir. Bu durumda çok sayıda ve karışık işlem yerine daha sade işlemlerle kısa devre hesapları yapılır.

IFC, kısa devre hesaplarında motorların katkısının hangi büyüklüğe kadar ihmal edilebileceğini sayısal olarak belirtmiştir. Buna göre, kısa devre noktasına motor yada motor grubundan akan kısa devre akımının değeri, motorların dikkate alınmadığı sistemin oluşturduğu kısa devre akımının %5'inden küçük ise ihmal edilebilmektedir. Bu ihmal, seçilen malzemeler ve koruma sistemi üzerinde çok fazla değişikliğe neden olmamaktadır. I<sup>n</sup>/M Motor yada motor grubunun kısa devre noktasında oluşturduğu kısa devre akımı,  $I''_{k_s}$  ise motorların dikkate alınmadığı sistemin bu noktada oluşturduğu kısa devre akımı ise, yukarıdaki ifade

$$I''_{k_M} \leq 0.05 I''_{k_s} \quad (1)$$

şeklinde gösterilir.

(1) no'lu ifadeden hareketle, motorlar için kısa devre akımlarını hesaplamadan, karakteristik değerleri ile karşılaştırmalar aşağıda çeşitli bağlantı halleri için formüle edilecektir.

## 2. KISA DEVRE ŞEKİLLERİ

### 2.1 Motorların Kısa Devre Noktasına Direkt Bağlanması Hali

Elektrik sisteminden herhangi bir şekilde beslenen  $U_n$  gerilim seviyesindeki bir motor veya motor grubunun terminallerinde meydana gelen kısa devre akımı ( $I''_k$ ) sistemin bu noktada meydana getirdiği kısa devre akımı ( $I''_{k_s}$ ) ile motor veya motor grubunun meydana getirdiği kısa devre akımlarının ( $I''_{k_M}$ ) toplamıdır.

$$I''_k = I''_{k_s} + I''_{k_M} \quad (2)$$

Şekil 1.'de tek hat diyagramı verilen sistemde, motor yada motor grubunun oluşturduğu kısa devre akımı, sistemin motorlar dışında tek başına oluşturduğu kısa devre akımının %Vinden daha küçük ise, girişte de ifade edildiği gibi ihmal edilir.

Bu durumda

$$I_{kM} \cong I_{kS} \quad (3)$$

dir.

Kısa devre hesaplarında kullanılan pozitif ve negatif bileşen kısa devre empedans değerleri, motorun nominal gerilimde ve rotorun kısa devre edilmiş olması durumunda,  $I_M$  motorun etiketinde yazılı olan nominal gerilim olmak üzere.

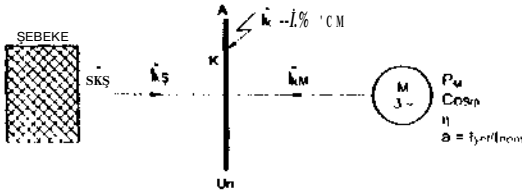
$$I_{kM} = \frac{I_M}{\sqrt{3}} \cdot \frac{U_n}{I_{no}} \quad (4)$$

dir.

$I_{kM}/I_{no}$  olarak alınır ve yukarıdaki eşitlik düzenlenirse

$$Z_M = \frac{U_n}{I_{no}} \cdot a \quad (5)$$

elde edilir.



Şekil 1.3 Fazlı bir asenkron motoru besleyen barada kısa devre.

Motorun terminallerinde, yada bağlantı kablolarının empedanslarının ihmal edilmesi ile Şekil 1.'de gösterilen  $I_{kM}$ ,  $I_{kS}$  ilintilideki A barısında meydana gelen kısa devre akımının başlangıç değeri

$$I_{kM} = \frac{c \cdot U_n}{\sqrt{3} \cdot Z_M} \quad (6)$$

dir.

"c" gerilimi faktörü olup, değeri Tablo-1'de verilmiştir.  $I_M$ 'nin (4) no'lu eşitlikteki değeri yukarıdaki ifadede yerine konur ve düzenlenirse

$$I_{kM} = \frac{c \cdot U_n}{U_n} \cdot a \cdot I_{no} \quad (7)$$

elde edilir.

c. i.y  $\dot{U}_M$  yaklaşık olarak 1'e eşit olup, a'nın yaygın değer "1"an 5 alınması ile (7) no'lu ifade

$$I_{kM} = 5 \cdot I_{no} \quad (8)$$

olur.

Bu son eşitlik (1) no'lu eşitlikte kullanılırsa

$$I_{no} \cdot n \cdot SO \cdot OICs \quad (9)$$

yazılır.

(7) no'lu ifade kullanılarak motorun bu barada oluşturduğu kısa devre gücü

$$S_{kM} = \frac{c \cdot a \cdot P_M}{\cos \phi} \quad (10)$$

şeklinde bulunur.

(1) no'lu eşitsizlik kısa devre güçleri cinsinden yazılır ve (10) no'lu ifadedeki kısa devre gücü ( $S_{kM}$ ) bu eşitsizlikte yerine konur ve  $S_M = P_M / \cos \phi$  alınarak düzenlenirse

$$\frac{c \cdot a \cdot P_M}{\cos \phi} \leq 0.05 \cdot S_{kS} \quad (11)$$

elde edilir.

Şayet aynı baraya bağlı birden fazla motor var ise

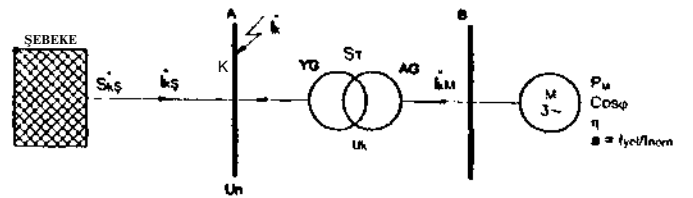
$$\sum I_{no} \leq 0.01 \cdot I_{kS} \quad (12)$$

elde edilir.

## 2.2 Transformatörler Üzerinden Beslenen Motorların Kısa Devre Akımına Katkısı

### 2.2.1 Tek Transformatör Üzerinden Beslenme

Şekil 2.'de gösterildiği gibi bir transformatör üzerinden beslenen bir motor, yüksek gerilim tarafında oluşan bir kısa devre akımına katkıda bulunur.



Şekil 2.3 Fazlı bir asenkron motoru besleyen transformatörün primer tarafında meydana gelen kısa devre.

Motorun, transformatörün yüksek gerilim tarafındaki bir kısa devreyi beslemesi halinde kısa devre yolu üzerindeki empedansların hesaplanması gerekir. Transformatörün yüksek gerilim tarafındaki empedansı bilindiği gibi

$$(Z_T)_{YG} = \frac{U_{kr}}{100\%} \cdot \frac{(U_1)_{YG}^2}{S_T} \quad (13)$$

dir.

(5) no'lu ifade ile verilen motor empedansının, transformatörün yüksek gerilim tarafına indirgenmiş değeri ise

$$(Z_M)_{YG} = \frac{MM}{a S_M} \cdot \frac{(U_T)_{AG}^2}{(U_T)_{AG}^2} \quad (14)$$

olup, kısa devre akım yolu üzerindeki toplam empedans

$$Z = (Z_T)_{YO} + f(Z_M)_{YO} \quad (15)$$

dir.

Diğer taraftan elektrik sisteminin herhangi bir noktasında meydana gelebilecek kısa devre gücü bilindiği gibi

$$S_k = \frac{c}{Z} \quad (16)$$

olup, bu uygulamada motorun A harasında oluşturduğu kısa devrenin gücü,

$$S_{kM} = \frac{c U_n^2}{(Z_T)_{YG} + (Z_M)_{YG}} \quad (17)$$

yazılır ve  $U_M \sim (U_T)_{AG}$ ,  $U_n = (U_T)_{YO}$  alınarak yeniden düzenlenirse,

$$S_{kM} = \frac{c}{\frac{U_{kr}}{S_T} + \frac{1}{a S_M}} \quad (18)$$

bulunur.

(1) no'lu eşitsizlik kısa devre güçleri cinsinden yazılır ve (18) no'lu ifadedeki kısa devre gücü ( $S_{kM}$ ) bu eşitsizlikte yerine konur,  $S_M \sim P_M / \text{Cos}\phi \cdot T$  alınarak düzenlenirse

$$\frac{P_M}{S_T} \leq \frac{\text{Cos}\phi \cdot \eta}{a \left[ \frac{c S_T}{0.05 S_{kS}} - U_{kr} \right]} \quad (19)$$

elde edilir.

Şayet alçak gerilim tarafındaki motor sayısı birden fazla ise (19) no'lu eşitsizlik

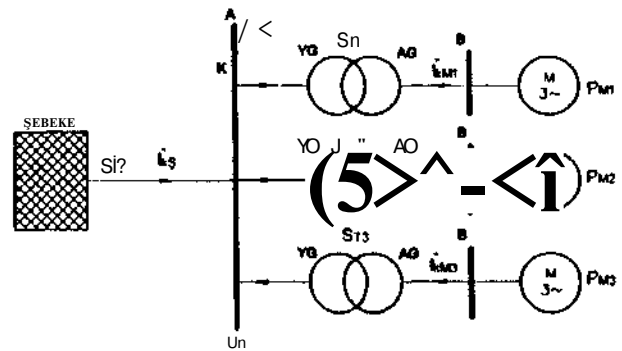
$$\frac{c}{U_{kr} + \sum \frac{\text{Cos}\phi \cdot \eta}{a P_M}} \leq 0.05 S_{kS} \quad (20)$$

şeklinde bulunur.

(19) ve (20) no'lu eşitsizliklerden görüldüğü gibi, motor yada motor grupları için kısa devre akım hesabı yapmadan, motorların karakteristik değerlerini kullanarak kısa devre akımına katkılarının kayde değer olup, olamayacağına kara verebiliriz.

### 2.2.2 Birden Fazla Transformatör Üzerinden Beslenme

Şekil 3.'de gösterildiği gibi birden fazla ve ayrı, ayrı transformatörler üzerinden beslenen motorlar, yüksek gerilim tarafında oluşan bir kısa devre akımına katkıda bulunurlar. Bu katkının IEC'nin belirttiği büyüklükte olup, olamayacağına motorların ve transformatörlerin karakteristik değerlerini kullanarak formüle edebiliriz.



Şekil 3. Çok sayıda motoru ayrı, ayrı besleyen transformatörlerin primer tarafındaki ortak barada meydana gelen kısa devre.

Bu maksatla her motordan arıza noktasına akan kısa devre akımını ve bununla ilgili olarak bu motorun kısa devre gücünü (18) no'lu eşitliği kullanarak yazacağız. Daha sonra her grubun kısa devre gücünü birbirine ilave ederek motorların tamamının arıza noktasında oluşturduğu kısa devre gücünü

$$\sum S_{kM} = \frac{c}{\frac{U_{kM}}{S_T} + \frac{1}{a_1 S_{M1}}} + \dots + \frac{c}{\frac{U_{kM}}{S_{Tn}} + \frac{1}{a_n S_{Mn}}} \quad (21)$$

şeklinde buluruz.

2.2.1 No'lu paragrafta yaptığımız gibi (1) no'lu eşitsizlik güçler cinsinden yazılır, daha sonra (21) no'lu ifade  $S_M = P_M / \text{Cos}\phi \cdot T$  alınarak bu eşitsizlikte yerine konursa

$$c S_T \left/ \left( \frac{U_{kr}}{S_T} + \frac{\text{Cos}\phi \cdot \eta}{a P_M} \right) \right. \leq 0.05 S_{kS} \quad (22)$$

elde edilir.

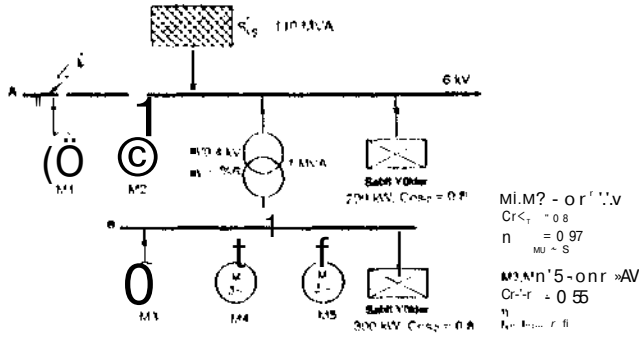
(22) no'lu eşitsizlikten de görüldüğü gibi, sislem elemanlarının karakteristik değerlerini kullanarak motorların yüksek gerilim barasındaki bir kısa devre akımına katkılarının kayda değer olup, olamayacağına kara verebiliriz.

### 3. SONUÇ

Elektrik sisteminin her hangi bir noktasında bir kısa devre meydana geldiğinde asenkron motorlar girişte belirtilen nedenlerden dolayı kısa devre akımına katkıda bulunurlar. Ru katkı bazen kısa devre hesaplarında önemli değişikliklere neden olabilecek büyüklüklerde olabildiği gibi, bazen de çok sayıda işlemin yapılmasını gerektirmeyecek önemsiz değerlerde olabilir. Bu çalışma ile motor yada motor grupları için hiçbir kısa devre hesabı yapmadan, nominal değerlerinden (etiket değerlerinden) yararlanarak kısa devre akımına katkılarının kayda değer olup, olamayacağını IEC'tin belirlemiş olduğu ölçüler içinde (9), (19), (20) ve (22) no'lu eşitliklerde olduğu gibi formüle edilebildiğini gördük. Bu şekilde kısa devre hesaplarında çok karmaşık gibi gözükken motorların katkısının boyutu kolay bir şekilde cevaplandırılmış olur.

### 4. İYİ UYUM

Şekil 4."de enterkonnekte şebekeden beslenen bir işletmenin 6 kVluk harasında meydana gelebilecek bir kısa devreye, hem bu haraya bağlı, hem de 6/0.4 kV'luk transformator üzerinden beslenen motorların katkılarının IEC'nin belirlemiş olduğu değerde olup, olmadığını araştıralım. Enterkonnekte şebekenin bu harada meydana getirmiş olduğu kısa devre gücü 110 MVA'dır.



Şekil 4. 6 kVluk gerilimle beslenen bir işletmenin tek hat diyagramı ve buna ilişkin karakteristik değerler.

A harasında bir kısa devre meydana geldiğinde hem enterkonnekte şebeke hem de A ve B barasındaki belirtilen motorlar bu kısa devreyi beslerler. Motorların etiket değerlerinden yararlanarak kısa devreye katkılarının kayda değer olup, olamayacağını daha önceki paragraflarda verdiğimiz (11) ve (20) no'lu ifadelerden yararlanarak söyleyebiliriz.

M İve M<sup>2</sup>, motorlarının A harasında meydana getirdiği kısa devre gücü 2.899 MVA, M<sup>3</sup>, M<sup>4</sup> ve M<sup>5</sup> motorlarının yine bu harada meydana getirdiği kısa devre gücü ise 2.329 MVA'dır. Bütün motorların bu barada meydana getirdiği toplam kısa devre gücü ise, kısa devre anında akımların endüktife çok yakın olması dolayısı ile 5.228 MVA olarak bulunur. Bu değer ise motorlar dışında kalan sistemin bu barada oluşturduğu kısa devre gücünün %5'inden (110\*0.05=5.5 MVA) daha küçük olduğundan, IEC'ye göre kısa devre hesaplarında motorların etkisi dikkate alınmayabilir. Şayet tersi olsa idi, bütün motorlar birer kaynak kabul edilecek ve kısa devre hesaplarında göz önünde bulundurulacaktı. Bu uygulamada gerekli olmadığı halde motorlardan kısa devre noktasına akan kısa devre akımları hesaplandı ve M<sup>1</sup>, M<sup>2</sup> motorları için 0.279 kA, M<sup>3</sup>, M<sup>4</sup> ve M<sup>5</sup> motorları için ise 0.2246 kA bulundu. Sistemin bu barada oluşturduğu kısa devre akımı ise 10.58 kA olup, bu değer motorların tamamının oluşturduğu kısa devre akımından (0.5006 kA) 21.13 kat daha fazladır. Bu sonuç ile daha önce yapılan karşılaştırmanın ne kadar isabetli olduğu gözükmektedir. A ve B barasındaki sabit yüklerin kısa devre akımına katkısı bilindiği gibi yoktur.

Tablo 1. Gerilim Faktörü (c)

Nominal Gerilimler	Gerilim faktörü (c)	
	Maksimum kısa devre hesaplaması için C <sub>max</sub>	Minimum kısa devre için C <sub>min</sub>
Alçak Gerilim 110 V (IEC Tabl 11.1.1.1)	1.10	0.95
h- Yüksek gerilimler	1.10	1.00
Orta Gerilim 33 kV (IEC Tabl 11.1.1.1)	1.10	1.00

### KAYNAKÇA

- [1] ALPKRÖZ R, "Elektrik Enerjisi Dağıtımı", Nesil Matbaacılık Yayıncılık San. Tic. A.Ş.. İstanbul. 1987.
- [2] AKARVI M. "Elektrik Güç Sistemlerinin Analizi". Nesil Matbaacılık Yayıncılık San. Tic. A.Ş.. İstanbul. 1086.
- [3] ÖNTN T. "Electric Power Distribution System Engineering". McGraw-Hill Book Company. 1<sup>st</sup> Printing. Singapore. 1986.
- [4] IEC-909. Short-Circuit Current Calculation in Three-Phase a.c. Systems, 1<sup>st</sup> Edition-1988.
- [5] AKARVI M., and HOLMES B.J., "Electricity Distribution Network Design". IEEE Power Engineering Series 10. 2<sup>nd</sup> Edition. Ileris. England. 1985.
- [6] LYTHALL R.T., Switchgear Book. Butterworth and Co. Publisher Ltd.. 1972
- [7] William D. Stevenson. Jr. "Elements of Power System Analysis". McGraw-Hill Book Company. Fourth Edition. 1984

# SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORUN KAYAN KIPLİ VEKTÖR KONTROL SİMÜLASYONU

İbrahim ŞENOL, K. Nur DÖNMEZTÜRK  
Elektrik Mühendisliği Bölümü  
Yıldız Teknik Üniversitesi  
80750 İstanbul  
E-mail : nbckir@yildiz.edu.tr

## ABSTRACT

*Speed control of the induction motor has been realised via sliding-mode vector control. Sliding-mode speed control exponentially controls the varying speed which is influenced by uncertainties or distorts. The presented method's strength is continuous for sensor-speed systems and has a good dynamic performance. The validity of the presented method has been verified with computer simulation.*

## 1. GİRİŞ

Değişken yapılı kontrol sistemleri yakın geçmişte AC servo sürücü sistemlerinin kontrolünde çok fazla dikkat çekmiştir. Çünkü kayan kipli kontrol, parametre değişimlerine duyarsızlığı, dış bozucuları kabul etmeyişi ve hızlı dinamik cevabından dolayı çokça tercih edilmektedir.

Değişken yapılı kontrol sisteminin özelliği, iki ayrı kontrol yapısı arasında, kontrolör anahtarlama yapısıdır. Genelde değişken yapılı kontrol sistemi, çarpma ve kayma fazı olarak iki faza ayrılır. Sistem anahtarlama yüzeyine ulaşmadan önce, anahtarlama yüzeyine yönelen bir kontrol vardır ve kontrol edilen sistemin tüm durumları anahtarlama yüzeyindeki hatta konsantre olduğunda kayan kip oluşur.

Fiziksel sistem olarak oldukça karmaşık bir yapıya sahip olan asenkron motorun modellenmesinde, fiziksel sistemin aslına olabildiğince yakın elde edilmesi, sistem büyüklüklerindeki değişimlerin sistem üzerine olan etkilerinin matematiksel model yardımıyla aynen gözlemlenmesi yani fiziksel davranışı iyi yansıtabilmesi önem taşır. Bu yüzden, uygulanacak kontrol yöntemine hizmet edecek, sistem davranışlarını mümkün olduğunca yansıtacak matematiksel model, minimum varsayım ve ihmal ile gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmada değişken yapılı kontrol sisteminin kayan kipli kontroldeki eşdeğer kontrol yöntemi kullanılmıştır.

## 2. ASENKRON MOTORUN VEKTÖR KONTROL MODELİ

Yapılan simülasyon çalışmasında, asenkron makinanın vektör kontrol modeli kullanılmıştır. Asenkron makinada vektörel denetim, doğru akım makinasının ve asenkron makinanın moment oluşturma biçimlerinin incelenmesi ve aralarında benzerlik kurulmasıyla iyi anlaşılabilir. Zaten, asenkron makinanın vektör denetiminin amacı, serbest uyarmalı doğru akım makinasındaki ani, doğrusal, salınımsız moment denetimini asenkron makinada da elde etmektir. [1.2]

Asenkron makinanın mekanik moment ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$\frac{3}{2} \frac{P}{P} \frac{M}{L} \left[ \Psi_{rd} i_{sq} - \Psi_{rq} i_{sd} \right] - m_y = \frac{J}{P_p} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{J d\omega_{mek}}{dt} \quad (D)$$

Bilgisayar simülasyonunda kullanılan üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun devre parametreleri ve çalışma büyüklükleri aşağıda verilmiştir.

$$P_p = 700W \quad V_n = 110V \quad f_n = 50Hz \quad R_s = 1,86\Omega \\ R_r = 3\Omega \quad M = 120mH \quad J_o = 0,002051 \text{ kgm}^2 \quad P_p = 2 \\ L_s = 130mH \quad L_r = 130mH \quad i_{U^{TM}} = 1500 \text{ rpm} \\ W_{enkr/n} = 157 \text{ rad/s}$$

Bu bağlamda asenkron motorun durum eşitlik verileri kullanılarak.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \dot{\Psi}_{sd} \\ \dot{\Psi}_{sq} \\ M_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -229,6431 & 0 & 1107,7 & 48m_r \\ 0 & -229,6431 & -48m_r & 1107,7 \\ 2,7692 & 0 & -23,0769 & -\omega_r \\ 0 & 2,7692 & \omega_r & -23,0769 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \\ M_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 52 & 0 \\ 0 & 52 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (2)$$

şeklinde yazılabilir.

### 3. FŞDFĞFR KAYAN KİPİ J KONTROL

Kayan kip. değişken yapıli sistemin ö/cl bir biçimidir. Değişken yapıli sistem tabanlı sistemlerde sistemin davranışı süreksiz yüzeylerde, durum yörüngelerinde gösterilir. Hipcr düzleme karşı gelen sistemin durumları olanık. kontrol girişi bir  $u_{kx}$  değerinden, bir  $u_{mn}$  değerine kadar analılrladırlr. Hipcr düzlemler, analıtatlama veya ka\ma yüzeyleri olarak bilinmektedir. Sincap kafesli asenkron makinanın kontrolü, stator uç gerilimi, stator sarğısı kutup çifti sayısı ve stator frekansı değiştirilerek yapılır. Stator uç gerilimi değiştirilerek standart bir makinada ancak dar bir aralıkla Inz kontrolü yapılabilir. Bu yöntemde endüklenen moment, gerilimin karesi ile değişmektedir. Hızın karesi ile değişen yük momentti tahrik sistemleri için uygundur. Bu yöntemle makina, devrilme hızı ile senkron hız aralığında kontrol edilebilmektedir. Asenkron makinanın hız. kontrolü, en elverişli şekilde stator geriliminin stator frekansı ile birlikte değiştirildiği durumda sağlanmaktadır. p|

Bu çalışmada, sincap kafesli asenkron motorun kayan kipli kontrolde eşdeğer kontrol yöntemi kullanılmıştır. Burada asenkron makine dinamiği:

$$\dot{x} = f(x, I) f Bu \quad (4)$$

$$v = (\backslash U)_{11} \quad (4)$$

Fşdeğer kontrolü bulabilmek için. önce kayma yüzeyini seçmek gerekir. Kayına yüzeyi;

$$S \bullet \{x : o(x,t) = 0\} \quad (5)$$

seçilsin. Burada.

$$n \bullet G(N_{r,l} x) \sim Gc \quad (6)$$

\c N,,( referans veya istenen durum vektörüdür. Bu denklemi şu şekilde de yazabiliriz.

$$\sigma = \phi(I) - \phi(x) \quad (7)$$

Burada.

$$\phi(I) = G \backslash, \dots, r \text{ ve } r p(\backslash) - \wedge Gx \text{ ve } G = \wedge \phi(x) / r x \text{ dir.}$$

Eşitlik (7)'nin türevi alınır ve sıfıra eşitlenirse, bu çözüme eşdeğer kontrol denir. Diğer bir deyişle, kayma fonksiyonunun türevini sıfır yapan kontrole eşdeğer kontrol denir.[4.5J

$$\frac{da}{dt} = \frac{dQ}{dt} - \frac{éty}{P} \frac{dx}{dt} \quad (8)$$

Bu eşitlikte dx/dt yerine asenkron motorun durum denklemi nVü yazarsak;

$$\frac{u}{di} = -\frac{r}{dt} o(f(x, t) + Bu) \quad (9)$$

$$\frac{da}{di} \left\{ \begin{array}{l} \\ \\ \\ \end{array} \right. = -\frac{d\phi}{dt} - O(f(x, t) + Bu_{eş}) \quad (10)$$

Sonuç olarak eşdeğer kontrol  $u_{eş}$ ;

$$u_{eş} = -(\Gamma B)^{-1} \left[ O f(x, t) - \frac{d}{dt} \right] \quad (11)$$

şeklinde elde edilir. Şimdi de aday Lyapunuv fonksiyonu seçilirse;

$$V = -\frac{1}{2} C T^T < 7 > 0 \quad (12)$$

$$\dot{V} = C T^T \dot{T} ( 0 \quad (13)$$

olması gerekmektedir. Yani olması istenen ve türevi negatif olan Lyapunuv fonksiyonu şöyle seçilir.

$$\dot{V} = -a \Gamma^T \sigma < 0 \quad (14)$$

Eşitlik (12) ve (13) eşitlenirse;

$$d + Ycs = 0 \quad (15)$$

Burada  $\Gamma^r$ , sistemin durumlarının kayma yüzeyine yaklaşım durumlarını belirler.

$$\dot{\sigma} = \dot{\phi} - \frac{d}{dt} \sigma = \dot{\phi} - G f(x, t) - G B u \quad (16)$$

$$\dot{\phi} - G f(x, t) = (GB) u_{eş} \quad (17)$$

$$(GBK u^ - u) = -1 b \quad (18)$$

olur. Buradan,

$$u = u_{eş} + (GB)^{-1} \Gamma^T \sigma \quad (19)$$

Buradaki  $u_{eş}$  tam olarak hesaplanamaz.  $\hat{u}$  ile  $u_{eş}$  in kestirimi yazılabilir. Eşitlik (15) ve (18)'den,

$$\hat{u} = (GB) (u^ - u) \quad (20)$$

$$u^ = u(t) + (GB)^{-1} \hat{u} \quad (21)$$

$$\hat{u}_{eş} = u(t - At) + (GB)^{-1} d \quad (22)$$

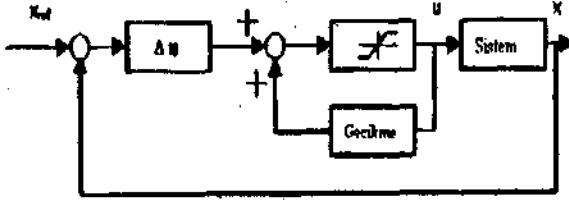
At zaman gecikmesidir. Bunu. Eşitlik (19)'da yerine yazarsak,

$$u(t) = u(t - At) + (GB)^{-1} (\Gamma^T \sigma + \dot{\sigma}) \quad (23)$$

Bu eşitlikte de sistem sınırlamalarını göz önüne alırsak.

$$u(t) = \text{sat} \{ u(t - \Delta t) + (GB)'(I'a + \dot{a}) \} \quad (24)$$

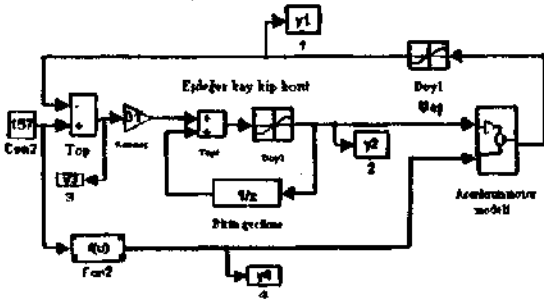
elde edilir. Eşdeğer kayan kipli kontrol sisteminin blok diyagramı şu şekilde olur.



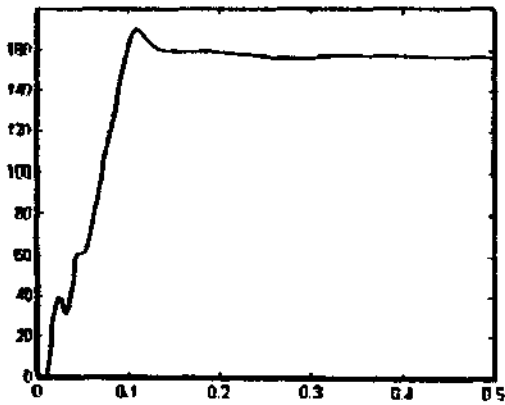
Şekil 1. Eşdeğer kayan kipli sistemin blok diyagramı

Yukarıda belirtilen asenkron motora Eşdeğer Kayan Kipli Kontrol uygulanmıştır. Matlab ortamında simülasyonu yapılan sistemin, blok diyagramı ve gözlenen değişimler grafiksel olarak gösterilmiştir. Sonuç olarak, bu kontrol tekniğinin etkinliği grafiklerde de görüldüğü gibi oldukça iyidir.

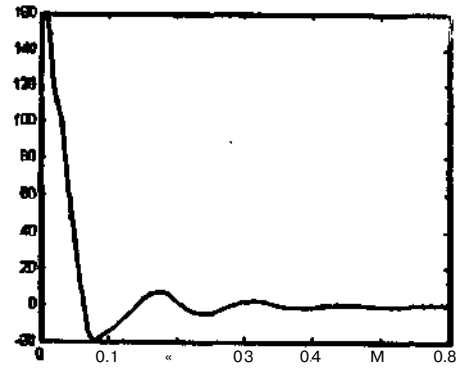
Aşağıda, sisteme herhangi bir bozucu etkisi yokken olan durumlar incelenmiştir.



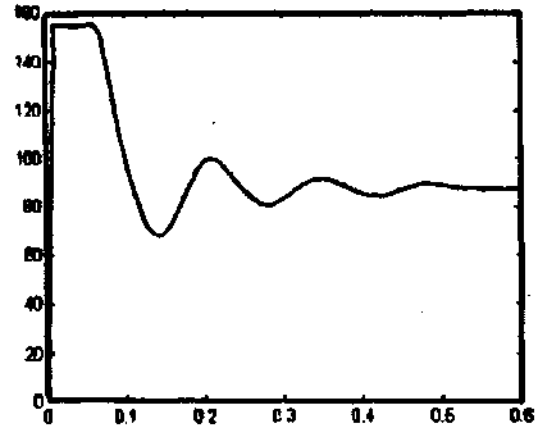
Şekil 2. Simülasyon modelinin blok diyagramı



Şekil 3. Asenkron motorun  $W_c$  değişimi

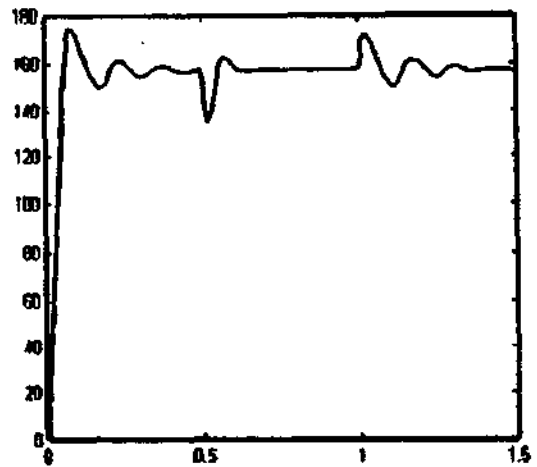


Şekil 4. Hata "e" değişimi

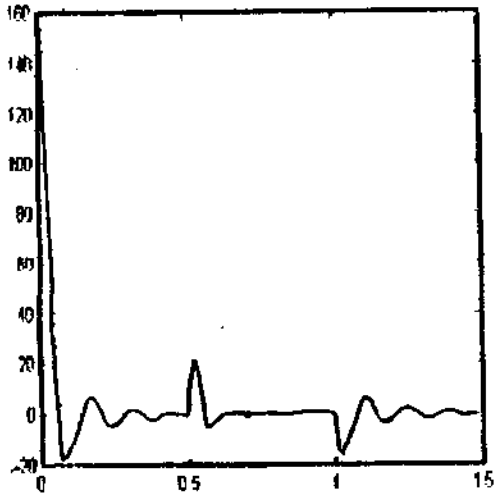


Şekil 5. Kontrolörün çıkış değişimi

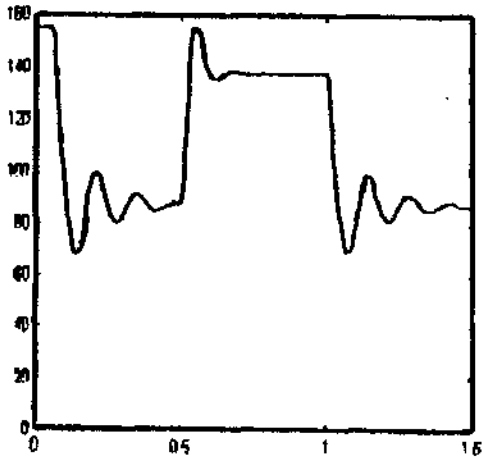
Aşağıda, sisteme dışarıdan bozucu etkisi varken olan durumlar incelenmiştir.



Şekil 6. Asenkron motorun  $W_c$  değişimi



Şekil 7. Hata "e" değişimi



Şekil 8. Kontrolörün çıkışının değişimi

#### 4. SONUÇLAR

Bu çalışmada, eşdeğer kayan kipli vektör kontrolü, sincap kafesli asenkron motora uygulanarak hız kontrolü yapılmıştır. Bunun için MATLAB/SIMULINK programı uygun görülmüş ve sisteme uygulanmıştır. Bu programda Runge-Kutta yöntemi kullanılmış ve örnekleme zamanı 0.0001 sn olarak alınmıştır. Sisteme bozucu olarak etki eden basamak şeklindeki bir fonksiyonla kontrolörün müdahaleliliği görülmüştür.

#### 5. KAYNAKÇA

- [1] Shtyn K.K, Shich H.J, "A New Switching Surface Sliding-Mode Speed Control For Induction Motor Drive Systems". IEEE Transactions on Power Electronics., vol. 11, no. 4. 1996
- [2] Wad S. Dinnigan M.W. Williams B.W, " Modeling and Simulation of Induction Machine Vector Control with Rotor Resistance Identification ". IEEE Transactions on Power Electronics., vol. 12. no. 3. 1997
- [3] Chan C.C, H-Q, "New Scheme of Sliding-Mode Control for High Performance Induction Motor Drivers". IEEE Proc-Electr. Power Appl., vol. 143. no. 3, 1996
- [4] Gökaşan M, "Sincap Kafesli Asenkron Makinalarda Modern Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması", Doktora Tezi. İstanbul Teknik Üniversitesi. 1989
- [5] Başbuğ R.M, "Bulanık Adaptif Kayan Kipli Robot Kontrolü ", Doktora Tezi, Tıbitak, 1995



# YÜKSEK DEVİR HIZLARINDA ÇALIŞAN ÜNİVERSAL MOTORLAR İÇİN TASARIM SÜRECİNİN GELİŞTİRİLMESİ

R.N.TUNÇAY, M.YILIMAZ, CÖNCİJLOÇLU  
Elektrik-Elektronik Fakültesi  
Elektrik Mühendisliği Bölümü  
İstanbul Teknik Üniversitesi  
8(1526 Maslak-İSTANBUL  
E-mail : Umcayf@elk.itii.edu.tr

Gürol KANCA  
SFNUR. Elektrik Motorları AŞ  
34840 Avcılar-İSTANBUL

## ABSTRACT

This paper presents the experimental and theoretical studies of universal motors for appliance industries. The mathematical model of the universal motor is formed at first and Matlab-Simulink model is developed. This model utilizes the electromechanical parameters of the motors. For this purpose, methods to measure the critical and mechanical parameters of the equivalent circuit are proposed and parameter measurement tests are conducted. A computer programme, which is called UMSIM, is developed to calculate the performance of the motor. The theoretical performance characteristics are compared. In parallel, the finite element analysis is achieved by using the finite element method. The input current, input power, output power, output torque and efficiency values are recorded. Finally the experimental and theoretical results are presented together. The simulation model is capable to calculate the dynamic performance values of the universal motors successfully.

## 1. GİRİŞ

Bilindiği gibi universal motorlar(UM) bir fazlı alternatif gerilim veya doğru perilleme beslenebilen, yapısal olarak seri doğru akım makinası karakteristiğinde olan elektrik makinalarıdır [1,2]. Diğer elektrik makinalarına göre düşük maliyetle yüksek hızlara ulaşabilen UM'ler geniş bir kullanım alanı bulurlar. Günümüzde, UM'ler elektrikli süpürge, çamaşır makinası, dikiş makinası, saç kurutma makinası, mixer, elektrikli testere ve matkap gibi elektrikli ev aletlerinde kullanılmaktadır. Kullanımı yaygın olmasına rağmen, akademik çevrelerde çok ilgi toplamadığı da bilinmektedir. Oysa universal motorların matematik modellenmesinde ve performans değerlerinin tam olarak hesaplanmasında güçlükler süre gelmiştir

Bu çalışmanın ana amacı, yüksek hızlarda çalışan bir UM nin performans değerlerini kuramsal olarak hesaplamaya yarayacak yöntemi ortaya koymak, bu

yöntemle bulunan sonuçları deneysel sonuçlarla karşılaştırarak doğrulamak ve bunları taşınırda kullanmaktır.

Bu amaçla öncelikli olarak UM'nin geliştirilmiş matematik ve eşdeğer devre modeli oluşturulmuştur. Magnetik devre parametreleri ve endüktans değerleri sonlu elemanlar yöntemi ile belirlenmiştir. Ayrıca eşdeğer devre parametrelerinin ve kayıpların belirlenmesi için bir dizi deneyler bu motorlara uygulanmıştır. Sonlu elemanlar yöntemi ve deneyler sonucu elde edilen endüktans bilgileri, Matlab-Simulink ortamında geliştirmiş olduğumuz UMSIM isimli yazılımda kullanılarak motor benzetimini gerçekleştirilmiştir. Benzetim sonuçları, performans deneylerinin yapıldığı Magtrol test düzeneğinden elde edilen sonuçlarla karşılaştırılarak doğrulanmıştır.

## 2. GENELLEŞTİRİLMİŞ EŞDEĞER DEVRE MODELİ

Bir universal motorda a indisi rotor denklemlerini, f indisi stator denklemlerini göstermek üzere dinamik denklemler aşağıdaki gibidir [3]:

$$V_a = r_a \cdot i_a + p \lambda_a \quad (D)$$

$$V_f = r_f \cdot i_f + p \lambda_f \quad (2)$$

$$\lambda_a = L_{aa} \cdot i_a + L_{af} \cdot i_f \quad (3)$$

$$\lambda_f = L_{fa} \cdot i_a + L_{ff} \cdot i_f \quad (4)$$

burada p türev operatörü,  $V_f$  stator gerilimi(V),  $r_a$  toplam rotor direnci (Q),  $r_f$  toplam stator direnci (Q),  $i_a$  rotor akımı (A),  $i_f$  stator akımı (A),  $L_{aa}$  rotor özendüktansı.

$L_{af} = L_{fa}$  karşıt endüktansları,  $L_{ff}$  stator özendüktansını gösterir. Endüktansların  $\theta_r$  konumuna göre değişimleri;

$$L_{aa} = \frac{L_{\max} + L_{\min}}{2} + \frac{L_{\max} - L_{\min}}{2} \cdot \cos(2\theta_r) \quad (5)$$

$$L_{af} = L_{fa} = -L \cdot \cos(\theta_r) \quad (6)$$

$$L_s = \frac{N_s \cdot -N_f}{\mathfrak{R}} \quad (7)$$

$L_{max}$  ve  $L_{min}$  rotor özendüktansının maksimum ve minimum değerlerini.  $N_s$  rotor sarım sayısını,  $N_f$  stator sarım sayısını ve  $\mathfrak{R}$  relüktansı göstermektedir.

Stator alanının özindüktansı konumdan bağımsız olduğundan

$$L_{sp} = \frac{N_s^2}{\mathfrak{R}} \quad (8)$$

$a$  fiça kaydırma açısı olmak üzere;

$$L_{af1} = L_{sp} \cdot \cos^2(a) \quad (9)$$

$$L_{af2} = L_{sp} \cdot \sin^2(a) \quad (10)$$

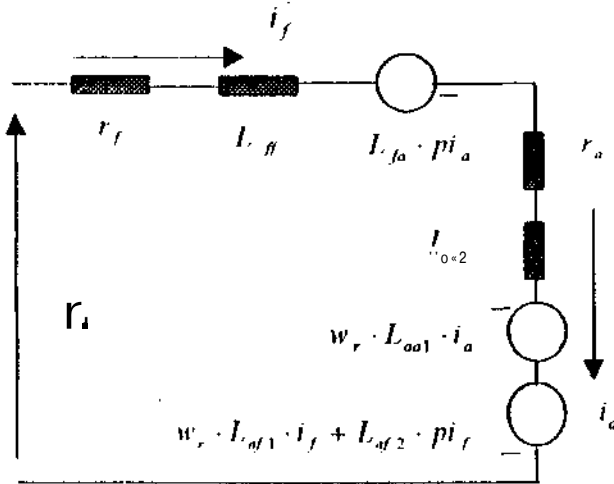
$$L_{af1} = L_{sp} \cdot \cos^2(a) \quad (11)$$

$$L_{af2} = L_{sp} \cdot \sin^2(a) \quad (12)$$

$$L_{af2} = L_{sp} \cdot \sin^2(a) \quad (13)$$

$$L_{aa2} = \frac{L_{max} + L_{min}}{2} - \frac{L_{max} - L_{min}}{2} \cdot \cos(2a) \quad (14)$$

$$L_{aa1} = (L_{min} - L_{max}) \cdot \sin(2a) \quad (15)$$



Şekil 1. Üniversal motorun eşdeğer devresi.

$\Phi$  magnetik akı (Weber), K moment sabiti. Z toplam iletken sayısı, p cifti kutup sayısı, a paralel kol sayısı olmak üzere elektromagnetik moment:

$$M_e = K \cdot \Phi \cdot i_a \quad (16)$$

$$K = \frac{Z \cdot p}{2 \pi n} = \frac{N_s}{n} \quad (17)$$

Mekanik sistem için dinamik eşitlik;

$$M_e = J \cdot \frac{dw}{dt} + B \cdot w + M_L \quad (18)$$

(18) nolu denklemde J eylemsizlik katsayısını ( $Nms^2$ ), B sürtünme katsayısını ( $Nms$ ) ve  $M_L$  yük momentini ( $Nm$ ) göstermektedir.

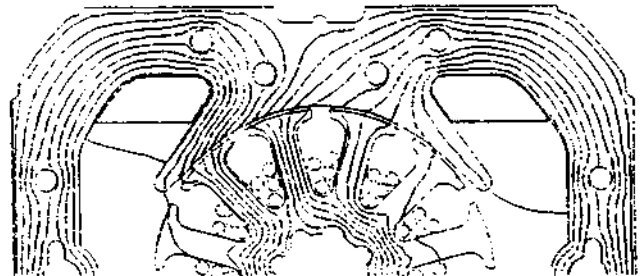
### 3. MAGNETİK DEVRE ANALİZİ

Üniversal motorun magnetik devre parametrelerinin belirlenmesi için sonlu elemanlar yöntemi kullanılmıştır. Bu amaçla Magnet 5.2 isimli sonlu elemanlar paket programından yararlanılmıştır (FEM) [4],

Analizi gerçekleştirilecek motorun iki boyutlu magnetik devre modeli AutoCAD programında çizilerek, FEM ortamına doğrudan aktarılmıştır [5]. Oluşturulan bu modelde rotor ve statora ilişkin sac paket ve malzemeler tanımlanıp, bir fazlı alternatif akım kaynağından üniversal motor beslenerek magnetik devre analizi gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak yalnızca akı yoğunluğu değerleri değil, aynı zamanda elektromagnetik moment, kuvvet, karşıt ve özendüktans değerleri de elde edilmiştir. 800 Watt anma gücünde ve 50 Hz. alternatif gerilimle beslenen motora ilişkin bileşke alanın akı çizgileri ve geometriye ait ağ aşağıda verilmiştir.



Şekil 2. Anma akımında geometriye ait ağ. (FEM)



Şekil 3. Anma akımındaki akı çizgileri. (FEM)

#### 4. EŞDEĞER DEVİRE PARAMETRELERİNİN DENEYLER İLE BELİRLENMESİ

Üniversel troler benzetişininin gerçekleştirilebilmesi için eşdeğer devre parametrelerinin ve mekanik sisteme ilişkin katsayıların belirlenmesi gerekmektedir [6,7]. Bu amaçla çeşitli ölçümler yapılmış ve aşağıdaki büyüklükler elde edilmiştir.

- Faydalı akı.
- Toplam motor direnci.
- Stator öendüktansı.
- Rotor özendüklansının maksimum ve minimum değerleri,
- Stator ve rotor arasındaki karşıt endüktans.
- Kayıplar, sürtünme katsayısı ve eylemsizlik momenti

Sonlu elemanlar yöntemi (FEM) ve deneyler ile elde edilen akı ve endüktans değerleri karşılaştırılmış olup sonuçların birbirine yakınlığı görülmüştür. 800 W "lık UM "ye ilişkin karşılaştırmalar aşağıda verilmiştir.

Tablo 1. Akı değerlerinin karşılaştırılması.

	$\Phi_f (mWb)$	$\Phi_{max} (mWb)$	$\Phi_{min} (mWb)$
DA	0,7459	0,5464	0,5139
AA	0,5732	0,42	0,4135
DENEY	0,67"	0,5	0,49X

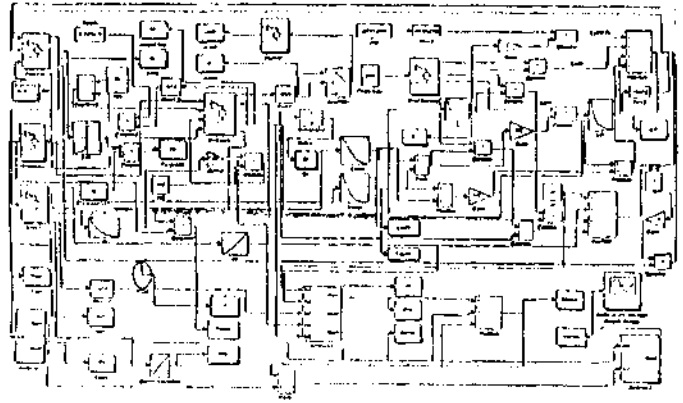
Tablo 7. Endüktans değerlerinin karşılaştırılması.

	$L_f (H)$	$L_{max} (H)$	$L_{min} (H)$
DA	0,0507	0,0175	0,0164
AA	0,039	0,01345	0,01
DENEY	0,045	0,162	(1,0128

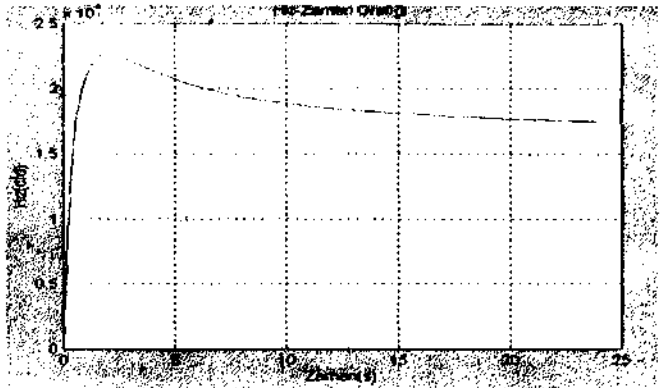
#### 5. IIMSİM BENZETİŞİMİ

Mikro sistemlerin benzetişimi için geliştirilmiş bir program olan Simulink. Matlab ortamında tasarlanmış bloklardan oluşmaktadır. Benzetişini yapmak istenilen sistemin matematik modelinden yararlanılarak. Simulink algoritmalarıyla dinamik analiz yapılabilmektedir [5]

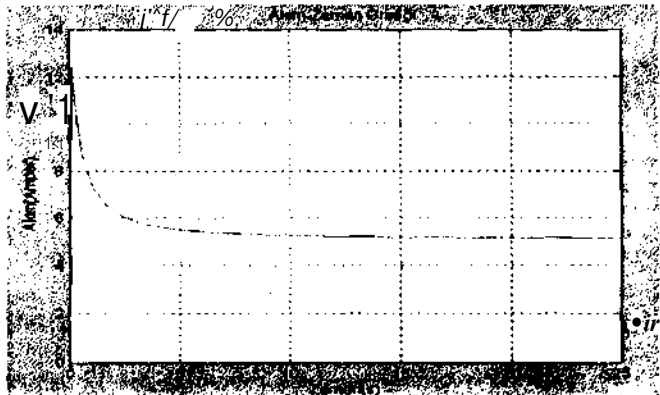
Benzetişim sürecinin oluşturmaya amacıyla, elektriksel ve mekanik sistem parametreleri bir bütün içinde ele alınarak matematik model geliştirilmiştir [10]. Simulink algoritmaları yardımıyla motorun matematik modeline ilişkin blok diyagramı oluşturularak benzetişim gerçekleştirilmiş ve çeşitli UM İcre ait performans değerleri elde edilmiştir. Bunlar giriş gücü, giriş akımı, çıkış gücü, çıkış momenti ve verim değerleridir. Anma gücü 800 W. olan bir UM 'in blok diyagramı ve parametreleri Şekil 4,5,6,7 ve 8'de verilmiştir.



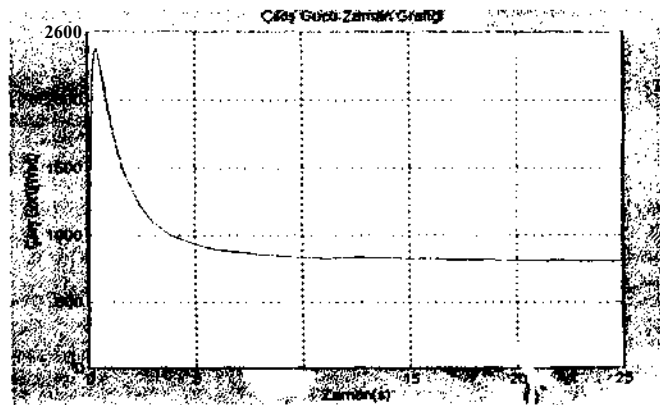
Şekil 4. UMSİM blok diyagramı



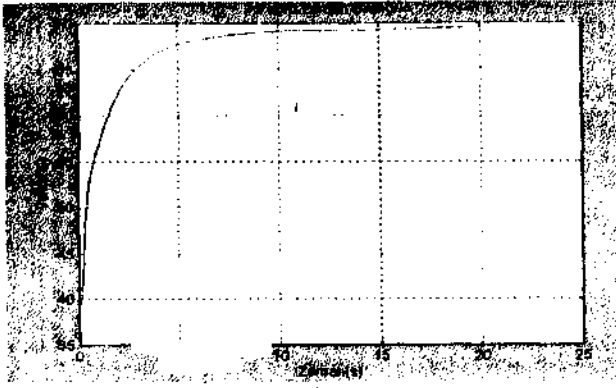
Şekil 5. Hız-Zaman grafiği



Şekil 6. Akını-Zaman grafiği



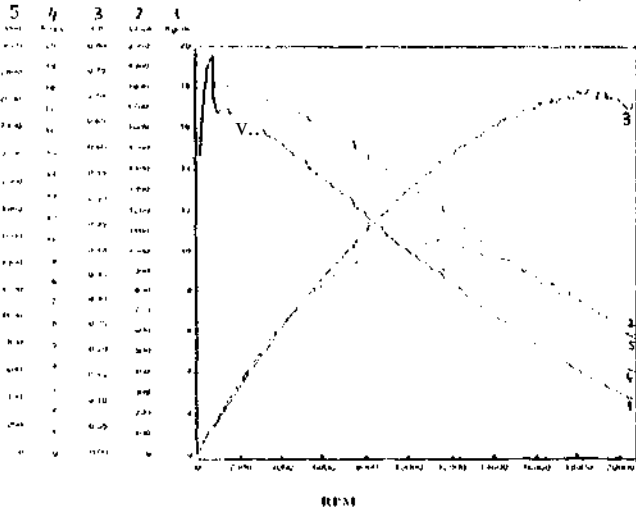
Şekil 7. Çıkış Gücü-Zaman grafiği



Şekil 8. Verim-Zaman grafiği

## 6. PERFORMANS DEĞERLERİNİN DENEYSEL OLARAK ELDE EDİLMESİ

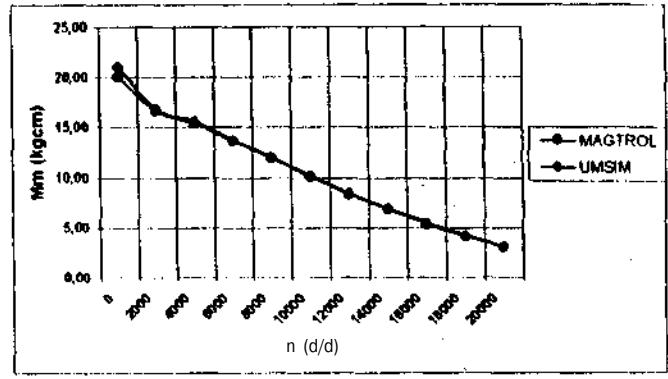
Dinamik motor deneylerini yapabilen Magtrol test düzeneği yardımıyla performans değerleri deneysel olarak belirlenmiştir. Bu sistemde histerezis fren dinamometresi ile yüklenen motordan, programlanabilir kontrolörler ve güç analizörü yardımı ile elde edilen bilgiler GPIB kabloları yardımıyla bilgisayara aktarılmaktadır. Magtrol'ün M-Test yazılımında bu bilgiler değerlendirilerek giriş gücü, çıkış gücü, çıkış momenti, akım ve verimin hıza göre değişim eğrileri elde edilmektedir. Anma gücü 800 W. olan bir UM "in Magtrol test sonuçları Şekil 9. 'da gösterilmektedir.



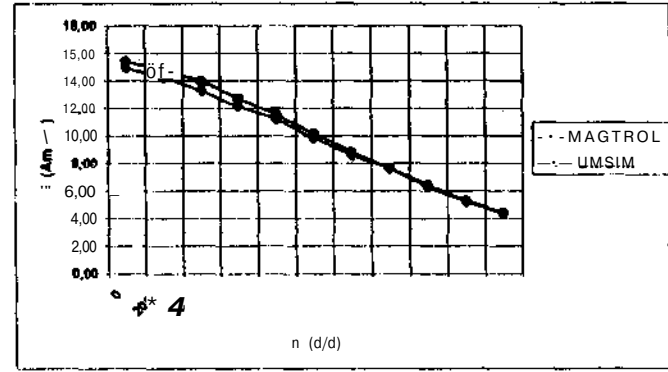
Şekil 9. Magtrol test sonuçları

## 7. TEORİK VE DENEYSEL SONUÇLARIN KARŞILAŞTIRILMASI

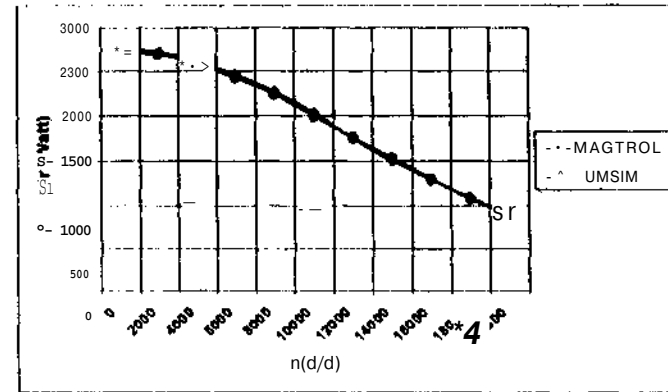
Anma gücü ve moment değerleri birbirinden farklı olan çeşitli UM 'lerin performans değerleri hem UMSİM yazılımı hem de Magtrol test düzeneği yardımıyla elde edilmiş olup, teorik ve deneysel olarak elde edilen bu sonuçların birbirlerini desteklemekte olduğu görülmüştür. Bu durum geliştirilen benzetişim algoritmasının doğruluğunu ve taşanında kullanılabileceğini göstermektedir. Anma gücü 800 W. olan bir Kuni-İslak süpürge makinası motoruna ilişkin karşılaştırma sonuçları aşağıda sunulmaktadır.



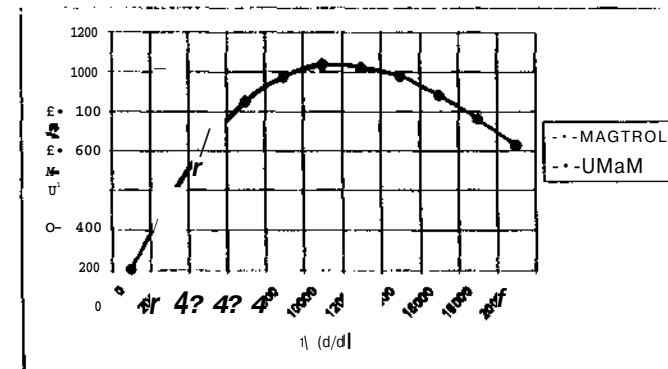
Şekil 10. Hız-Çıkış Momenti Karşılaştırması



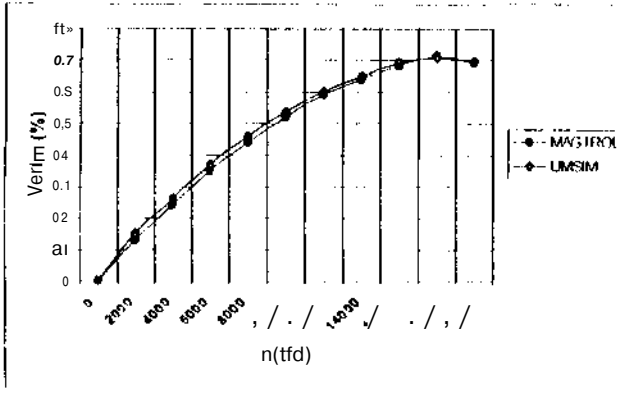
Şekil 11. Hız- Akım Karşılaştırması



Şekil 12. Hız-Giriş Gücü Karşılaştırması



Şekil 13. Hız-Çıkış Gücü Karşılaştırması



Şekil 14 İlişki-Verim Karşılıklıdır

## 8. SONUÇLAR

Ru çalışmada elektrikli ev aletleri ve endüstride geniş kullanım alanı bulan, UM` lein performans değerlerinin teorik olarak elde edilmesi için geliştirilen tasarım süreci anlatılmaktadır. Ru sürecin temel parçalarını sonlu elemanlar yöntemi (FEM) ve tarafımızdan geliştirilen UMSIM benzetişim yazılımı oluşturmaktadır. Gerek FEM analiziyle elde edilen manyetik devre parametreleri ve gerekse bu parametrelerin birer değişken olarak kullanıldığı UMSIM benzetişim programıyla hesaplanan performans değerleri, deneysel olarak elde edilen sonuçlarla karşılaştırıldığında, sonuçların yaklaşık olarak aynı olduğu görülmektedir. Teorik ve deneysel sonuçlar arasındaki bu uyumluluk, geliştirilen tasarım sürecinin doğruluğunu da göstermektedir.

## 9. KAYNAKÇA

- PİŞKİND, C. S.. "Electrical Machines Direct and Alternating Current", Second Edition, McGraw-Hill Book Co., USA, 1959.
- [2] VEINOT, C. G. "Fractional and Subfractional Horsepower Electric Motors", Chap. 12, McGraw-Hill Book Co., New York, 1948.
- [3] RICHARDS, E., F. "Seminar Notes", Section 1. Small Motor Manufacturing Association Publication, 1994
- [4] MUTNET 5.2 Toolbox User Guide and Quick Reference Guide, Infolytica Co., UK, 1996.
- [5] ÖNCÜOĞLU, C. "Üniversel Motorun Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Manyetik Alan İncelemesi". Yüksek Lisans Tezi, İTÜ, 1998.
- [6] FUJII, T.; HANAZAVYA, T. "Commutation of Universal Motors". Conference Record-IAS Annual Meeting-Publ IERF, IEEE Service Center, Piscataway, NJ, USA, P. 265-271, 1989.
- [7] ROYE, D.; POLOUJODOFF, M. Contribution to the study of commutation in small uncompensated universal motors. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol PAS-97, No 1, Jan./Feb., 1978.
- [8] SIMULINK User's Guide, The Math Works Inc. Massachusetts, 1992.
- [9] YILMAZ, M., "Üniversel Motorun Benzetimi ve Tasarımı", Yüksek Lisans Tezi, İTÜ, 1999.
- [10] HENNEBERGER, G.; ASCHE, G.; RODDER, D.

"Computer Modelling of an universal by numerical field analysis and dynamic simulation", ICEM, Boston, 1990.

[11] YEADON, A., W. "Performance Calculations Seminar A/c/v", Section H. Small Motor Manufacturing Association Publication, USA, 1994.

# YÜKSEK PERFORMANSLI BİR SÜRÜCÜ İLE SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN AKIM VE GERİLİM LİMİTLERİ ALTINDA ÇALIŞMA ALANLARININ GENİŞLETİLMESİ

M. Can ALTUNCÜNEŞ

Arif ERTAŞ

F. Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Orta Doğu Teknik Üniversitesi  
Ankara

F-mail : altungimfir@venus.aselsan.com.tr

H-mail : crtas@inetu.edu.tr

## ABSTRACT

Permanent magnet (PM) motors are widely used for a variety of industrial applications. Constant power operation and wide speed range are achieved in DC motors by appropriate reduction of the field current as the speed increases. However, direct current control of the magnet flux is not available in PM motors, and extended speed range with constant power operation can be obtained by means of flux weakening control. Flux weakening method uses the direct axis armature current to reduce the air gap flux. This paper describes a high performance servo drive system of a surface mount PM motor, in which current vector control is utilized to achieve maximum power from the motor under voltage and current limit constraints. A ROM-Digital approach is proposed for lower cost and optimum performance. Several characteristics such as torque, power capability, effect of motor parameters and so on are examined by computer simulation.

## 1. GİRİŞ

Sabit mıknatıslı (SM) motorlar, endüstriyel uygulamalarda giderek artan bir şekilde kullanılmaktadır. Özellikle servo sistemindeki sabit tork gereksiniminden dolayı SM motorları tercih edilmektedir. Bu motorların yüksek hızlarda kullanılabilmesi için stator akılarının azaltılması gerekmektedir. DA motorlarında akı zayıflatılması, yardımcı sargı akımının uygun ölçüde düşürülmesiyle gerçekleştirilir. SM motorlarda yardımcı sargı bulunmadığından, stator akısı ancak d-ekseni akımı ile ayarlanabilir. Bu yöntemde akı-zayıflatılması metodu denilmektedir [1]-[4].

Takip eden bölümlerde, sabit mıknatıslı senkron motorlar için, gerilim ve akım limitleri altında çalışan yüksek performanslı bir servo sürücü tanıtımı verilmektedir. Sistemin düşük maliyet ve optimum performans kriterlerini sağlayabilmesi için, ROM-sayısal yaklaşımı tercih edilmiştir.

## 2. TEMEL SM MOTOR DENKLEMLERİ

( $\omega$  hızı ile dönen bir SM motorun durgun koşullarda gerilim denklemleri şu şekilde ifade edilir [4].

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi_a \end{bmatrix} \quad (D)$$

- 1)  $V_d, V_q$  : stator akımı d- ve q-eksen bileşenleri  
2)  $i_d, i_q$  : terminal gerilimi d- ve q-eksen bileşenleri  
3)  $\phi_a$  : sabit mıknatısın her bir fazda oluşturduğu maksimum manyetik akı bağı  
4)  $\phi_f$  :  $= \sqrt{3/2} \times \phi_f$   
5)  $R$  : stator direnci  
6)  $L_d, L_q$  : d- ve q-eksen endüktansları  
7)  $P_n$  : rotor kutup çifti  
8)  $p$  :  $= d/dt$ .

d- ve q-eksen akımları aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$i_d = -I_n \sin \beta \quad i_q = I_n \cos \beta \quad (2)$$

$I_n$ , stator faz akımının  $\sqrt{2}$  katını (rms),  $\beta$  ise stator akımının q-ekseni ile yaptığı açıyı göstermektedir.

Motor gücü ve terminal gerilimi denklemleri

$$P = P_n \{ \phi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \quad (3)$$

$$K_t = \sqrt{(\omega \phi_a + \omega L_d i_d + R i_q)^2 + (-\omega L_q i_d + R i_q)^2} \quad (4)$$

şeklindedir.

Akı-zayıflatılması metodu yüksek rotor hızlarında uygulandığından, stator direnci üzerinde oluşan gerilim düşümü ihmal edilebilir [5].

## 3. STATOR AKIMI SINIRLARI

Stator akımı ve terminal gerilimi, sürücü ve motor kapasitelerine göre belli limit değerlerini aşmamalıdır.

$$A_s \leq I_{s, \max} \quad (M)$$

$$\langle i_d, \langle i_q \rangle \rangle \quad (6)$$

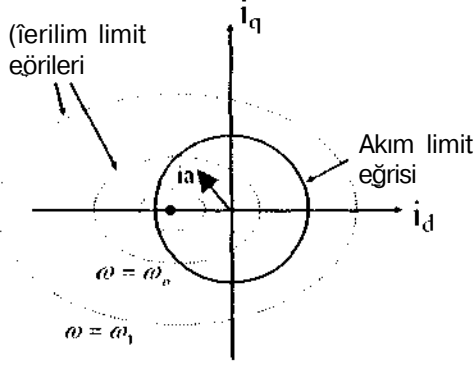
Akım limit değerini, sütiicü veya motor akım limitlerinden dnla nz olanı belitler, derilim limiti ise sürücünün verebildiği maksimum gerilim değeridir. Akım limit denklemi

$$i_d^2 + i_q^2 = I_{lim}^2 \quad (7)$$

gerilini limit denklemi ise

$$(E_a + X_d i_d)^2 + (X_q i_q)^2 = (V_{lim})^2 \quad (8)$$

şeklindedir.



Şekil 1.  $L_r > L_s$  için akım ve gerilim limit eğrileri

Şekil 1 de,  $L_r > L_s$  dü/leni üzerinde bulunan akını ve gerilim limit eğrileri gösterilmiştir. Rotor hızı  $\omega >$  arttıkça gerilim limit eğrisi giderek daralmaktadır ( $\langle u_a \rangle > r_o$ ). Motor akımının doyuma ulaşmaması için akım vektörü, her iki limit değerini de aşmamalıdır. Başka bir ifade ile akım vektörü, akım ve gerilim limit eğrileri içindeki alanda tutulmalıdır.

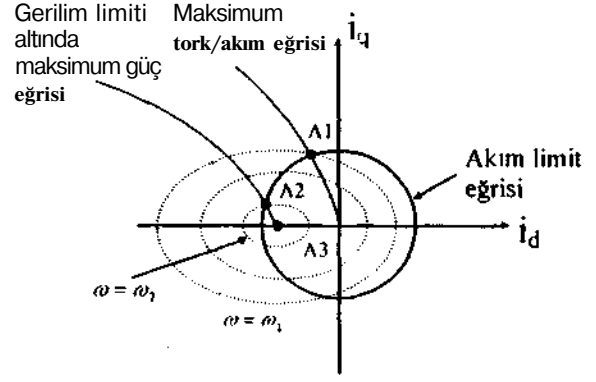
#### 4. AKIM VEKTÖR KONTROLÜ

Motordan maksimum güç alınması ve yüksek verim elde edilebilmesi için akım vektör kontrolü gerekmektedir. Verimin artırılması, akım vektörünün maksimum tork'akım eğrisi üzerinde tutulması ile sağlanır [4].

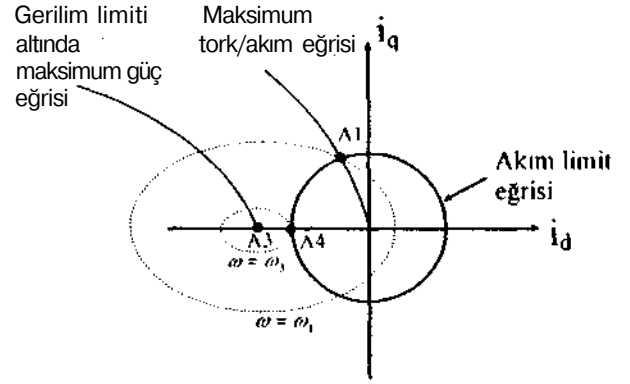
Denklem (3) te verilen çıkış gücünün  $i_d$  ya göre türevi, maksimum tork'akım denklemini vermektedir.

$$i_d = \frac{-\phi_a + \sqrt{\phi_a^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_a^2}}{4(L_d - L_q)} \quad (9)$$

Maksimum tork/akım eğrileri Şekil 2 ve 3 te verilmiştir. Bu eğri üzerindeki akım vektörleri için birim akıma karşılık, motordan en yüksek çıkış torku elde edilmektedir. Dolayısıyla, stator direnç kayıpları azalmakta, daha yüksek verimlilik sağlanmaktadır.



Şekil 2. "Maximum tork/akım" ve "Gerilim limiti altında maksimum güç" eğrileri ( $\langle J L_r \rangle < I_{lim}$ ,  $L_r > L_s, D$ )



Şekil 3. "Maximum tork/akım" ve "Gerilim limiti altında maksimum güç" eğrileri ( $\langle f \rangle > J L_r \rangle, \langle J_{um} \rangle L_q > L_s$ )

Şekil 2 de motordan maksimum güç elde edilen nokta A1 ile gösterilmiştir. Burada motor akımı  $I_{lim}$  ile sınırlandırılmıştır. Rotor,  $\omega_1$  hızına ulaşana kadar SM motordan maksimum tork elde edilir. Rotor hızının  $\omega_1$  i aşması durumunda akım vektörü A1 noktasından A2 ye doğru kaydırılmalıdır.  $\omega_1$  hızı aşağıda verilen denklemden bulunur.

$$\omega_1 = \frac{V_{lim}}{\sqrt{(\phi_a + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2}} \quad (10)$$

Burada  $V_{lim}$  ve  $i_q$  değerleri, A1 noktasındaki akım vektörünün bileşenleridir.

Denklem (3) ün  $i_d$  ye göre türevi, gerilim limiti altındaki maksimum güç denklemini verir [5].

$$i_d = -\phi_a / L_d - \Delta i_d \quad (11)$$

$$\Delta i_d = \frac{-\phi_a + \sqrt{(\phi_a)^2 + 8(\rho - 1)^2 (V_{lim} / \omega)^2}}{4(\rho - 1)L_d} \quad (12)$$

$$i_a = \frac{\sqrt{(I_{lim} / \omega)^2 - (L_d \Delta i_d)^2}}{L_d} \quad (13)$$

$$r = L_q / L_d$$

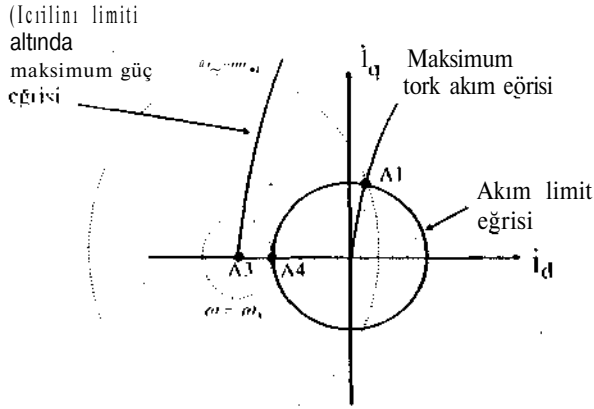
A2, gerilim limiti altında maksimum gücün sağlamlığı noktası göstermektedir.

$r_0$  den ilaha yüksek hızlarda akımı vektörü A2 noktasından A3 c doğru kaydırılmalıdır. Rotor hızı arttıkça, gerilim limit eğrisi A3 noktasına yaklaşmaktadır.

Şekil 7 te  $L_d/L_q$  oranı  $1/3$  ten büyük olan iç içe (iç) tip SM motorun eğrileri verilmiştir.  $L_d/L_q > 1/3$  olması durumunda gerilim limiti altında maksimum güç eğrisi, akım limit eğrisini kesmemektedir. Rotor hızı arttıkça akım vektörü A1 den A1 e doğru yönlendirilmelidir. A4 noktasında motor çıkış gücü sıfır olmaktadır.

## 5. YÜZEY MIKNATISLI MOTORLARDA AKIM KONTROLÜ

Servo sistemlerinde genellikle yüzey mıknatıslı motorlar kullanılmaktadır. Yüksek manyetik geçirgenliğe sahip mıknatıslar kullanılması durumunda  $p < 1$  olduğundan. Şekil 4 te verilen eğriler elde edilir.



Şekil 4. "Maksimum tork/akım" ve "Gerilim limiti altında maksimum güç" eğrileri ( $L_d/L_q > 1/3$ ,  $r < 1$ )

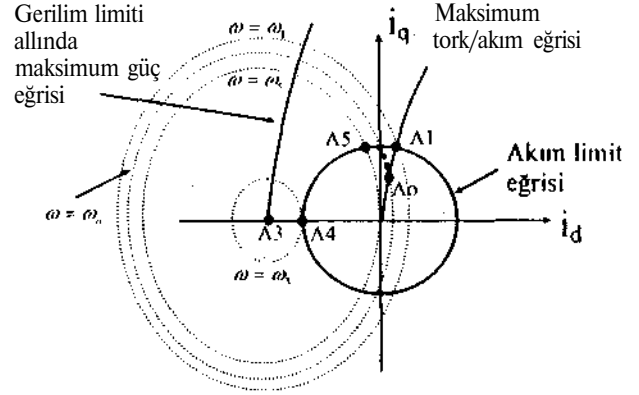
Kim hız aralıklarında maksimum motor gücü elde edilebilmesi için gerekli akım vektör kontrolü aşağıda verilmiştir.

- $(0 < \omega_r)$  : Akım vektörü A1 noktasında olmalıdır;
- $(\omega_1 < \omega < \omega_2)$  : Akım vektörü, akım limit eğrisi ile gerilim limit eğrisi kesişim noktasında olmalıdır;
- $(\omega > \omega_2)$  : Akım vektörü, denklem (11), (12) ve (13) ten hesaplanmalıdır.

Sistemden yüksek tork. aynı zamanda yüksek verim elde edilebilmesi için gerekli optimum akım vektör kontrolü aşağıda önerilmektedir.

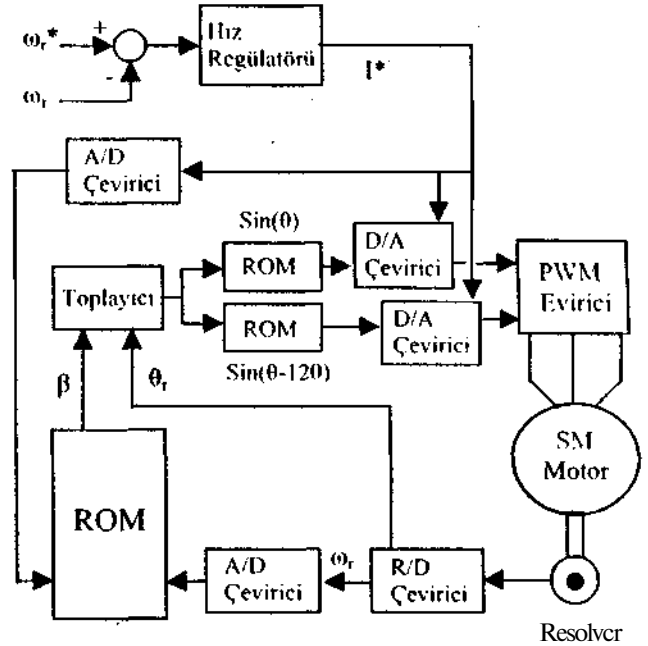
$(\omega < \omega_1)$  : Kritik hız değeri olan  $\omega_1$  e ulaşılan kadar, akım vektörü A1 üzerinde tutulmalıdır. Motorun akım gereksinimi azaldıkça, akım vektörü maksimum tork/akım eğrisi izlenerek dengeye getirilmelidir.

$(\omega_1 < \omega < \omega_2)$  : Rotor hızı  $\omega_1$  ile  $\omega_2$  arasında bir değere ( $\omega$ ) ayarlanmış ise akım vektörü A1 noktasında başlamalı, hız arttıkça A5 noktasına yönlendirilmelidir. Burada akım vektörünün genliğini hız regülatörü belirlemektedir. Motor hızı arttıkça akım ihtiyacı da azalacaktır. Akım vektörü koyu noktalı işaretle belirtilen yolu izleyerek A0 noktasına ilerleyecek ve bu konumda kararlı kalacaktır.



Şekil 5. Yüzey tip motorlar için "Maksimum tork/akım" ve "Gerilim limiti altında maksimum güç" eğrileri

$(\omega > \omega_2)$  : Maksimum tork/akım eğrisi üzerinde çalışması mümkün olmadığından, akım vektörünün olabildiğince bu eğriye yakın olması gerekmektedir. Akım vektörünün ç-ekseni ile yaptığı açı değeri, hız regülatörünün belirlediği akım genliği ile hız limit eğrisinin kesişiminden elde edilir.



Şekil 6. Yüksek performanslı servo sürücünün blok şeması



## 6. SÜRÜCÜ ÇALIŞMA İLKELERİ

Optimum akım vektör kontrolü kullanılan servo yükselticiler sisteminde geleneksel sürücü" tekniklerinden farklı olarak, ROM yardımı ile iki boyutlu bir tablo oluşturulmalıdır. Bu tabloda, gerçek rotor hızı ve akım isteği bilgileri kullanılarak akım vektörünün <math>\alpha</math>-ekseni ile yapması gereken açı belirlenir. Bu açı değeri ile resolver-sayısal çeviriciden gelen gerçek konum bilgisi, sayısal toplayıcı yardımıyla toplanır. Bu bilgi, ROM tablolarına verilerek  $\sin(\theta)$  ve  $\sin(\theta-120^\circ)$  bilgileri elde edilir. Bu referans konum bilgileri, multipling (çarpma) sayısal-analog çevirici yardımı ile analog gerilim seviyelerine dönüştürülerek PI akım regülatörüne verilir. Akım isteği genliği, hız regülatöründe bulunan PI denetleyici tarafından hesaplanır.

## 7. SONUÇ

Bu bildiride, yüksek performanslı servo sürücü yardımı ile sabit mıknatıslı motorların gerilim ve akım limitleri altında çalıştırma bölgelerinin genişletilmesi incelenmiştir. Bu çalışmaya ışığında aşağıda verilen sonuçlara ulaşılmıştır.

- 1)  $\alpha$  ve  $\beta$ -eksen akımları kullanılarak SM motorların çalışma bölgeleri oldukça genişletilebilmektedir.
- 2) Motor gücü, SM akımı ve  $\omega$  endüktansına oldukça bağlıdır.  $\omega$  ve  $\omega$  olması durumunda düşük hızlarda yüksek güç elde edilebildiği, bununla birlikte yüksek hızlarda çalışma alanının daraldığı görülmektedir.
- 3) Optimum akım vektör kontrolü kullanılarak tüm hızlarda motorun en kısa sürede dengeye ulaşması sağlanmaktadır. Aynı zamanda maksimum tork'akım eğrisine yakın çalışma sayesinde, SM motordan daha yüksek verim elde edilmektedir.
- 4) Geleneksel servo yükselticilerine iki boyutlu bir tablo eklenerek yüksek performanslı bir servo sürücü elde edilebilir.

## 8. KAYNAKÇA

- [1] Miller, T.J.Ei., *Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives*, Clarendon Press, 1980.
- [2] Nasar S.A., *Permanent Magnet Reluctance and Self-Synchronous Motors*, CRC Press, 1003.
- [3] Morimoto S., Takeda Y. ve Sanada M., "Wide Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with High-Performance Current Regulator", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 4, pp. 920-926, 1994.
- [4] Morimoto S., Takeda Y., Hirasawa T., Hatanaka K. ve Tong Y., "Servo Drive System and Control Characteristics of Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 2, pp. 338-343, 1993.
- [5] Morimoto S., Takeda Y., Hirasawa T. ve Taniguchi K., "Expansion of Operating Limits for Permanent Magnet Motor by Current Vector Control Considering Inverter Capacity", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 5, pp. 866-871, 1990.

# MAGNETİK EŞDEĞER DEVRELER YÖNTEMİ İLE ELEKTRİK MAKİNELERİNDE AKI HESABI

Yazar: R. RGÜN  
Ondokuz Mayıs Üniversitesi  
Elektronik Müh. Bölümü  
55139 SAMSUN  
E-posta: rgun@omti.cdu.tr

Yazar: Abdullah SEZGİN  
Ondokuz Mayıs Üniversitesi  
Elektronik Müh. Bölümü  
55139 SAMSUN  
E-posta: asc@omti.cdu.tr

Yazar: Güven ÖNBİLGİN  
Ondokuz Mayıs Üniversitesi  
Elektronik Müh. Bölümü  
55139 SAMSUN  
E-posta: gonbilgi@omti.cdu.tr

## ABSTRACT

This paper presents a software program developed for analyzing magnetic and electric circuits. The first step is to obtain the magnetic equivalent circuit of the machine then begin to calculate the flux density in the air gap. The program is written in Fortran and is suitable for the analysis of the generator and transformer circuits.

## 1. GİRİŞ

Elektronik devreler ile magnetik devreler arasındaki ilişkiyi tanımlayan bir konudur. Yüzyıllardır (aşlartıcı pratik yöntemlerinden) ölürü yansıtan ve bu konu, bilgisayar teknolojisindeki gelişmelerin geçici kalıcı dimini tanımlayan kılması nedeniyle yeniden gündeme gelmiştir.

Magnetik devrelerin yaygın kullanım alanlarından biri olan elektrik makinelerindeki karmaşıklık, eşdeğer devrenin doğrusal olmayan ve büyük bir sistem olması sonucunu doğurur. Ancak geliştirilen matematiksel ve sayısal yöntemler sayesinde çözümleme süresi kabul edilebilir düzeyde alınmıştır.

## 2. MAGNETİK İLETKENLİK

Değişken kesitli bir iletkenin  $t$  yolu boyunca iletkenlik direnci

$$R = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \int \frac{dx}{S(x)} \quad (1)$$

formülü ile ifade edilir.  $H$  değeri, malın boyutlarına göre  $H$  ile  $l$  de bağlıdır [2][1]. Magnetik direnç değeri hava aralığı gibi magnetik geçirgenliği yüksek olan malın sonsuz kabul edilebilecek değerler alabileceğinden magnetik iletkenlikle ifade edilen

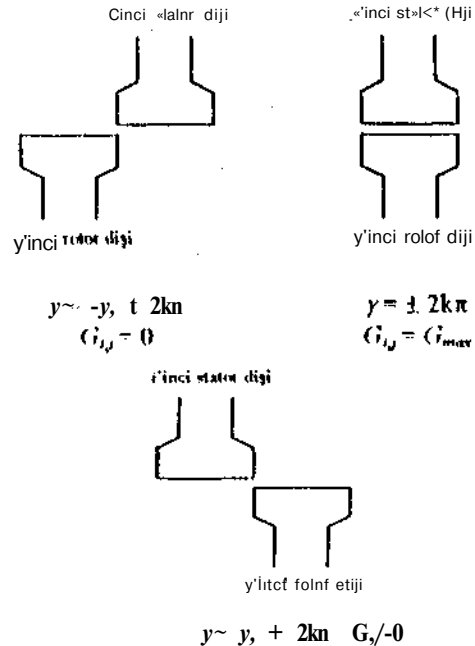
büyükler tercih edilecektir. Magnetik iletkenlik bilindiği gibi magnetik direncin tersidir. Üzerine / akımı taşıyan bir bobinin magnetik devre karşılığı ise

$$F = IN \quad (2)$$

biçiminde bir gerilim kaynağıdır.

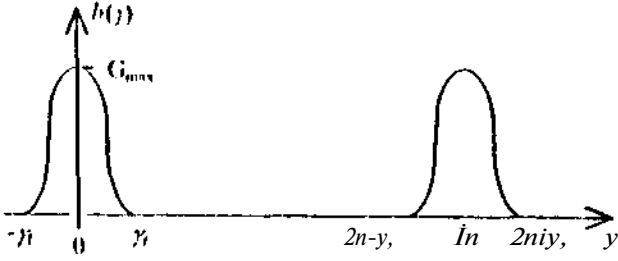
## 3. ELEKTRİK MAKİNELERİNDE MAGNETİK EŞDEĞER DEVRE

Bir elektrik makinesinde yer alan parçaların pek çoğu dörtgen, dairesel ya da yarı-dairesel geometride olduğundan kolaylıkla temel geometrik birimlere ayrılabilir ve her birimin magnetik direnci - ya da iletkenliği - analitik yöntemlerle hesaplanabilir; dolayısıyla herhangi bir makinedeki eşdeğer devresi elde edilebilir.



Şekil 1. Stator ve rotor dişlerinin konumları ve iletkenlik değerleri

Bilindiği gibi elektrik makinelerinde açılabilir bir laraklı söz konusudur. Bu yüzden hava aralığında konumlanmış olan slalor ve rotor dişleri inagnclik direnci açığa-bağlı bir değişken olarak kırıyımı/a çıkar. Dişlerin konumuna göre iletkenliğin değişimi basitçe Çekil 1.'de açıklanmıştır. Her rotor dişi ile slalor dişi arasındaki inagnclik iletkenliğin açığa bağlı değişimi Şekil 2.'de verilmiştir.



Şekil 2. Slalor ve rotor arasındaki iletkenliğin açığa göre değişimi

Bu elemanlar için yapılacak işlem, her / anı için açığı bulmak ve bu açığa karşılık gelen magnetik direnç değerlerini sisteme gıncıllmckler.

#### 4. (Ö/Ü M I, EM E FROCAIMI ve BİR ÖRNEK

Yukarıda verilen bilgilerin ışığında elektrik makinelerinin analizi için C dilinde MAG adlı çözümlenme programı yapılmıştır. Program ANSI C uyumlu olduğu için taşınabilirlik özelliğince de sahiptir.

Programın yapısı iki bölüm halinde ele alınabilir. Hıncısı dirençsel devrenin analizini yapan çekirdek programı. ikincisi ise her /rım.ıı dilimi için inagnclik dc\«cılıı diicHÇscl eşdeğer devre modelini hesaplayarak sonuçları çözümlenmiş iletken kabuk programı. (çekirdek programı. diğün çevre ><ılcnı kullanarak yazılmıştır. Mu y'ııııııııı seçilmesinin başlıca nedeni değişken sayısının azlığı ve denklemlerin kolayca kurulabilmesi sebebi ile diğer yöntemlere göre üstünlüğüdür [11] 1)

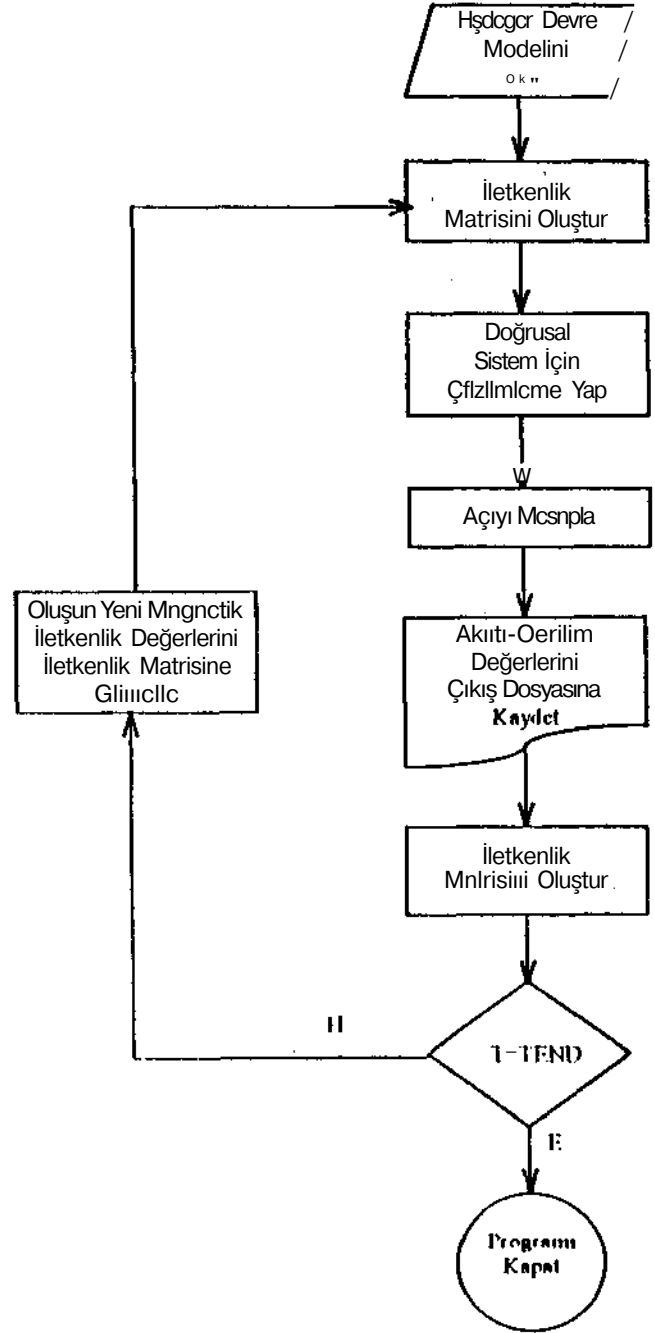
Programın akış şeması Şekil 1.'de verilmiştir.

Algoritmanın ilk aşaması olan eşdeğer devre modelinin projinına okutulması için eşdeğer devre-edeki tüm elemanları tanımlamaları \* map u/nıııııı bir tc\l dosyasına kaydedilmelidir. Her eleman için farklı tanımlama biçimi vardır ve bu yapı SPICF formatı ile farklılık taşır.

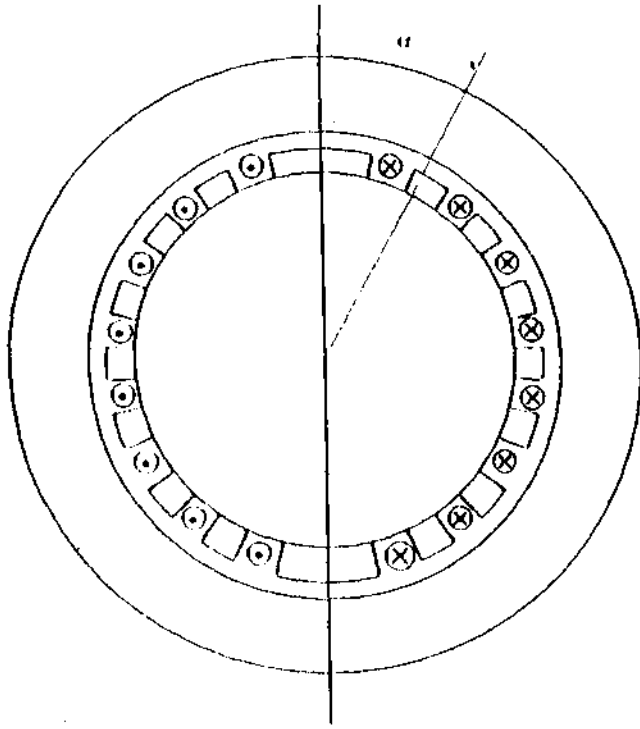
DCMC elemanlarının dışında çözümlenme süresi ve zaman adımının miktarı da giriş dosyasında tanımlanmalıdır.

Bir sistemin magnetik eşdeğer devresi elde edildikten sonraki aşama dirençsel devre çözümlenmesinden ibarettir.

Yapılan çalışmada Şekil 4.'de gösterilen senkron geneli aforin magnetik eşdeğer devresi elde edilmiş ve hava aralığı boyunca akı dağılımı hesaplanmıştır.



Şekil 3. Programın akış şeması



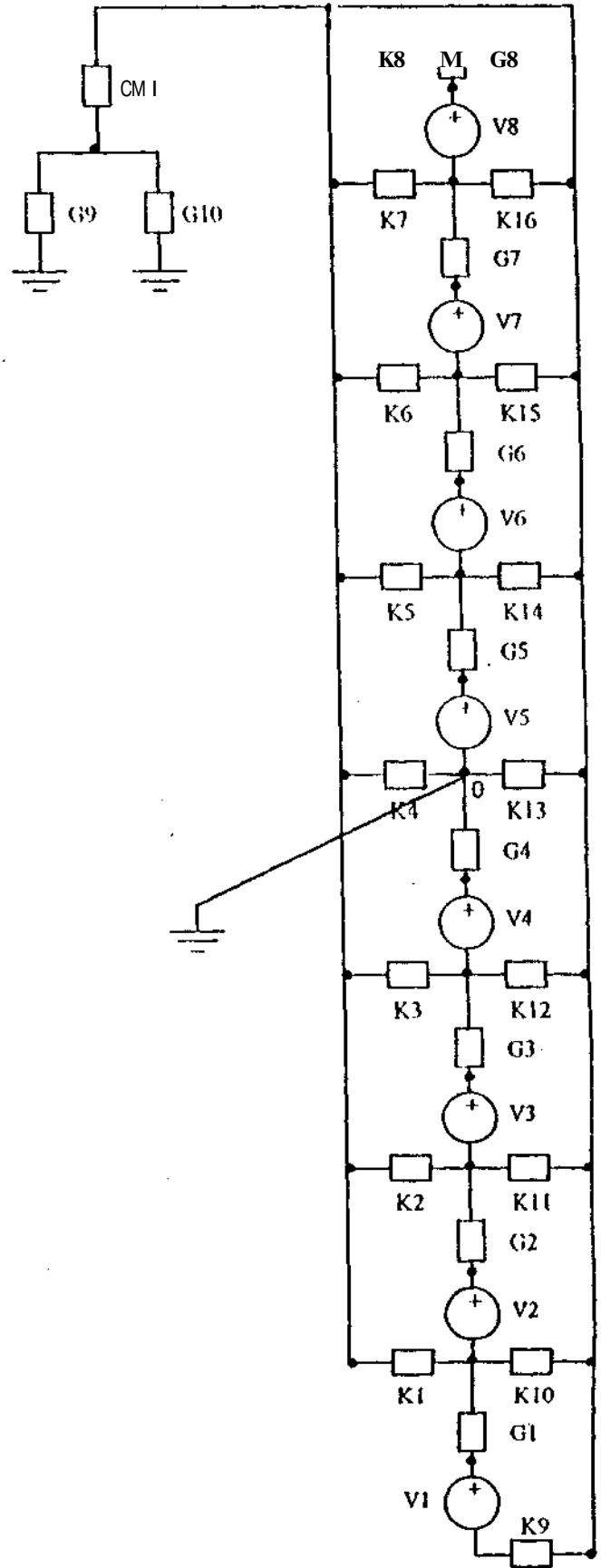
Şekil 1. İncelenecek olan senkron jeneratörünün kesiti

İncelenen makinenin motor çapı  $K_1$  cm, eksen boyu  $\geq 5$  cm, stator genişliği 7 cm ve hava aralığı 1 mm'dir. Rotora yerleştirilmiş her bobin 100 sarın içermektedir. Muhtemelen ışınlarında yapılan ölçümler sonucunda elde edilen eşdeğer devre Şekil 5.'de verilmiştir. Şekilde G sembolü ile gösterilen elemanlar sabit değerli kapasitanslardır. K sembolü ile gösterilenler ise Şekil 1. ve Şekil 7.'de ayrıntılı olarak belirtilen bağımlı iletkenlerdir.

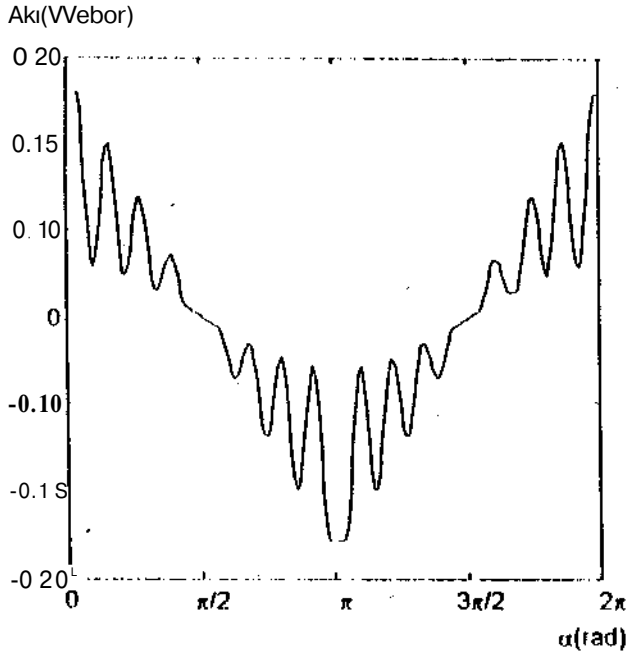
Yukarıdaki bilgilerin ışığında yapılan ölçümler sonucunda açığa çıkarılan hava aralığında oluşan akı daralımı Şekil 8.'de verilmiştir.

## 5. SONUÇLAR

Bu çalışmada manyetik eşdeğer devreler yönteminin elektrik makinelerinde uygulanması ve bu amaçla geliştirilmiş olan MACI adlı programlanmıştır. Programın çalışması bir senkron jeneratörün hava aralığı boyunca akı daralımı hesabı ile açıklanmıştır. Farklı edilen manyetik akının rotor dişleri ve olukları boyunca değişimi gözlemlenmiştir. Programın en önemli çıktıları, manyetik akı daralımı, manyetik akı yoğunluğu ve manyetik akı yoğunluğunun manyetik akı yoğunluğuna oranıdır. Öyle ki işlem gücü düşük bir PC ile dahi herhangi bir elektrik makinesinin manyetik akı yoğunluğunu ve çözümlemesi yapılabilmektedir.



Şekil 5. İncelenecek olan senkron jeneratörün manyetik eşdeğer devresi



Şekil 6. İncelenen olan senkron jeneratörün açığa bağlı akı dağılımı

## 6. KAYNAKÇA

[1] İma. I.O. ve I.in. N.P.. *Computer-Aided Analysis of Electronic Circuits: Algorithms and Computational Techniques*, Englewood Cliffs NJ, Prentice-Hall, 737p., 1975.

[2] Oslovic V.. "Application of Magnetic Equivalent Circuits in Transient and Steady State Machine Analysis", WMPFC Research Report, University of Wisconsin, Madison, 1991, *Electric Machines: Analysis and Design Innovation*, Part I 77-112. Madison. Wisconsin, 1981.

[1] Ostovic V., *Analysis of Saturated Electric Machines*, Ann Arbor MI. Springer-Verlag. 1987.

[1] Vlach, J. ve Singal. K.. *Computer Methods for Circuit Analysis and Design*, Van Nostrand-Reinhold: New York, 59-1p, 1981.

# ELEKTRİK MAKİNALARINDA HIZLANDIRILMIŞ RULMAN ARIZASINA İLİŞKİN İSTATİSTİKSEL VERİ ANALİZİ

S. Deniz YILDIZ

Serhat ŞEKER

Emine AYAZ

Elektrik Mühendisliği Bölümü  
İstanbul Teknik Üniversitesi  
80626 Maslak - İSTANBUL  
e-mail : seker@elk.itu.edu.tr

## ABSTRACT

//; this \work, the statistical analysis of vibration test data, whicfi is received' from the accelerated aging processes for the induction motors, was eramined. A polynomial approach uasfonnd, to show the hearingaging, by the usingofchanges of the standard deviation valuesfor each aging proce.i.s.

## 1. GİRİŞ

Endüstriyel süreçlerde yer alan elektrik motorlarının elektriksel ve mekaniksel kısımlarındaki arızaların erken belirlenmesi güvenilirlik ve ekonomiklik açısından son derece önemlidir. Bu nedenle öngörülü bakım (Predictive Maintenance) amaçlı durum izleme (condition monitoring) çalışmaları makina bozulma bilgisinin ortaya çıkartılmasının temelini oluşturur [1-2]. Bu anlamdaki bilinen yöntemlerden biri ise spektral analiz yöntemidir. Çünkü bu yolla makina durum bilgisi frekans tanım bölgesinde kolayca ifade edilebilir. Ancak bunun yanında zaman serisi şeklindeki işaretlerin istatistiksel analizi yoluyla da durum bilgisini çıkartmak mümkündür.

Literatürde, endüstriyel uygulamalarda kullanılan endüksiyon motorlarının arıza saptamasında kullanılmış birçok durum izleme çalışması gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmalarda ortaya çıkartılan arızaların %50 sinden fazlasının ise rulman ve shaft dengesizlikleri gibi mekanik nedenlerden kaynaklandığı görülmüştür [3-5].

Bu çalışmada laboratuvar ortamında yapay eskitme süreçleri ile oluşturulmuş rulman arızası gözönüne alınarak, rulman bölgesine yakın noktadaki titreşim işaretinin istatistiksel analizleri yapılarak arızalı durum belirlemesi gerçekleştirilmiştir.

## 2. VERİ ANALİZİNDE KULLANILAN İSTATİSTİKSEL BÜYÜKLÜKLER

Genel anlamda gözönüne alınan bir sistemden alınan işaretleri istatistiksel olarak inceleyerek sistem durumuna ilişkin bilgi çıkartmak stokastik tabanlı durum izleme çalışmasının temel yapısını oluşturur. Bu anlamda sistemden alınan süreç işaretlerine { T, } ilişkin bazı istatistiksel parametrelerin

değişimlerinin gözlemlenmesi zaman içinde sistemin genel eğilimini belirler. Söz konusu bu istatistiksel parametrelerden bazıları sırasıyla, ortalama (J), standard sapma (er), çarpıklık (c) ve basıklık (\*) dır [6].

Ortalama değer, işaretin genliklerinin aritmetik ortalaması şeklinde hesaplanıp aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\mu = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (D)$$

Benzer şekilde, standard sapma da

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^2} \quad (2)$$

biçimindedir.

{ x, } dizisinin dağılımının simetrikli durumdan sapmasının ölçüsünü veren çarpıklık (skewness) ise

$$c = \frac{\left[ \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^3 \right]}{\sigma^3} \quad (3)$$

olup, dağılımın dikliğinin ölçüsünü gösteren basıklık (kurtosis) aşağıdaki eşitlik ile verilebilir.

$$k = \frac{\left[ \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^4 \right]}{\sigma^4} \quad (4)$$

Hesaplanan bu parametrelerin normal-simetrik bir dağılım durumunda  $c = 0$  ve  $k = 3$  değerlerini alması beklenir.

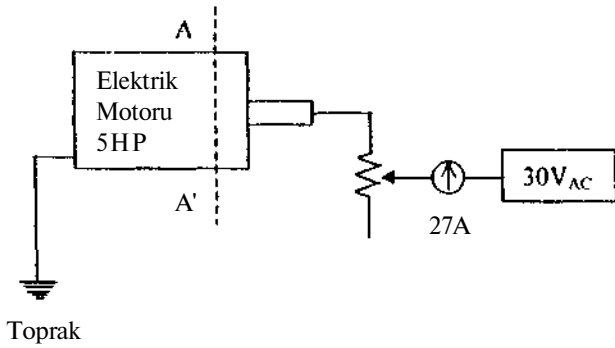
### 3. RULMANDA YAPAY ESKİTME VE DENEY DÜZENİĞİ

Normalde elektrik makinasına ilişkin rotor, iletken olmayan bir gres yağ tabakası ile rulman vasıtasıyla tutulur. Yüksek hızlarda bile yağ tabakası varlığını korur ve rotoru, rulmanın dış bileziği ile temas ettirmez. Ancak rotor gerilimi toprağa göre artabilir ve bu durumda yağ tabakasının yalıtkanlığı delinerek kıvılcım atlamaları sözkonusu olabilir. Böylece boşalma modunda rulman içinden bir akım akar.

Alçak hızlarda ise, yağ tabakası çok ince hale gelerek rulman bilyeleri bilezik ile daha iyi temas eder. Bu durumda, boşalma modundaki gibi gerilim yükselmesi oluşmaz ancak, rulman içinden iletim modu şeklinde bir akım akmaya başlar.

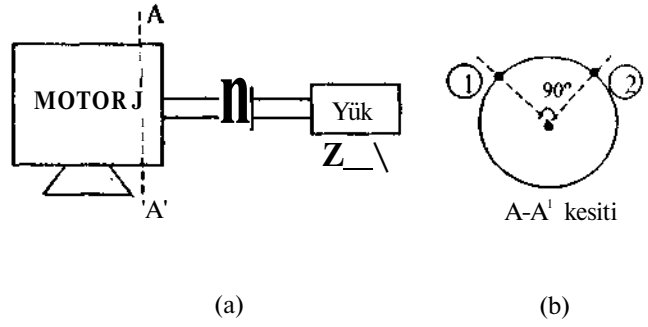
Böylece rulman akımları boşalma ve akım şeklinde iki moda ortaya çıkar. İletim modu rulman içinde sürekli bir akım oluşturur ancak erken bir arızaya sebebiyet vermez. Boşalma modu ise ark oluşumları ile rastlantısal akımları oluşturur ve yağ tabakasını bozar ve aynı zamanda noktasal rulman yüzey bozukluklarına neden olur.

Rulman şaftında oluşan elektriksel boşalma benzeşimi için bu çalışmada aşağıdaki gibi bir deney düzeneği oluşturulmuştur.



Şekil 1. Yapay rulman eskitmesi.

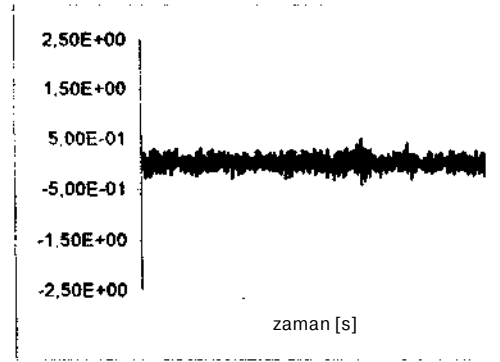
Şekil 1 deki gibi şaft dışarıdan 27 A lik bir akım ve 30 V AC gerilim uygulanmıştır. Bu şekildeki eskitmenin yanı sıra ayrıca yedi aşamada uygulanan termal ve kimyasal eskitme süreçleri de gerçekleştirilmiştir. Her süreçten sonra eskime hızlanmış ve motor bir test platformu üzerinden performans testinden geçirilmiştir. % 0.115 lik yük altında gerçekleştirilen performans testinde rulman arızasının istatistiksel analizinde kullanılacak olan titreşim işareti Şekil 2 deki A-A' kesitine göre 2 numaralı titreşim algılayıcısından alınmıştır.



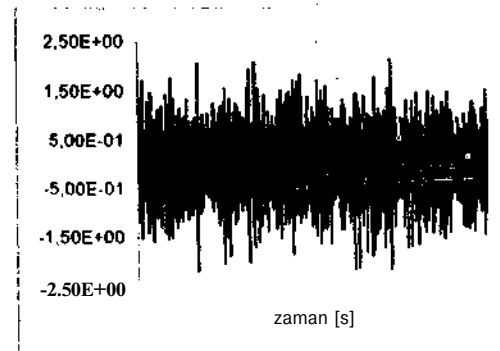
Şekil 2. a) Performans testi, b) Titreşim algılayıcılarının yerleri.

### 4. UYGULAMA

5 HP lik 3 faz 4 kutuplu endüksiyon motorunun yedi eskime süreci sonrasında motor performans testi yapılarak Şekil 2. a) ve b) deki durumlara ilişkin olarak, %100 yük altında her bir eskime süreci ile birlikte sağlam durumu da içerecek şekilde toplam 8 aşamadan oluşan, 12 kHz lik örnekleme frekansına sahip titreşim işareti alınmıştır. 10 s lik ölçme sonunda elde edilen bu titreşim işaretinin 0.25 s lik kısmı bu çalışmanın istatistiksel analiz kısmı için kullanılmıştır. Bu anlamda, söz konusu titreşim işaretinin sağlam ve yedi eskitme aşamasından sonra sağlam ve yedinci eskitme aşamasına ilişkin zaman serileri aşağıdaki şekillerle verilmiştir.



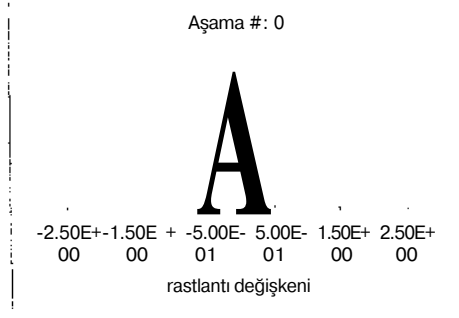
a) Sağlam durum.



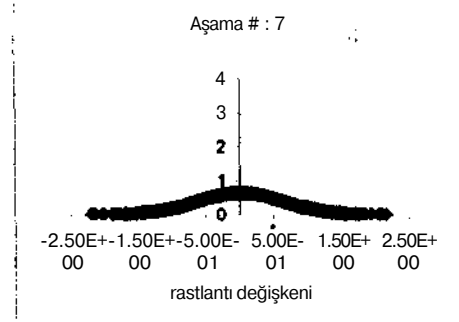
b) Bozuk durum.

Şekil 3. Zaman işaretleri.

Yukarıdaki zaman tanım bölgesi titreşim işaretlerinin olasılık dağılım fonksiyonları ise benzer şekilde aşağıdaki gibi normal dağılım şeklinde Şekil 4 a) ve b) ile verilebilir.



a) Sağlam durum.



b) Bozuk durum.

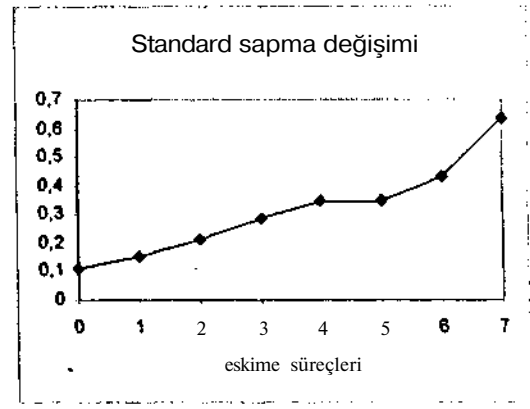
Şekil 4. Olasılık dağılım fonksiyonları

Her bir aşamaya ilişkin hesaplanmış istatistiksel büyüklükler ise Tablo 1 deki gibi verilmiştir.

Tablo 1. Hesaplanmış istatistiksel büyüklükler.

Aşamalar	aritmetik ort.	Standard sapma	çarpıklık	basıklık
0	1.23E-03	0,110031	0,044223	3,02E+00
1	2.11E-03	0,150856	-0.03273	2,97F+00
2	5.28E-04	0,20833486	-5,22F-.02	3,00F+00
3	2.51E-04	0,28453042	-2.28F-.03	3,04I-;KK
4	3,97E-04	0,34411	-0,020355	3,01UU)0
5	1,92E-03	0,345682	-0,0266	2,931^00
6	-3.18E-04	0,430489	-0,043148	2,99i;»00
7	1.13E-02	0,633042	-0,070185	2,99E+00

Tablo 1 deki değerlerden standart sapmaya ilişkin değişim Şekil 5 deki gibi gösterilmiştir.



Şekil 5. Standart sapma değerlerinin değişimi.

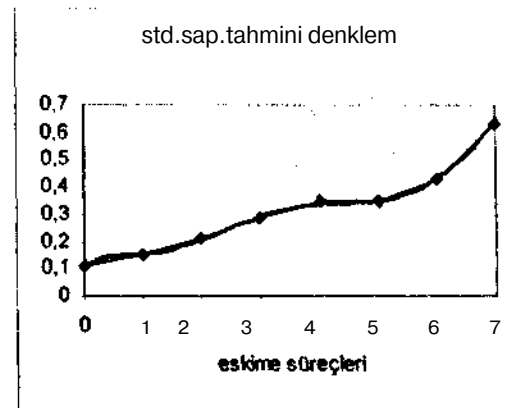
Böylece istatistiksel parametrelerden sadece standart sapma değerlerindeki farklılıkların makina durum farklılıklarını nasıl etkilediği kolaylıkla görülebilir. Çünkü Tablo 1 e göre her bir durum için ortalama değer yaklaşık olarak sıfırdır. Ayrıca, çarpıklık ve basıklık parametreleri ise bütün durumlar için yaklaşık olarak  $c = 0$  ve  $k = 3$  olduğu için normal dağılımda bir sapma gözlemlenmemiştir.

## 5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada rulman arızasına ilişkin olarak gözlemlenen yedi eskime sürecini içermiş titreşim veri kümesinin çeşitli istatistiksel özellikleri incelenmiştir.

Sonuçta her bir aşamada, her bir hesaplanmış parametrenin değerinde küçük farklılıklar gözlemlenmesine rağmen, bozulmayı temsil etmesi açısından en yararlı parametrenin standart sapma olduğu saptanmıştır ve bu durumda rulman eskimesi, standart sapma değişimine uydurulan aşağıdaki gibi 6. dereceden bir polinom ile temsil edilmiştir (Şekil 6).

$$y = -0.0002x^6 + 0.0062x^5 - 0.0653x^4 + 0.3348x^3 - 0.8583x^2 + 1.0763x - 0.3836 \quad (5)$$



Şekil 6. Standart sapma değişimine polinom uydurulması.



Bu çalışmanın devamı olarak eskime sürecinin son aşaması ve sağlam duruma ilişkin güç spektrumlarının karşılaştırılması ile söz konusu eskime, frekans tanım bölgesinde de tanımlanabilecektir. Bu ise gelecekteki başka bir çalışmanın konusunu oluşturacaktır.

## 5. KAYNAKÇA

- [1] Nicholas J.R., "Predictive Condition Monitoring of Electric Motors", P/PM Technology, pp. 28-32, August 1993.
- [2] Cho K.R., Lang J.H. and Umas S.D., "Detection of Broken Rotor Bars in Induction Motors Using State and Parameter Estimation", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 28, No. 3, pp. 702-709, May/June 1992.
- [3] Schoen R., Habetler T.G., Kamran F. and Bartheld R.G., "Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring", 1994 IEEE Industrial Application Meeting, 1994, Vol. 1, pp. 110-116.
- [4] Bowers S.V. and Piety K.R., "Proactive Motor Monitoring Through Temperature Shaft Current and Magnetic Flux Measurements", CSI 1993 Users Conference, September 20-24, 1993, pp. 2-3.
- [5] Şeker S., Upadhyaya B.R., Erbay A.S., McClanahan J.P. and DaSilva A.A., "Rotating Machinery Monitoring and Degradation Trending Using Wavelet Transforms", MARCON' 98 Maintenance and Reliability Conference, Knoxville, USA, 12-14 May 1998, Vol. 1, pp. 23.01-23.11.
- [6] Milewski E.G., "The Essentials of Statistics", Research and Education Association, Vol. 1, ISBN 0-87891-658-X, 1996.

Doç. Dr. Semra ö/lörk

Arş. Gör. N. Füsün Serteller

Marmara Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Bölümü

Tel:02 16 W> 57 7» Fax:0216 117 K9 «7 Gö/lcpc/ İstanbul

#### ABSTRACT

Electromechanical conversion of energy in electrical machines is accompanied by number of undesirable phenomena eg. vibration and parasitic torques. These phenomena are mainly due to electromagnetic forces acting in the tooth /one of the machine.

Universal methods for calculating electromagnetic forces based on some\veral complicated mathematical models are considered.

This paper will consider the possibility of determining the electromagnetic forces in the tooth /one of electrical machines from changes in energy for a small displacement. A technique for calculating the electromagnetic forces that act on the tooth of an electrical machine is developed based on a method of tooth conductances

#### GİRİŞ

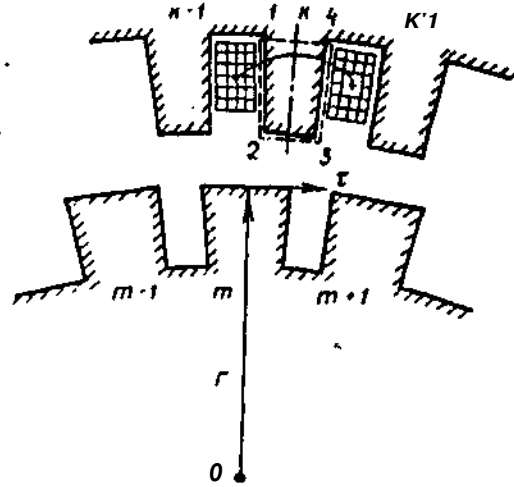
Elektrik makinalarının en önemli konularından birisi de yok edilemeyen ancak asgariye indirilmeye çalışılan magnetik bo/ucu etkiler ve gürültüdür. Elektrik makinalarında ki enerji dönüşümü gürültü, titreşim ve bo/ucu etkileride beraberinde getirmektedir. Bu olumsuz etkilerin oluşumunda en önemli etken . makinanın dişlilerinde meydana gelen elektromagnetik kuvvetlerdir.

Bir elektrik makinasının magnetik sistemi stator ve rotor ferromagnetik gövdelerinde oluşmaktadır. Makinanın hava aralığındaki magnetik alan sürekli \c geçici hal durumları için analiz edilebilir. Amili/ yöntemi, stator ve rotor dişleri arasındaki elektromagnetik etkileşimin çok küçük bir yer değiştirmeye oluşturduğu kuvvetlerin hesaplanmasına dayanır.

Elektrik makinalarında ki kuvvetlerin bulunması için "enerji metodu" olarak adlandırılan nicod sıkça kullanılmaktadır. Burada anlatılan enerji metodu ise sadece q (quadrater) eksenindeki değişimleri göz önüne almaktadır ve bu eksen ü/crindeki değişimler akım yada akı olsun, sabit olarak değerlendirilmektedir.

#### Dişliler üzerindeki kuvvetlerin analizi

Analizc başlarken, elektrik makinalarındaki rotor diş sayısı  $Z_1$  ve stator diş sayısı  $2.1$  dir. Rotordaki ikinci ve statordaki m'inci dişli ele alınarak matematiksel işlemler yapılacaktır. K'inci ve m'inci dişliler arasındaki elektromagnetik kuvvetler ele alınırken, bu aradaki yüzey de S1234 olarak aşağıdaki şekil l'de gösterilmiştir.



Şekil I. Elektrik makinasındaki dişli bölgesi

Magnetik enerji formülünü yazarsak

$$W = \int_{Aq}^M \frac{JM'}{\Delta q} = \frac{W'}{c'q} \quad (D)$$

$(\Phi_{tm} = \text{sabit})$

bu koşullar altında magnetik enerji formülünü diL/cnlersck

$$W = \int_{Aq}^M \Phi_{tm}^2 R_{tm} \quad (2)$$

I ve 2 nolu formüller göz. önüne alınarak aşağıdaki eşitliği yazabiliriz/.

$$\Pi = \frac{1}{2} \Phi_{km}^2 \frac{\partial R_{km}}{\partial l} \quad (0)$$

Magnelik akıyı elctronmagnctik kuvvet ve magnetik iletkenlik şeklinde ya/mak istersek

$$\Phi_{km} = (\varphi_k - (\varphi_m)) A_{km} \quad (4)$$

$\varphi_k$  ve  $\varphi_m$  magnclik potansiyel.  $A_{km}$  magnetik iletkenliktir.

$$A_{km} = I / R_{km} \quad (5)$$

İki formülü birbirleri) Ic birleştirirsek

$$D) \frac{1}{2} (\varphi_k - \varphi_m)^2 \frac{\partial A_{km}}{\partial l} \quad (6)$$

m'inci rotor dillisinin k'mcı stator dişlisi

$$\Pi = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^Z (\varphi_k - \varphi_m)^2 \frac{\partial A_{km}}{\partial l} \quad (7)$$

Formülü açarsak aşağıdaki denklemleri elde ederiz/..

$$D_{m1} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^Z \varphi_k^2 - \varphi_m \sum_{k=1}^Z \varphi_k \frac{\partial A_{km}}{\partial l} + \frac{1}{2} \varphi_m^2 \sum_{k=1}^Z \frac{\partial A_{km}}{\partial l} \quad (8)$$

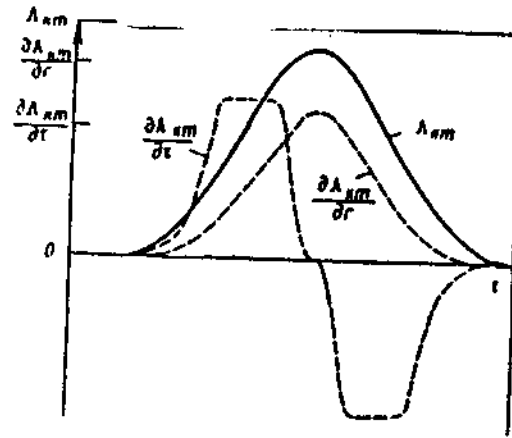
7 ve 8 nolu formülleri kullanmak için belli yönleri pozitif yön olarak almamız gerekmektedir. Burada teğetsel kuşetlerde pozitif yön olarak saat yönünü, radyal kuvvetlerde de pozitif yön, hava aralığına doğru kabul edilecektir. Bu kabullere göre açısıl m'ninci dişlideki kuvveti aşağıdaki şekilde yazabiliriz/.

$$D_{m1} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^Z (\varphi_k - \varphi_m)^2 \frac{\partial A_{km}}{\partial l} \quad (9)$$

Kuvvetin radyal bileşeni için de formül aşağıdaki gibidir.

$$\Pi_{m1} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^Z (\varphi_k - \varphi_m)^2 \frac{\partial A_{km}}{\partial l} \quad (>0)$$

Bu formülleri kullanarak aşağıdaki şekli elde edebiliriz.



Şekil-2. k ve m dişlilerindeki Akm ile radyal ve teğetsel türev eğrileri

Burada değerleri bulurken ise Akm dişlilerdeki iletkenlik dişli geometrisinden gidilerek elde edilebilir. Elctromagnclü kuvvet ise magnetik devre eşitliklerinden elde edilir.

Magnclik iletkenliğin açıya göre türevi ise; aç ve iletkenlik arasındaki bağıntının türevi alınarak elde edilir. Burada en önemli ve zor konu ise iletkenlik ile yarıçap arasındaki bağıntıdır. Bu konuda nümerik diferansiyel denklemler kullanılır. Buradaki nümerik problem sonlu farklar yöntemiyle de çömlenir. Aşağıdaki denklem bunun için yol göstericidir.

$$\frac{\partial A_{km}}{\partial r} = \frac{2Ar}{2Ar} \quad (11)$$

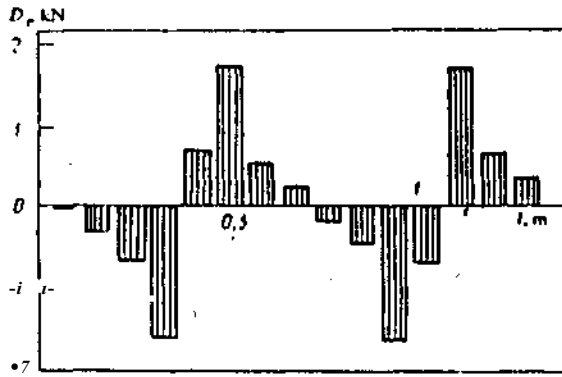
Rotor için elde edilen bu denklemler stator içinde aynı yöntemlerle elde edilir. Ancak yönler gö/önünc alınırsa teğetsel bileşen için (-) işaretini kullanılır. Stator için aşağıdaki formoller yazılabilir.

$$D_{rk} = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{Z_2} (q_k - q_m) \frac{r^2 A_{km}}{l^2} \quad (12)$$

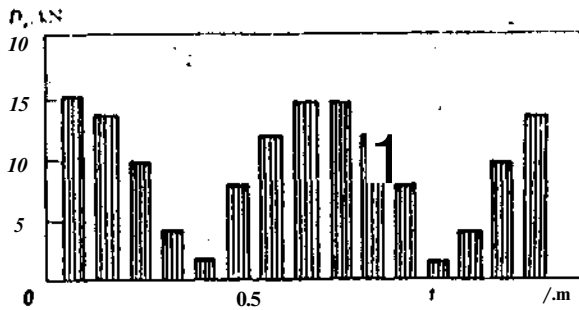
\c

$$D_{rk} = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{Z_2} (q_k - q_m) \frac{r^2 A_{km}}{l^2} \quad (13)$$

Şekil 1 ve Şekil 4'de bir pcrOÜ için rotordaki teğetsel ve radyal kuvvetlerin makinayı nasıl etkilediği gösterilmiştir. Radyal kuvvetler sabit bileşen ve alternatif bileşen olmak ü/cre ikiye ayrılmıştır. Sabit bileşen statordaki mekanik gerilmeleri göstermektedir. Alternatif bileşen ise makinadaki titreşimin artmasına sebep olmaktadır.

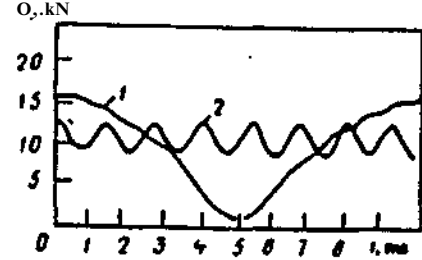


Şekil-J. teğetsel kuvvetlerin stator dişlisi üzerindeki etkisi



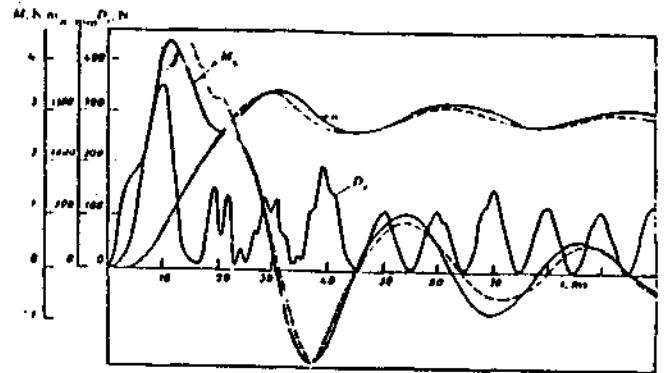
Şekil-4. Radyal kuvvetlerin stator dişlisi üzerindeki etkisi

Böylece, makiiu çekirdeğindeki kuvvetler analiz, edilerek dişliler ü/erindeki magnetik kuvvetleri bulmak mümkündür. Buradan da statordaki magnetik kuvvetlerin etkisi ve dolayısıyla makinadaki olumsuz, etkileri matematiksel modelleriyle ortaya çıkarmak olasıdır. Şekil5'de statordaki bir alternatif kuvvet bileşeninin S. rotor dişlisiyle ortaya çıkardığı etkileşim gösterilmiştir.



Şekil-5. Radyal kuvvetlerin statorun 1. dişlisi (1) rotorun 5. (2) dişlisi arasındaki etkileşimi

Ayrıca geçici durumlar için elektromagnetik moment de hesaplanmış ve motor ü/erindeki etkisi şekil 6'da verilmiştir. Rotordaki magnetik moment; rotor dişlisindeki teğetsel kuvvetlerin toplamının, radyal kuvvetlerle çarpımına eşit olarak hesaplanmış ve kullanılan metod burada açıklanmıştır. Şekil6'da ayrıca konuyla ilgili deneysel çalışmada kesikli çizgiyle gösterilmiştir.



Şekil-6. Geçici durumbr için manyetik momentlerin motor üzerine etkisi

## SONUÇ

Bu çalışmada elektrik makinalarındaki dişliler ü/crindeki magnclik km-vetler analiz edilerek, sargıların yapısı ve hava aralığı özelliklerini incelememi/ ve bu değerler ii/crinde değişiklikler \:ıpımız mümkün olmaktadır. Kuvvetlerin nümerik olarak hesaplanması sayesinde bu yöntem hem çıkık kutuplu senkron makinalarda hem de indüksiyon makinalarının sürekli ve geçici hali içinde kullanılabilir. Ayrıca bu teknik elektrik makinalarında ki titreşimin ve mekanik gerilmelerin anali/i içinde kullanılabilir.

## KAYNAKÇA

- [1] PHILP L. ALGER, ' The nalurc of Polyphase Induction Machines, 1951 London.
- [2] FISENKO V.G., ' Devlopment of method for calculnting transient processes in induction motors allo\ving for skin effect and slotted cores, MEI.Moskow.1989.
- [1] V.G FISENKO.V V YERİN andS.V. SHATSKH 'Analysis of elctromagnclic forces in the tooth /onc of elctrical machincs'.Elcctrical Technolügy\* No.1ppf. -72.1992.
- [4] T IH)DUR(K"il.U I-lekirik Makinaları İl İl. Yayınları 197?

# ANAHTARLAMALI RELUKTANS MOTORUNUN STATOR VE ROTOR KUTUPLARINDA TANIMLANAN YENİ PARAMETRELERİN MOMENT DALGALILIĞINA ETKİSİ

VİSUF ÖZÖCALI

Teknik Bilimler M.Y.O. Elektrik-Kontrol Programı  
İstanbul Üniversitesi  
34850 Avcılar-İstanbul  
E-mail : vozoaluf@itu.edu.tr

Nurdan GÜZELBEYOĞLU  
Elektrik Mühendisliği Fakültesi  
İstanbul Teknik Üniversitesi  
8626 Maslak-İstanbul  
E-mail: nurdan@elk.itu.edu.tr

## ABSTRACT

Swifed reluctance motor (SRM) has the good performances, which are a high torque weight ratio and a high reliability. However, SRM has the disadvantage of a large torque ripple. In this paper, it is aimed to minimize torque ripple of the SRM by using the finite element method. New geometric parameters have been defined on the stator and the rotor poles and their stator rotor pole shapes has been obtained, changing these parameters. It has been shown that how the motor's geometric parameters affect the torque ripple of the SRM.

## 1. ÇIRIŞ

Son yıllarda, yapısının basitliğinden dolayı pek çok alandan Annhnlrlnnnnlı Reliktms Motoru (ARM) kullanılmaktadır. Ancak, motordan elde edilen momentin yüksek değerde dalgalılık içermesi, ARM'nun en önemli dezavantajlarından birisidir. Moment dalgalılığı motoru ıjjajan ln? sargılat mm sıayla de\ic\ye pimesi\le oıtaya çıkmakta ve motorun rılmanlaına /aıar vercick /amatisi7 aşınmasına ve akustik gürültiye sebep olmaktadır.

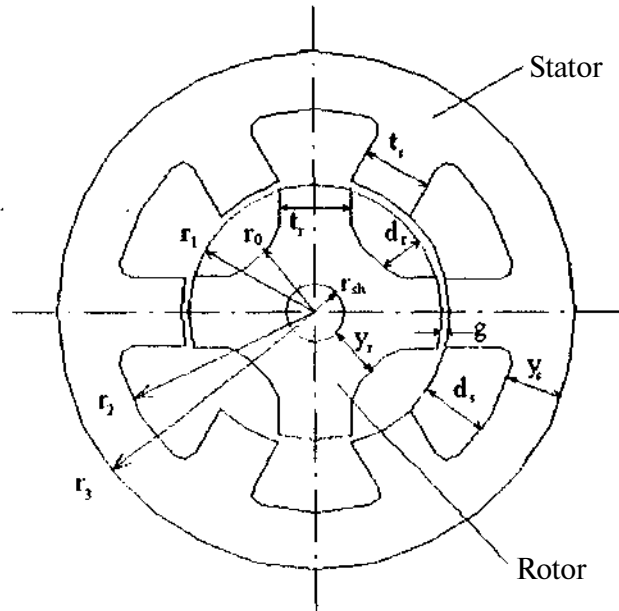
ARM'nun moment dalgalılığını azaltmaya yönelik genel olarak iki metod kullanılabilir: 1- Motorun kontrol devresinin tasarımını esas alan metod [1-3], 2-Motorun mekanik devresinin tasarımını esas alan metod [4-6]. Bu makalede motorun geometrisi ve magnetik devresi esas alınarak incelemeler gerçekleştirilmiştir. Sonlu Elemanlar Metotunu (SFM) uygulamak için ANSYS isimli sonlu elemanlar analiz (SFA) programı kullanılmış ve ARM'nun nonlineer magnetik alan analizleri yapılmıştır.

Moment dalgalılığını azaltmak üzere, stator ve rotor şekilleri üzerinde yeni geometrik parametreler tanımlanmıştır. Fide edilen yeni kutup şekillerine sahip motor modellerinin dalgalılık oranları karşılaştırılmıştır.

## 2. ARM'NUN SONLU ELEMANLAR MODELİ

İncelemelerde kullanılmak üzere, 6 stator ve 4 rotor kutbuna sahip, 6/4 bir ARM ele alınmıştır [7], Şekil 1'de ince

ARM'un geometrisi ve bu geometriyi oluşturan parametre değerleri verilmiştir.



Parametre	Değeri
$r_0$	$0.1734 \cdot 10^2 \text{ m}$
$r_1$	$0.2349 \cdot 10^2 \text{ m}$
$r_2$	$0.3881 \cdot 10^2 \text{ m}$
$r_3$	$0.4699 \cdot 10^2 \text{ m}$
$t_r$	$0.1226 \cdot 10^2 \text{ m}$
$t_s$	$0.1295 \cdot 10^2 \text{ m}$
$d_s$	$0.1508 \cdot 10^2 \text{ m}$
$d_r$	$0.6147 \cdot 10^2 \text{ m}$
$y_s$	$0.8179 \cdot 10^2 \text{ m}$
$y_r$	$0.8636 \cdot 10^2 \text{ m}$
$g$	$0.2286 \cdot 10^2 \text{ m}$

Şekil 1. 6/4 ARM'nun Geometrisi ve Parametre Değerleri

Şekilde gösterilmeyen motor sargıları ise stator kutuplarına yerleştirilmektedir. Karşılıklı iki stator kutbuna bir faz sargısı yerleştirildiğinden bu motor 3-fazlı bir motordur. Motor sargıları 24 V (da) gerilimle beslenirken, anma akımı 10 A, momenti 1.25 Nm ve mil gücü ise 261 W'tır.

ARM'nun stator ve rotorunda kullanılan saç malzeme doymalı olup probleme doğrusal olmayan bir özellik katmaktadır. Modeldeki sargılar özgül direnç  $\rho = 1.922 \cdot 10^{-8}$  [Q.m] olarak tanımlanmıştır.

Sonlu Elemanlar Metodu (SEM) ile incelenen ARM modeli 2-Boyutlu doğrusal olmayan Poisson denklemi ile tanımlanmaktadır. Bu denklemi aşağıdaki gibi gösterilir [8];

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( v \frac{\partial \Lambda_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( v \frac{\partial \Lambda_z}{\partial y} \right) = -J_o \quad (1)$$

- $\Lambda_z$  : Magnetik vektör potansiyelin z-bileşeni  
 $v$  : Magnetik relüktansı  
 $J_o$  : Akım yoğunluğunun z-bileşeni

Doğrusal olmayan statik çözüm ile  $\Lambda_z$  magnetik vektör potansiyel değeri elde edilir. Bu çözüm zaman ifadesi içermeyen ve hız vektörünün probleme dahil edilmediği bir çözümdür. ARM modeline ait bütün karakteristikler  $\Lambda_z$  vektör potansiyel değeri kullanılarak elde edilir.

Moment karakteristiği, Maxwell-Stress tensor metodu kullanılarak elde edilmiştir. 2-Boyutlu sonlu elemanlar modeli kullanıldığında hava aralığının ortasındaki moment ifadesi aşağıdaki gibidir [8];

$$T = v_o Z R j B_r \cdot B_n dS \quad (2)$$

- $v_o$  : I favanın magnetik relüktansı  
 $Z$  : Motor boyu  
 $R$  : Hava aralığının ortasındaki silindirik yüzeyin yarıçapı  
 $B_r$  : Silindir üzerindeki elemanlara ait magnetik akı yoğunluğunun radyal bileşeni  
 $B_n$  : Silindir üzerindeki elemanlara ait magnetik akı yoğunluğunun teğet bileşeni

2-B sonlu elemanlar modelinde (2) ifadesi kullanılarak, ARM'nun moment eğrileri elde edilmiştir. Yapılan incelemede, çözüm zamandan bağımsız olarak gerçekleştirilmiştir. Oluşturulan 2-B modelde yaklaşık 6000 adet eleman ve 16000 adet düğüm kullanılmıştır. Kullanılan eleman tipinin serbestlik dereceleri vektör potansiyel (AZ), akım (CURR), elektromotor kuvvet (EMF)'dir [8].

### 3. ARM'DA MOMENT DALGALILIĞININ OLUŞMA SEBEBİ

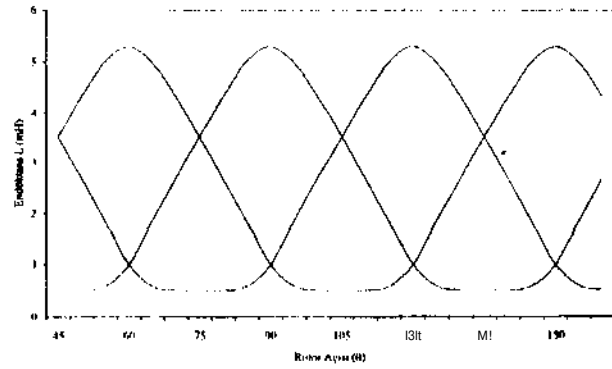
ARM'da bulunan 3-faza ait sargılar bir çevirici devresi ile sırasıyla uyarılır. Uyarılan faz sargılarının üzerinde bulunduğu stator kutubunun, kendilerine en yakın olan rotor kutbunu çekmesiyle rotor harekete geçer. Bu durumda motorda pozitif yönlü moment oluşarak dönme gerçekleşir. Motorun ideal

çalışma durumu için elde edilecek moment ifadesi aşağıdaki şekilde yazılabilir [7]:

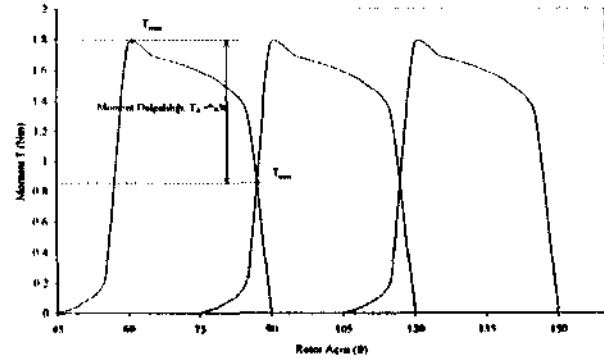
$$T = \frac{1}{2} \frac{dQ}{d\theta} \quad (3)$$

- $L$ : Sargı endüktansı  
 $\theta$ : Rotor konumu  
 $i$ : Sargı akımı

Moment akımın karesiyle orantılı olup yönünden bağımsızdır. İdeal durumda akım sabit olduğundan, sabit  $dL/d\theta$  oranı ile üretilen momentte sabit olacaktır. Ancak gerçekte akım sabit olmadığı için motordan elde edilen moment değeri de sabit olmaz. Bir fazdan diğer faza geçiş sırasında moment değerinde önemli ölçüde çöküntüler oluşur. Bu sebeple ARM'dan elde edilen moment yüksek değerli dalgalanmalar içerir.



Şekil 2. Model 1'e ait Endüktans Eğrisi (10A için)



Şekil 3. Model 1'e ait Moment Eğrisi (10A için)

Model 1 olarak isimlendirilen klasik kutup şekline sahip ARM'na ait moment karakteristiği elde edilerek momentteki dalgalanma oranı tespit edilmiştir. Doğrusal olmayan şartlar altında yapılan incelemelerde motora ait endüktans eğrisi (Şekil 2) ve ona karşılık gelen moment eğrisi (Şekil 3) elde edilmiştir. Momentteki dalgalanma oranı yüzde olarak aşağıdaki ifade ile elde edilmiştir:

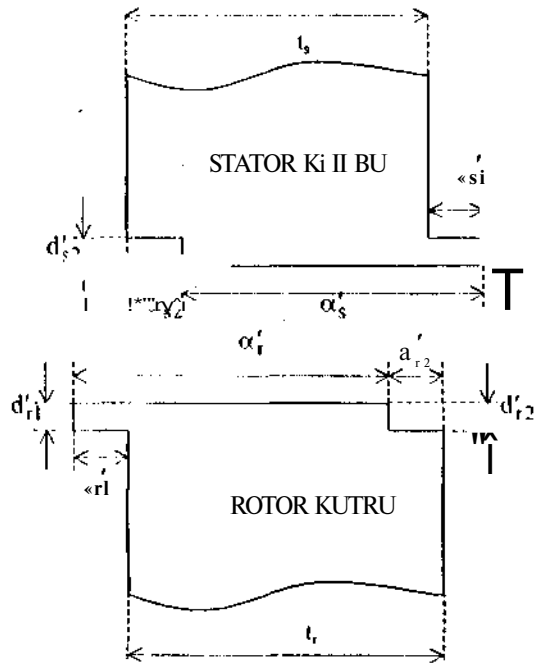
$$\%T_d = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{max} + T_{min}} \times 100 \quad (4)$$

- $T_{max}$  : Bir faza ait moment eğrisinin en büyük değeri,  
 $T_{min}$  : İki faza ait moment eğrilerinin kesiştiği değeri.

ARM'un klasik stator ve rotor kutup şekillerine sahip Model 1 için doğrusal olmayan anma çalışma değerlerinde, momentteki dalgalılık oranı  $T_d = \%36$  gibi yüksek bir değerde olduğu tespit edilmiştir.

#### 4. TANIMLANAN YENİ KUTUP PARAMETRELERİ

ARM'deki moment dalgalılığını azaltmak üzere stator ve rotor kutup başlarında yeni parametreler oluşturulmuştur. Kutup başı bölgesinde tanımlanan bu parametrelerle Şekil 3'te elde edilen moment eğrisinin yükselme ve azalma eğimini değiştirilerek  $T_{max}$  değerini daha yukarı çekebilmek amaçlanmıştır. Fide edilen yeni kutup geometri parametreleri Şekil 4'te verilmiştir.



Şekil 4. Stator ve Rotor Kutuplarında Tanımlanan Yeni Geometrik Parametreler

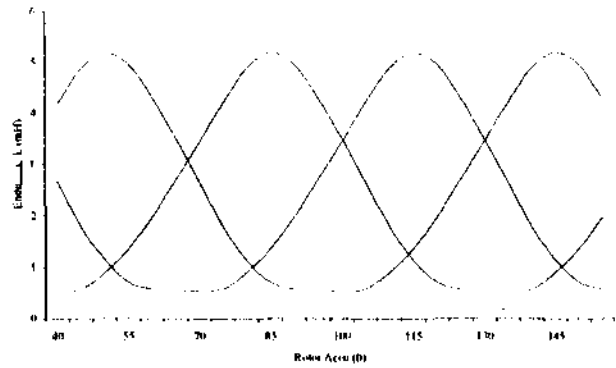
Tablo I. fide Edilen Modellerin Stator ve Rotor Kutup Parametre Değerleri

	Model 2	Model 3	Model 4	Model 5
$d_{s1}'$	4g	2g	4g	4g
$d_{s2}'$	4g	2g	4g	4g
$d_{s2}'$	2g	2g	2g	2g
$d_{r2}'$	2g	2g	2g	2g
$\alpha_s'$	30°	30°	30°	30°
$\alpha_s$	32°	32°	32°	32°
$\alpha_s'$	5°	6°	6°	4°
$\alpha_n'$	5°	6°	6°	4°
$\alpha_{r2}'$	5°	6°	6°	4°
$\alpha_{r2}'$	5°	6°	6°	4°
$\%T_d$	14.3	44.8	38.5	27.7

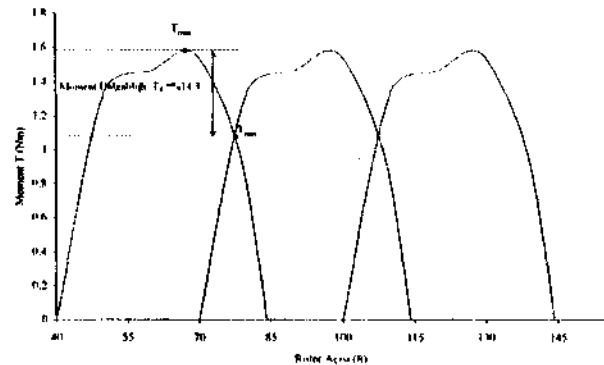
(g: hava aralığı, bk. Şekil 1.)

Bu parametreleri değiştirerek farklı stator ve rotor kutu,, şekline sahip 4 ayrı model elde edilerek incelenmiştir. Tablo 1'de farklı kutup parametrelerine/şekillerine sahip motor modellerinin moment dalgalılıkları karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Tablodan da görüleceği üzere Model 2 olarak isimlendirilen ARM modeli,  $T_d = \%14.3$  moment dalgalılık oranı ile dalgalılık açısından en iyi model olarak tespit edilmiştir. Doğrusal olmayan şartlar altında yapılan incelemelerde Model 2'ye ait endüktans ve ona karşılık gelen moment eğrisi Şekil 5-6'da gösterilmiştir. Klasik kutup şekline sahip Model 1'in  $T < r\%36$  oranında dalgalılığa sahip olduğu hatırlanacak olursa, Model 2 ile elde edilen moment dalgalılığındaki iyileşme  $\%21.7$  olarak tespit edilmiştir.



Şekil 5. Model 2'ye ait Endüktans Eğrisi (10A için)



Şekil 6. Model 2'ye ait Moment Eğrisi (10 A için)

#### 5. SONUÇ

Bu makalede, özellikle stator ve rotor kutup başlarına ait şekillerin değiştirilmesi ile ARM'nun moment dalgalılığı arasındaki ilişki araştırılmıştır. Bu amaçla stator ve rotor kutup başlarında moment dalgalılığını olumlu olarak etkileyeceği düşüncesiyle yeni geometrik parametreler tanımlanmıştır. ARM'nin stator ve rotor kutup şekillerini değiştirildiğinde motor endüktans eğrisi değişeceği için, endüktans değişimi ile doğru orantılı olan moment eğrisi de bu değişimden payını alacaktır.

Bu parametreleri değiştirilerek farklı kutup şekillerine sahip 4 farklı model elde edilmiştir. Elde edilen bu modellerden ikisi dalgalılık açısından iyi sonuç verirken ikisinin de ise moment dalgalılıkları artmıştır. Model 2 olarak isimlendirilen



motorda moment dalgalılık oranı %14.3 olarak en iyi sonucu vermiştir. Böylece moment dalgalılığında gerçekleşen iyileşme oranı %21.7 olarak bulunmuştur. Diğer tarafları Model 2'nin moment değerinin aldığı ortalama değer IVM.36 Nm ile Model 1'in ortalama moment ( $T^{1.31}$  Nm) değerinden çok azda olsa yüksek çıkmıştır. Bu durum dalgalılık açısından iyileştirilmiş bulunan moment eğrisinin ortalama değerini koruduğu hatta artırdığı gözlenmiştir.

ARM'nun moment dalgalılığını azaltmak için, tanımlanan yeni parametrelerin önemi böylece ortaya konmuştur. Sonuç olarak, bu parametreler ışığında yeni modeller elde ederek moment dalgalılığını daha da iyileştirmek mümkün olacaktır.

ANSYS paket programı kullanılarak sonlu elemanlar metodu bu çalışmaya uygulanmıştır. Son yıllarda elektrik makineleri uygulamalarında sıkça kullanılan sonlu elemanlar metodu ile bu çalışmadaki gibi magnetik özelliklerin ön plana çıktığı böylesi- incelemelerde oldukça iyi sonuçlar verdiği gözlenmiştir.

## 6. KAYNAKLAR

- [1] Rochford, C, Kavanagh, R.C., Egan, M.G., and Murphy, J.M.D., 1993. Development of Smooth Torque in Switched Reluctance Motors Using Self-Learning Techniques, *Evropen Poner Electronics.*, pp 14-19.
- [2] O'donovan, J.G., Roche, P.J., Kavanagh, R.C., Egan, M.G., and Murphy, J.M.D., 1994. Neural Network Based Torque Ripple Minimisation in a Switched Reluctance Motor, *IECON'94 Conf*, pp 1126-1231.
- [3] Ozbulur, V., Bilgiç, M., O., Sabanovic, A., 1995. Torque Ripple Reduction of a Switched Reluctance Motor, *IEEE-irEC 95 Conf.*, Yolohama, JAPAN, pp.567-550
- [4] Moallem, M., Ong, CM., and Unnevehr, L.E., 1992. Effect of Rotor Profiles on the Torque of a Switched Reluctance Motor, *IEEE Trans. on inci. App.*, Vol. 28, No. 2. pp 364-369.
- [5] Ohdnchi, Y., Kavase, Y., Miura, Y., Hayashi, Y., 1997. Optimum Design of Switched Reluctance Motors using Finite Element Analysis, *IEEE Trans. on Mag/h'tics.*, Vol. 33, No. 2, pp 2033-2036.
- [6] Koibuchi, K., Ohno, T., and Sawa, K., 1997. a Basic Study for Optimum Design of Switched Reluctance Motor by Finite Element Method, *IEEE Trans. on Ufag.*, Vol. 33. No:2, pp 2077-2080.
- [7] Miller. T. J. E.. 1993. Switched Reluctance Motors and Their Control. Oxford University Press, Oxford.
- [8] Ansys Inc., ANSYS Theory Manual - Revision 5.4, 1997.

# SAYISAL İŞARET İŞLEMCİ KULLANILARAK GERÇEKLEŞTİRİLEN VEKTÖR KONTROLÜN PERFORMANS DEĞERLENDİRMESİ

Hayrettin CAN, Erhan AKIN  
Bilgisayar Mühendisliği Bölümü  
Fırat Üniversitesi  
23279-ELAZIĞ  
E-mail : hcan@firat.edu.tr  
eakin@firat.edu.tr

H.Bölent ERTAN  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Orta Doğu Teknik Üniversitesi  
ANKARA

## ABSTRACT

*Although scalar control methods for induction motor control is An-rost, They have poor control characteristics and rrsrlct inverter-motor performance. On the other hami, These restrictions dissappear when field orientatium is used. in ihis approach, motor trnnsient performance becomes superior to other control methods, for erample, output torque can be controlled to foUow its reference nith minimum delay and mthout flactuations. in this study, the performance of the vector control is investîgated for transient state conditions of induction motors. in addition, implemcnlilion of vector control has been performed in order to ohsei ve performance of the vector control.*

## 1. GİRİŞ

Vektör kontrol, günümüzde bir endüstri standardı olarak kullanılmaya başlanmıştır. Alternatif akım motorlarına uygulanan bu yöntem ilk olarak 70'li yılların başında Hasse ve Blashke [1] tarafından önerildikten sonra, ancak SO'li yıllarda mikroişlemci teknolojisindeki gelişmeler ve güç elektroniği elemanlarının hız ve güç aralıklarının artması ile popülerliğini arttırabilmiştir [1,4].

Vektör kontrol üzerine yapılan araştırmalar rotor akısının belirlenmesi, parametre duyarlılığı ve hız duyargası/ vektör kontrol gerçekleştirilmesi üzerine güncelliğini koruyarak devam etmektedir.

Bu çalışmada hız duyargası/ ve parametre duyarlılığı en aza indirgenmiş olan bir vektör kontrol algoritması gerçekleştirilmiştir [3].

## 2. VEKTÖR KONTROL METODUNA GENEL BAKIŞ

Doğru akım motorlarında moment, uyarma akısı ve endüvi akımının bir fonksiyonudur. Uyarma akısı sabit tutularak momentini endüvi akımı ile doğrudan kontrol edilebilir. Asenkron motorun genel makine teorisinden bilinen d-q modeli üzerinden denklem (1) de görüldüğü gibi moment ifadesini yazacak olursak [3], aynı durum asenkron motorlarda mümkün değildir. Asenkron motorun stator akımı değiştirildiği zaman, stator akımına bağımlı olarak rotor akısı da değişmekte ve doğal olarak denklem (1) de

verilen moment kontrolü sadece stator akımı ile mümkün olamamaktadır.

$$T_r = \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} i_{sq} - \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rq} i_{sd}$$

d-q: senkron olarak dönen referans çatı

$L_m$ : karşılıklı endüktans

P : kutup sayısı

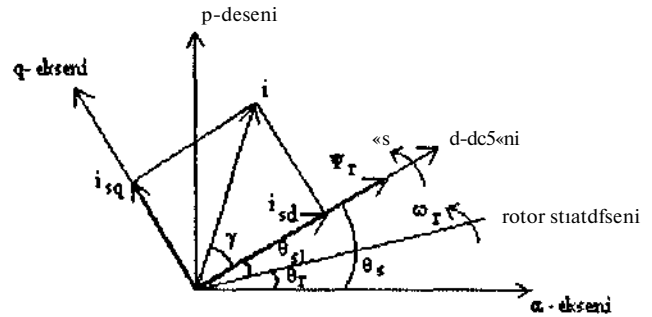
$i_d$ : stator akımının d bileşeni (d-q ekseninde)

$i_{sq}$ : stator akımının q bileşeni (d-q ekseninde)

$i_{rd}$ : indirgenmiş rotor akısı d bileşeni

$i_{rq}$ : indirgenmiş rotor akısı q bileşeni

Asenkron motorun duran referans çatı ve senkron olarak dönen referans çatıdaki vektör diagramı şekil-1 de verilmiştir. Bu diagramda, senkron olarak dönen referans çatının d eksenini, rotor akısı ile çakıştınlırsa rotor akısının q eksenini bileşeni sıfır olacaktır. Böylece denklem (1) de verilen moment ifadesi denklem (2) deki gibi ifade edilebilir.



Şekil-1 Asenkron motorun d-q dönen referans çatıdaki ve a-p duran referans çatıdaki vektör diagramı

$$T_r = \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} i_{sq} \quad (2)$$

Denklem (2) den görüldüğü gibi eğer stator akımının d eksenini bileşeni sabit tutulursa, moment stator akımının q eksenini bileşeni ile kontrol edilecektir. Denklem (3) de görüldüğü gibi rotor akımının d eksenini bileşeni, birinci

dereceden bir diferansiyel denklem ile stator akımının q bileşeni cinsinden ifade edilebilir.

$$p\Psi'_{sd} + \frac{1}{\tau_r} M'_{sd} = L_m \frac{1}{\tau_r} i_{sd} \quad (3)$$

$\tau_r$  : rotor zaman sabiti

sürekli durumda  $p \Psi'_{sd} = 0$  olacağından moment ifadesi denklem (4) deki gibi yazılabilir.

$$M'_{sd} = 2 L_r i_{sd} \quad (4)$$

Böylece DA motorlarındaki moment kontrolüne benzer olarak, asenkron motorlarda da moment ifadesi  $i^*$  ve  $i^*$ , akımları, cinsinden ifade edilebilir. Denklem (4) de elde edilen bu moment ifadesinde  $i^*$  bileşeni ile rotor akısı kontrol edilebilir. Rotor akısı sabit tutulduğu takdirde motor momenti doğrudan  $i^*$ , bileşeni ile kontrol edilebilecektir[2]. Motor momenti doğrudan  $i^*$ , akımına bağlı olduğundan, motorun moment değişimlerine cevabı oldukça hızlı olacaktır. Bu çalışmada, değişen moment değerlerinde vektör kontrolün performansı üzerinde durulmuştur.

### 3. DENEY DÜZENEGİ

Vektör kontrol uygulamasında kullanılan deney düzeneğinin blok diagramı şekil-2 de verilmiştir.

Vektör kontrol bir gerçek-zaman işleme uygulaması olup deney düzeneğinde TMS320C31 sayısal işaret işlemcisi kullanılmıştır. TMS320C31 için bir geliştirme kartı kullanılmıştır. Sayısal işaret işlemcisi; 32 bit kayan noktalı ve 60 MHz saat frekansındadır. Ayrıca geliştirme kartı üzerinde 4 adet yüksek çözünürlüklü ADC ve 4 adet yüksek çözünürlüklü DAC bulunmaktadır.

Bu çalışmada doğrudan vektör kontrol algoritması gerçekleştirilirken, tuz bilgisine gereksinim duyulmadan rotor akısı alan yönlendirmesi yapılmıştır. Rotor akısı alan yönlendirmesinde rotor akısının hesaplanabilmesi için motorun stator akım ve gerilim bilgilerine, stator direncine, stator ve rotor kaçak endüktanslar ile karşılıklı endüktans değerinin bilinmesi gerekmektedir. Rotor akısı hesaplamasında aşağıdaki denklemler kullanılmıştır [2].

$$\Psi_{sa} = \int U_{sa} - i_{sa} R_s dt \quad (5)$$

$$\Psi_{sp} = \int U_{sp} - i_{sp} R_s dt \quad (6)$$

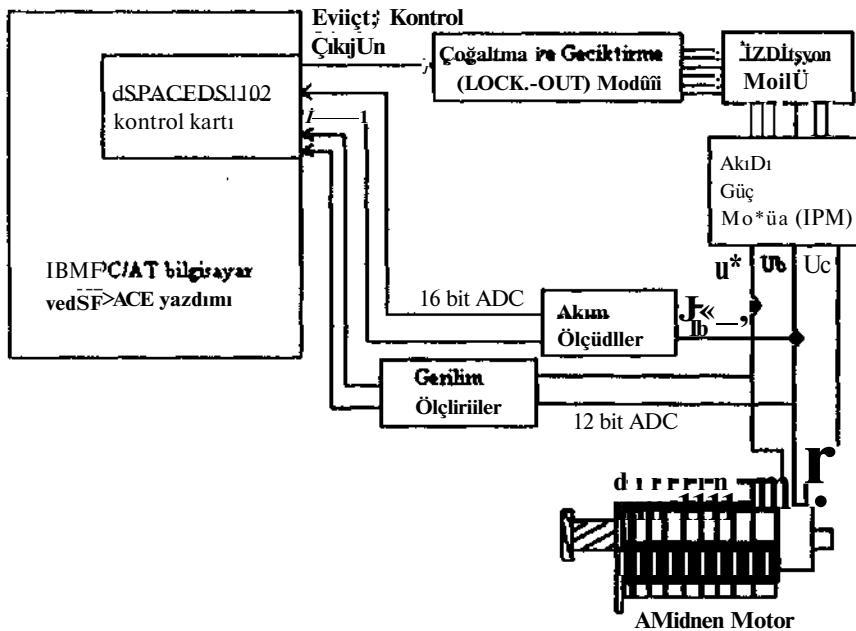
$$\Psi_{ra} = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{sa} - \sigma L_s i_{sa}) \quad (7)$$

$$\Psi_{rp} = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{sp} - \sigma L_s i_{sp}) \quad (8)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (9)$$

Uygulamada vektör kontrol yazılımı C programlama dilinde yazılmış ve daha sonra bu yazılım derleyici programlar kullanılarak TMS320C31 assemblere çevrilmiştir. Geliştirilen vektör kontrol yazılımı gerçek-zamanlı çalışan bir program olup, yazılımın her bir çalışma döngüsü (execution loop) yaklaşık 30 us lik bir zaman almaktadır.

Sayısal işaret işleyicide (TMS320C31) rotor akışım gerçek-zamanda hesapladıktan sonra Şekil-2 de görüldüğü gibi histeresis band kontrollü olarak çalıştırılan evirgeç kontrollü için akım referanslarını izleyecek anahtar konum sinyalleri



Şekil-2 Vektör kontrolde kullanılan donanımın blok diagram

(P1, P2, P3) sayısal işaret işleyici kartından çıkarak çoğaltma ve geciktirme modülüne girmektedir.

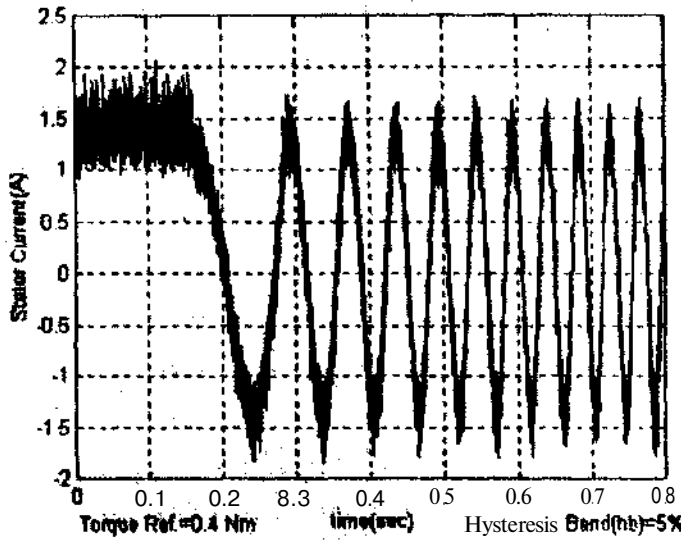
Ayrıca bu modülde inverterdeki üst IGBT leri tetikleme sinyali ile alt IGBT'leri tetikle sinyalleri arasında bir ölü zaman gecikmesi (dead time delay) oluşturulmaktadır. Bunlara ek olarak, bu modül üzerinde akıllı güç modülünden(IPM) gelen hata çoğaltma ve geciktirme modülünden çıkan sinyaller izolasyon modülünde bulunan optocoupler entegreler kullanılarak izole edilmekte ve IPM(Intelligent Power Module) modüle girmektedir.

Deney düzeneğinde kullanılan IPM 25A, 1200 Volt değerlerine sahiptir[5]. Ayrıca modülde; kısa devre, yüksek akım ve yüksek ısı hata çıkışları bulunmaktadır.

Rotor akısını hesaplamak için kullanılan akım ve gerilim bilgileri LEM akım ve gerilim modülleri kullanılarak ölçülmüştür, ölçülen akım ve gerilim bilgileri üzerinde bulunan offsetleri elimine etmek için denklem (5-6) da verilen integrasyon işlemi sabit katsayılı geribeslenmesi olan bir kontrol sisteminden geçirilmiştir[3].

Devrede kullanılan asenkron motorun etiket değerleri ve motor parametreleri aşağıda verilmiştir.

Motor gücü	: 1.5 Hp
Motor A/Y gerilimi	: 220/380 Volt
Stator direnci	: 7 Ohm
İndirgenmiş rotor direnci	: 6 Ohm
Stator kaçak akısı	: 0.02 H
Rotor kaçak akısı	: 0.02 H
Karşılıklı endüktans	: 0.5 H
Yük ataleti	: 0.0085 kg-m <sup>2</sup>



Şekil-3 Asenkron motorun başlangıç anında stator akımının ( $i_M$ ) dalga şekli

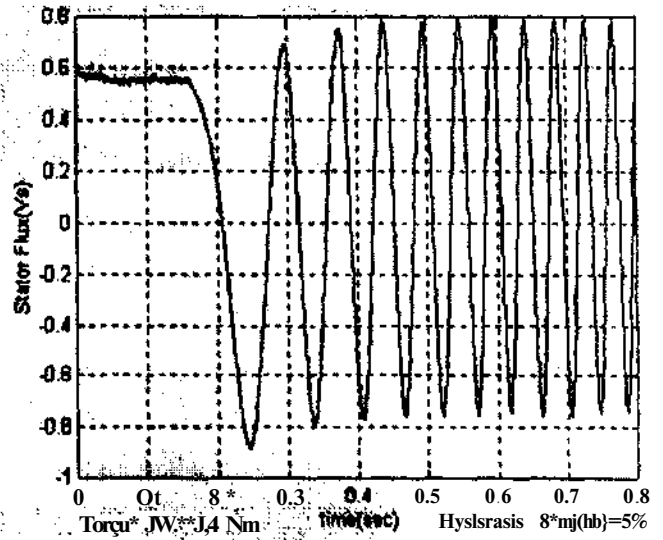
#### 4- DENEY SONUÇLARI

Önceki bölümde anlatılan vektör kontrol düzeneğinin geçici durumlardaki performansını ölçmek için aşağıdaki test yapılmış ve bu test sonuçları daha sonra teorik hesaplamalarla karşılaştırılmıştır.

Deneyde ilk olarak, vektör kontrolün gerçekleştirilmesi için gerekli olan motor parametreleri vektör kontrol yazılımına girilmiştir. Daha sonra  $i^*$  referans değeri 1.4A girilerek motorun rotor akısı doyum noktasına yakın bir noktada çalışması sağlanmıştır. Motorun akı seviyesi rotor akısı referans değerine ulaşıncaya kadar beklenildikten sonra (Bu süre deneyde kullanılan asenkron motor için yaklaşık 0.16 sn dir)  $i_{sq}$  referans değeri, denklem (4) kullanılarak yapılan hesaplamalarda motorun elektriksel momenti 2 Nm olacak şekilde İA değerine ayarlanır. Şekil-3 ve şekil-4 de motorun başlangıç anındaki stator akım ve akı dalga şekilleri deney düzeneğinden ölçülerek gösterilmiştir. Deneyde motorun gerçek akım değerlerinin, girilen referans akım değerlerini takip edebilmesi için histeresiz band kontrolü yapılmıştır. Şekil-3 ve şekil-4 deki akım ve akı dalga şekilleri histeresiz bandın %5 olduğu değerde alınmıştır.

Deneyde ikinci adım olarak motorun moment referans değeri 2 Nm olacak şekilde çalıştırıldıktan sonra motor 5Hz ve 20Hz referans hız değerlerine ulaştığında  $i_s$  akım referansı-1 Amper yapılarak motorun moment referansı -2Nm olacak şekilde ters çevrilmiştir. Bu durumun tekrarlanması sonucunda motora  $\pm 2$ Nm değerinde kare dalga moment referans değeri uygulanmış olacaktır. Şekil-5 ve Şekil-6 da sırasıyla 5Hz ve 20Hz referans hız değerleri için motor hızının değişimi test amaçlı kullanılan ölçücü üzerinden gösterilmiştir.

Motor çalışır durumdayken TRACE31 yazılım programı kullanılarak motorun hız ve moment değerleri MATLAB dosyası olarak kaydedilmiştir.



Şekil-4 Asenkron motorun başlangıç anında stator akımının ( $\psi_M$ ) dalga şekli

Daha sonra bu veriler MATLAB ortamında şekil-5 ve şekil-6 da gösterildiği gibi çizdirilmiştir. MATLAB'ın zoom opsiyonu kullanılarak bu şekiller üzerinden motorun referans hız değerlerine ulaşma zamanı hassas olarak bulunabilir. Diğer bir deyişle bu grafikler üzerinden motorun ivmesi ( $dw/dt$ ) hesaplanmış ve bu değerler teorik ( $dw/dt$ ) değerleri ile karşılaştırılmıştır. Tablo-1 de her bir referans hız değeri için pratik ve teorik ( $dw/dt$ ) değerleri yer almaktadır.

Örnek Hesaplama:

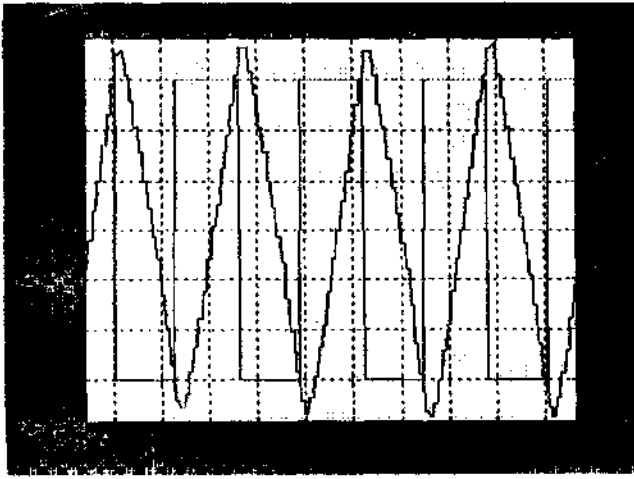
Pratik olarak  $dw/dt$  nin bulunması:

Şekil-3 de hız -15.7 rad/sec hızdan +15.7 rad/sec luza 0.137 saniyede ulaşmıştır. Böylece:

$$dw/dt=31.41/0.137=229.27 \text{ rad/sec}^2 \text{ olarak bulunur.}$$

Teorik olarak  $dw/dt$  nin hesaplanması:

$$d\omega/dt=T_e-T/J \quad (10)$$



Şekil-5 Değişen moment referansında motor hızının değişimi (hız referansı 5 Hz için )

## 5. SONUÇLAR

Hız duyargasız vektör kontrol gerçekleştirilmesi hem ölçücü hatalarının performans üzerindeki etkileri hem de güçlü işlemci gerektirmesi dolayısıyla önemli bir uygulama özelliği taşımaktadır. Bu çalışmada, düşük hız bölgesindeki vektör kontrol performansının iyileştirilmesi için bir deney düzeneği ortaya konulmuştur. Bu düzenden elde edilen sonuçlar ile vektör kontrol performansının istenen düzeyde olduğu gösterilmiştir. Bu düzeydeki sonuçlar akı tahmini için kullanılan gerilim modelindeki akı integrasyon işleminin doğru sonuç verdiğini göstermektedir. Çalışmanın devam eden bölümlerinde düşük hızlar için (nominal hızın %10'nun altı) garantili çalışma sağlayacak bir algoritma geliştirilmektedir.

$T_e$ : elektriksel moment

$T_f$ : sürtünme momenti

$J$ : motorun ataleti (0.0085 kg-m<sup>2</sup>)

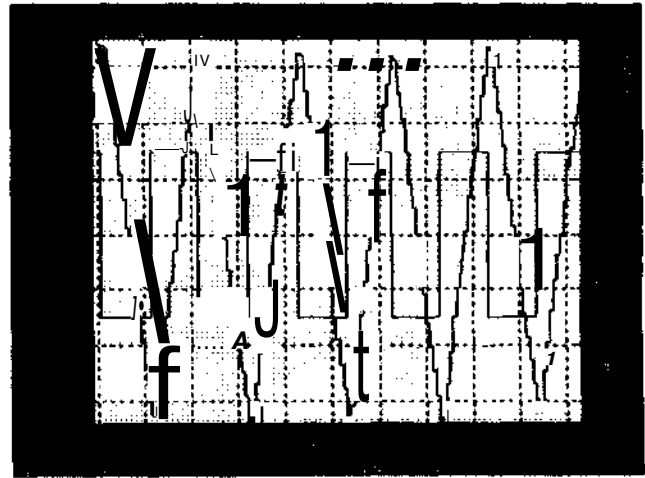
Hızın  $\pm 5$  rad/sec aralığında ortalama sürtünme momenti 0.1 Nm olarak hesaplanmıştır. Böylece  $dw/dt$  değeri teorik olarak

$$dw/dt=2 \cdot 0.1/0.0085=223.52 \text{ rad/sec}^2 \text{ olarak hesaplanır.}$$

Aynı hesaplamalar şekil-4 için de yapılmış ve tablo-1 de verilmiştir.

Tablo-1 Pratik ve teorik  $dw/dt$  sonuçları

	$dw/dt$ (pratik) rad/sec <sup>2</sup>	$Dw/dt$ (teorik) rad/sec <sup>2</sup>	hata
5Hz	229.27	223.52	%2.50
20 Hz	230.15	225.88	%1.85



Şekil-6 Değişen moment referansında motor hızının değişimi (hız referansı 20 Hz için)

## 6. KAYNAKÇA

- [1] Novotny D. W., LIPO T. A., *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Oxford Science Publications. 1997.
- [2] Krause C. V., *Analysis of Electric Machinery*. McGraw-Hill. 1987.
- [3] Can H., *Implementation of Vector Control for Induction Motor Drives*. M. S. Thesis. ODTÜ. 1999.
- [4] Vas P., *Vector Control of AC Machines*. Oxford Univ. Press. 1990.
- [5] Semiconductor Power Modüle. Data Book. Mitsubishi. 1995.

## 2.5kW-75kW DEĞİŞİK GÜÇLERDEKİ DALGIÇ MOTORLARIN YÜK PARAMETRELERİNİN BİLGİSAYARLA ÖLÇÜLMESİ

Süleyman CANAN\*

Mehmet ÇUNKAŞ\*

Şaban ERGLİN

• Selçuk Üniversitesi Müh-Mim Fak Elektrik-Elektronik Müh. Böl. 42031 Kampus/KONYA

• • Kahramanmaraş Sütçü İmam Ün. Meslek Yüksek Okulu KAHRAMANMARAŞ

scanan@kar.atay 1 .selcuk.edu.tr mcunkas@karatay 1 .selcuk.edu.tr

### ARSTRACT

*in this study, a computer aided system has been designed and implemented that could make had tests of submersible motors after production. The computer gathers data from an experimental system that is prepared for submersible motor. The current and voltage data of motor is being obtained by stepping down to a required level that is suitable (to the input of interface cards by means of voltage and current transformers. Speed data is being transformed to pulses via an optical sensor. These pulses are entered to the computer after being converted to voltage by the help of the first converter. Moment is converted to voltage via load cell. The pump data of the motor outputs are being measured by and pressure sensors. All these analog data are being converted to digital data that can be processed by the computer via ADC card which is plugged to the suitable port of the computer. In this system, the electrical and physical measurements (current, voltage, heat, torque, pressure) that is acquired from submersible motor and the test system are transferred to a graphical interface on the screen. These acquired data are used by the software that is implemented by Delphi 3.0 to draw graphics on the screen which are related with motor performance. Additionally, these data are being stored in a table and can be sent to the printer as desired.*

### M;İRİŞ

Ziraai sulama, termal tesis, içme suyu temini ve petrol kuyuları uygulamalarında yer altı kaynaklarından yararlanmak üzere derin kuyu pompaları yaygın biçimde kullanılmaktadır. Yakın bir zamana kadar, yer altı kuyularında elde edilen sular yaygın olarak dizel veya elektrikli motorlar tarafından tahrik edilen düşey milli türbin tipi pompalarla çıkarılmakta idi. Ancak düşey milli türbin tipi pompalarda kolon milinde meydana gelen sürtünme, titreşim ve sarsıntıların oluşturduğu enerji kayıpları ve kolon borusunda gelen yük kayıpları bunun

yanısıra bu tür pompaların montaj zorluğu ve mekanik arıza riskinin yüksek olması dalgıç pompaların giderek daha yaygın olarak kullanılmasını zorunlu kılmıştır. Dalgıç pompalarda kullanılan elektrik motorlarının büyük bir kısmı ABD, İtalya, Almanya gibi ülkelerden ithal edilmekte ve yurt içinde üretilen pompalar akupile edilerek piyasaya sürülmektedir.

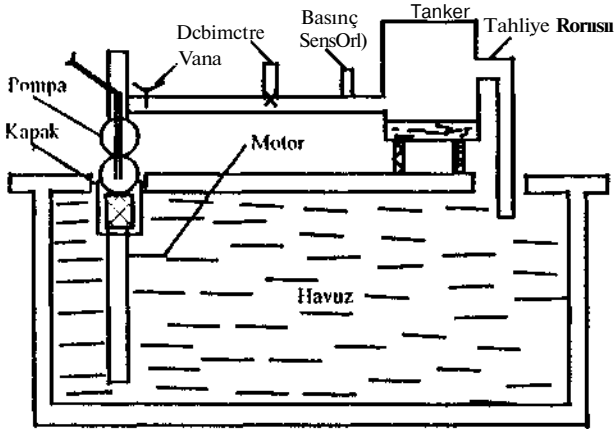
Motorların karakteristiklerini klasik ölçü sistemleriyle sağlıklı bir şekilde çıkartmak oldukça vakit alıcı ve zahmetlidir. Ampermetre ve volmetrelerle yapılan ölçümlerde hata toleransları fazladır ve uzun zaman alan ölçümlerde akım ve gerilimde meydana gelen hızlı değişimler gözlenememektedir. Ayrıca Motor karakteristikleri grafiklerinin elle çıkarılması oldukça zahmetli bir işittir.

Dalgıç' motorların yoğun araştırma konusu olduğu sahalardan biriside petrol kuyularındaki uygulamalardır. Büyük petrol şirketlerinin finanse ettiği araştırmalar dalgıç motorların performanslarının artırılması yönündedir. Kuzey Atlantik denizinde yapılan bir uygulamada dalgıç motorların yük testleri ve verimlerinin ölçülmesi gerçekleştirilmiştir [1] Diğer bir uygulamada ise dalgıç motor, bir motor sürücü devresi ile akupile edilmiş ve içaltışma esnasında verimi sürekli denetlenerek istenilen değerde sabit tutulmaya çalışılmıştır. Bu uygulamada motora ilişkin tüm akım, gerilim değerleri ölçülmüş ve bilgisayarda değerlendirilmiştir.[3] Bir başka araştırmada da dalgıç motorların çalışma şartları belirlenmeye çalışılmıştır. Motorun eşdeğer devresi PC'ye girilmiş; aynı zamanda motor terminallerinden akım, gerilim, faz açısı değerleri okunarak verim hesaplanmıştır. Yük altında bulunan motorun verimi sabit tutulmaya çalışılmıştır.[2]

Bu çalışmada gerekli tüm bilgiler ölçü devreleriyle hızlı ve güvenli bir şekilde yapılarak PC ortamına aktarılmaktadır ve PC'de işlenerek çalışma karakteristik eğrili çiziminde ve yazıcıdan aktarılmaktadır.

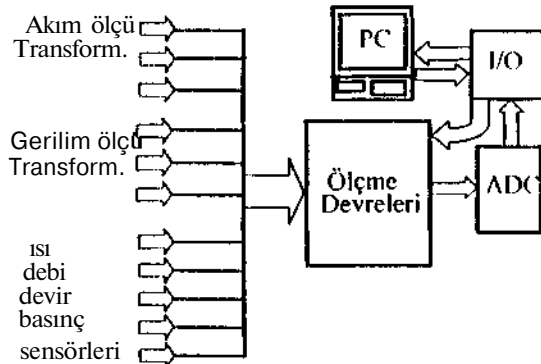
## 2. SİSTEMİN GENEL YAPISI

Motor testi için Şekil-1.'de görülen düzenek kurulmuştur. Dalgıç motor gerçek ortamında çalışıyormuş gibi bir ortam gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla düzenek şekilde görüldüğü gibi motorun daldırılacağı büyük bir havuz ve pompalanan suyun tutulacağı bir tankerden oluşmaktadır. Motorla tanker arasında 15cm çapında bir bulunmaktadı. Boru uzunluğu 5m kadardır. Pompalanan su belli bir seviyeye ulaştıktan sonra bir tahliye vanasıyla tekrar havuza boşaltılmaktadır. Pompanın çıkışında yükleme vanası bulunmaktadır. Dalgıç motorun yüklenmesi bu vananın adını adım kapatılmasıyla yapılmaktadır.



Şekil-1 Motor test sistemi düzeni

Sistemin blok diyagramı Şekil-2'de verilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi fiziksel ve elektriksel büyüklükleri algılayan sensörlerden alınan bilgiler örnekleme devresine transfer edilmektedir. Ölçü devrelerinden analog olarak okunan veriler sayısal olarak dönüştürülerek PC ortamına aktarılmaktadır. PC'de alınan bilgiler işlenerek istenen karakteristikler görsel olarak çıkartılmaktadır.



Şekil-2 Sistemin blok diyagramı

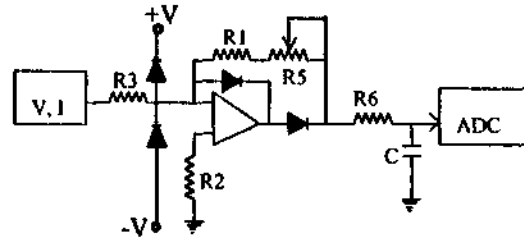
## 3. ÖLÇME DEVRELERİ

Elektriksel ve fiziksel büyüklüklerin algılanmasında kullanılan sensörlerden alınan veriler, ölçü devrelerinden geçirilerek PC'nin işleyebileceği verilere dönüştürülür.

### 3.1 Akım ve gerilim ölçme devresi

Dalgıç motorun uç faz gerilimini ve akımını ayrı ayrı ölçmek için üç adet gerilim ölçü transformatörü ile üç adet akım ölçü transformatörü bağlanmıştır. Transformatörlerin

çıkışından alınan düşük AC sinyaller ölçme devresinden geçirilerek 0-10V arasında değişen DC sinyale dönüştürülür. Şekil-3'de akım-gerilim ölçme devresi verilmiştir.



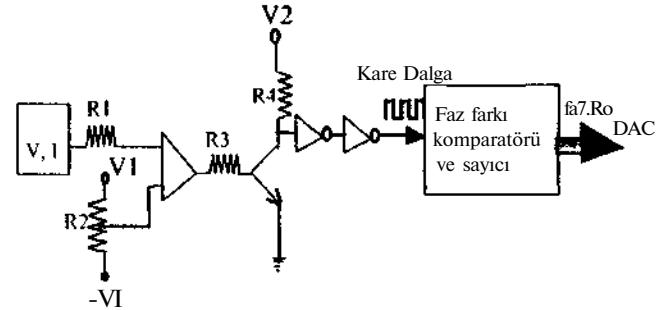
Şekil-3 Akım-gerilim ölçme devresi

### 3.2 Motor devir sayısını ölçme devresi

Motor devir sayısının algılanarak elektriksel işaretlere dönüştürülmesi için LM2917 kullanılarak bir devre tasarlanmıştır. Devrede devir sayısı algılayıcı olarak renk farklılıklarını ayırabilen optik sensör kullanılmıştır. Dönme hareketinin başlamasıyla birlikte motor mili üzerindeki şeritten algılanan renk değişimleri optik sensör yardımıyla ardışıl pulslara dönüştürülür. Bu pulsların frekansı motor devir sayısı ile orantılıdır. Optik sensörde üretilen pulslar LM2917 frekans/gerilim dönüştürücüye aktarılır. Devrenin çıkışında motorun devir sayısı ile orantılı olarak değişen gerilim elde edilir.

### 3.3 Faz farkı ölçme devresi

Motorun şebekeden çektiği gücün hesap edilebilmesi için güç faktörünün bilinmesi gereklidir. Güç faktörünün ölçülmesi için Şekil-4'deki devre tasarlanmıştır. Devrede akım ve gerilimin sinüs şekilleri kare dalgaya çevrilir. Akım ve gerilim arasındaki gecikme sayıcı yardımıyla saydılarak DAC(digital Analog Çevirici)'ye verilerek analog gerilim elde edilir. Elde edilen analog çıkış ADC'ye verilerek I/O kartı üzerinden PC'ye aktarılır. PC'de gerekli hesaplamalar yapılarak faz açısı hesap edilir.



Şekil-4 Faz farkı ölçme devresi

### 3.4 Basınç ölçme Devresi

Dalgıç motor tarafından pompalanan suyun basıncını ölçmek için basınç sensörü kullanılmıştır. 12V-30V arasında çalışabilen basınç sensörü 0-30 bar arasındaki basınç değerlerini ölçebilmektedir. Minimum basınçta 4mA akım, maksimum basınçta ise 20mA akım vermektedir. Bu akım değerlerini gerilime dönüştürülüp ADC'ye aktarılır.

### 3.5. Su debisini ölçme devresi

Akışın ölçülmesi hemen hemen tüm endüstriyel sürecin önemli bir parçasını oluşturmaktadır. "Volümetrik akış" en yaygın terim olup, belli bir noktadan birim zaman içinde geçen bir akışkanın hacmini ölçmek için kullanılır. Bu değer, söz konusu akışkanın sıcaklık ve basıncına göre normleştirilebilir.

$$V = \frac{PVT}{f}$$

Burada  $V_m$ ,  $P_m$  basıncında ve  $T_m$  mutlak sıcaklığındaki nominalleştirilmiş ölçü birimli hacim akışı,  $V_n$  ise,  $P_n$  basıncında ve  $T_n$  mutlak sıcaklığına ölçülen basıncı gösterir.

Bu sistemde Türbinli akış ölçer kullanılmıştır. Akış içerisine yerleştirilen 4 kanatlı küçük bir türbin vardır. Belirli bir akış aralığı dahilinde dönme hızı, akış hızı ile doğru orantılıdır.

Türbin kanatları ferromanyetik malzemeden yapılmış olup, değişken relüktanslı bir transdüser olarak çalışan bir manyetik detektörün altından geçer ve aşağıdaki biçimde sinüse benzeyen bir çıkış gerilimi üretir.

F-Ao>sinNo)t Burada A sabit, w açısal hız(akış hızı ile orantılı) ve N türbinin kanat sayısıdır. Hem çıkış genliği hem ele frekans, akış hızı ile orantılı olarak değiştiğinden , akışa bağımlı akım veya gerilim çıkışı alınabilmesi için frekansa bağımlı devre kullanılmıştır.

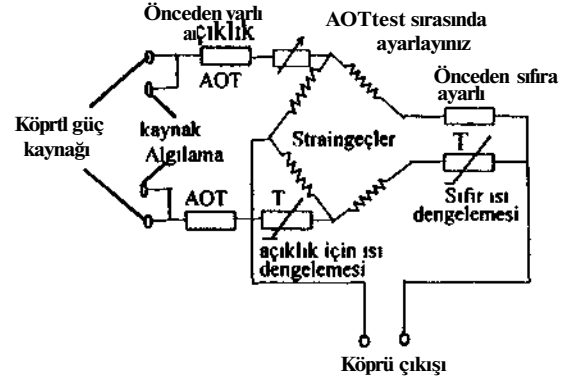
Alt akış sınırı rotor üzerindeki sürtünme etkileri veya manyetik detektörden alınan ve kabul edilmeyecek derecede düşük genlikteki sinüs dalgası tarafından belirlenir. Manyetik sürtünme ve sıvının viskoz sürtünmesi nedeniyle doğrusal olmayan durumlar çıkabilir. Burada hassasiyet derecesi, 10:1 ve geri çevirme oranı % 0,5 civarı nidadır.

Akış ölçer, sıvının anafolu olmasından da etkilenir. Bu durum, akış ölçerin kanatçıklarına verilecek şekilde önlenabilir. Bu sistemin sağladığı en önemli avantaj ise çıkıştaki doğrusallıktır.

### 3.6 Moment ölçme devresi

Dalgıç motorun miline bir de genaratör bağlanır. Bu genaratörün gövdesine bir kuvvet kolu monte edilmiştir. Kuvvet kolu yük hücresi üzerinde motorun dönüş yönüne bağlı olarak basınç uygular. Yük hücrelerinin değişik tipleri mevcuttur. Bu sistemde motorun momentini ölçmede kullanılan yük hücresi S tipidir. Yük hücresine uygulanan kuvvet strainlerin dirençlerinde lineer bir değişime sebep olur ve bu değişim yük hücresindeki köprü sisteminde dengesizlik meydana getirir. Sistemdeki direnç dengesizliği, gerilim değişimi olarak çıkışa aktarılır. Devrenin yüksek doğrulukla ölçüm yapabilmesi için, devre

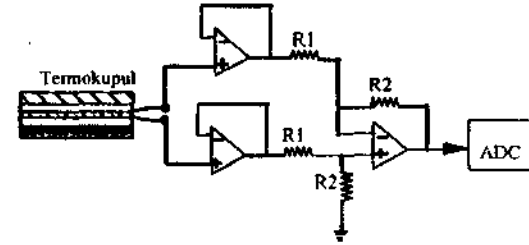
beslemesinin zamanla değişmeyen sabit bir gerilim kaynağı olması gerekir. Moment ölçme devresi Şekil-5 de verilmiştir.



Şekil-5 Moment ölçme Devresi

### 3.7 Isı ölçme devresi

Dalgıç motorun sargı sıcaklığını ölçmek amacıyla Şekil-6' deki devre tasarlanmıştır. Isı sensörü olarak lineer ölçme sahası 0-400°C arasında olan Fe-Const(demir-Konstantan) termokupulu kullanılmıştır



Şekil-6 Sıcaklık ölçme devresi

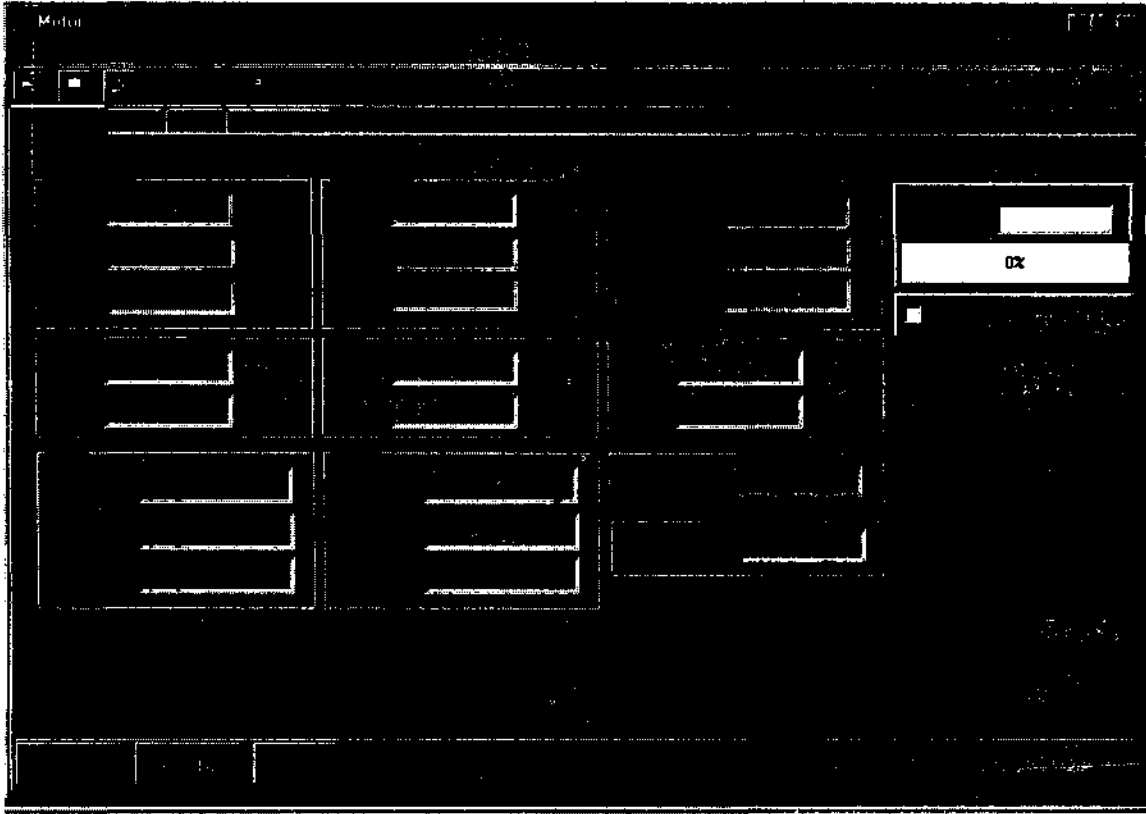
## 4. YAZILIM

Fiziksel ve elektriksel büyüklükleri ölçen sensörlerden gelen veriler ölçme devreleri ve arabirim yardımıyla PC'ye aktarılır. PC'de bu verileri işlemek ve kullanıcının anlayacağı bir şekilde sunum yapmak üzere borland delphi 3.0'da bir program yazılmıştır. Yazılım programı beş kısımdan oluşmaktadır.

### 4.1. Göstergeler

**Bu kısımda sistemden ölçülen akım, gerilim, güç faktörü, debi, basınç, moment, göç ve verim büyüklükleri görsel olarak kullanıcıya sunulmaktadır. Deney esnasında sistemden veri okumak için "ölç" düğmesi, ölçülen değerleri saklamak için "kabul et" düğmesi kullanılmaktadır. Kaç adet ölçüm yapıldığı ayrı bir göstergede ekranda verilmektedir. Şekil-7\* de göstergeler kısmının görünümü verilmiştir.**





Şekil-7 Göstergelerin görünümü

#### 4.2 Tablolar

Bu kısımda ölçümü onaylanan veriler birer sütun halinde yazılır. Tablonun ilk sütun gerilimle başlayarak daha sonra 2.sütun akım 3. sütun cos $\phi$  vb. devam eder. Tabloya aktarılan bu veriler sabit diskte saklanmakta istenirse yazıcıdan çıkartabilmektedir.

#### 4.3 Grafikler

Bu kısımda tabloya kaydedilen değerler temel alınarak istenilen karakteristiğin grafiksel gösterimini yapar. İstenirse çizilen grafiğin bir dökümü yazıcıdan alınabilir.

#### 4.4 Ayarlar

Ayarlar bölümü kullanıcı ile doğrudan ilişkili değildir. Sistemin kalibrasyon ayarları bu kısma girilerek yapılır. Ölçme devrelerinden gelen veriler çeşitli katsayılar ile çarpılarak gerçek değerlerine dönüştürülürler. Bu katsayılar bu bölümde saklı tutulmaktadır. Böylece programa esneklik kazandırılmış olur. Örneğin sensörlerden birisi değişecek olursa, programın kaynak kodunu değiştirmeden, katsayılar değiştirilerek kalibrasyon yapılır.

#### 4.5 Deney etiketi kısmı

Bu kısımda motorun tipi, gücü, devir sayısı, gerilim, frekans değerleri gösterilir. Ayrıca akım transformatörlerinin çevirme oranları, deney tipi (boşta çalışma, kısa devre, yüklü çalışma), sarğı dirençleri (R<sub>sarğı</sub> R<sub>ısarğı</sub>), sarım sayısı, sarğı boyu, tel çapı, motor iç ısı, motor dış ısı, moment kuvvet kolu gibi büyüklükler bulunmaktadır.

#### 5.SONUÇ

Gerçekleştirilen bu sistem; dalgıç motorlarının akım, gerilim, devir sayısı, ısı, moment, güç faktörü, pompa çıkışındaki basınç, debi gibi parametrelerini çok hassas ve hızlı bir şekilde ölçüp değerlendirmektedir. Motor karakteristikleriyle bütün grafikler yazıcıdan rapor halinde alınabilir.

Böylece dalgıç motoru imalatı yapan firmalar, üretmiş oldukları motorların performansları hakkında sağlıklı bir değerlendirmeye varabilmeleri ve standartlara uygun olarak üretimi yapabilmeleri sağlanmaktadır. Ayrıca TSE'nin belirlediği normlara uygun olup olmadığı kolaylıkla izlenebilmektedir.

#### 6. KAYNAKÇA

- [1] Klivington L., Thomson Y.J., K.Brown, J.,1989 " Electric- Submersible Pumping Success in Beatrice Field", Nort Sea, SPE Production Engineering ,479-484
- [2] Chouldry M.A., Azizur Rahman M., 1992 " Determination of Operating Conditions of Submersible Induction Motors", İEEE Trans. On Indust. Appl., Vol.28, No.3, 680-684
- [3] Chouldry M.A., Azizur Rahman M., 1992 " Starting Performance of Delta Modulated Inverter-Fed Submersible Induction Motors", İEEE Trans. On Indust. Appl., Vol.28, No.3,685-693
- [4] Nolen K.B., Gibbs S.G, 1989 " Analysis of Electric-Submersible Pumping Systems", SP<sup>P</sup> Productio/v Engineering, 121-124.

# SABİT MİKNATISLI DEĞİŞKEN HAVA ARALIKLI MOTORLARDA SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ İLE SARGI ENDÜKTANSLARININ BULUNMASI

Hacer ÖZTURA

Eyüp AKPINAR

Dokuz Eylül Üniversitesi  
Mühendislik Fakültesi  
Elektrik ve Elektronik Müh. Bölümü  
35160 Tınaztepe Buca-İZMİR  
E-mail: oztura at eee.deu.edu.tr

## ABSTRACT:

*in this study, the two dimensional static magnetic field analysis of permanent magnet variable reluctance motor is carried out by using finite element method. The self and mutual inductance of armature windings have been calculated by using two different methods envying to existence of permanent magnets in the motor using the stored energy in the machine. The results as a function of rotor position from both methods have been compared at rated had condition.*

## 1-GİRİŞ

Güç elektroniği uygulamalarının yaygın ve etkin biçimde kullanımı sonucu; verimlilik değeri yüksek, güvenilir yeni tip motorların kullanımı ve tasarımının araştırılması güncelliğini sürdürmektedir. Sabit mıknatıslı motorlar ikaz akımlarının olmaması nedeniyle verimliliği daha yüksek ve daha hafif olurken, bazı makinelerde fırçasız üretilmiştir. Anahtarlamalı değişken hava aralıklı motorların rotorunda sargı bulunmaması bunları daha verimli ve güvenilir yapmaktadır [1]. Bu bildiride incelenen makine şekil-1'de görüldüğü gibi iki fazlı, dört asıl ve dört sargısız yardımcı kutuplu, radial yönde manyetize edilmiş NdFeB sabit mıknatısların rotora yerleştirildiği bir değişken hava aralıklı motordur. Şekildeki N ve S sabit mıknatıs kutuplarını, O ise mıknatıslı kutuplar arasındaki hava aralığını göstermektedir.

Sabit mıknatıslı değişken hava aralıklı bu motorun kontrolü her bir sargıyı besleyen kıyıcı aracılığı ile yapıldığından [2] sargıdaki akımların değişimi hızlı olmaktadır. Endüktans hesaplama yöntemleri arasındaki fark örnek seçilen bu makinenin üzerinde irdelenmiştir.

Bu bildirinin bundan sonraki kısmı şöyle organize edilmiştir: ikinci bölüm makinenin manyetik alan analizine, üçüncü kısım endüktans hesaplanması ile ilgili iki temel yöntem ve son bölümde sonuçlara ayrılmıştır.

## 2-MAGNETİK ALAN ANALİZİ

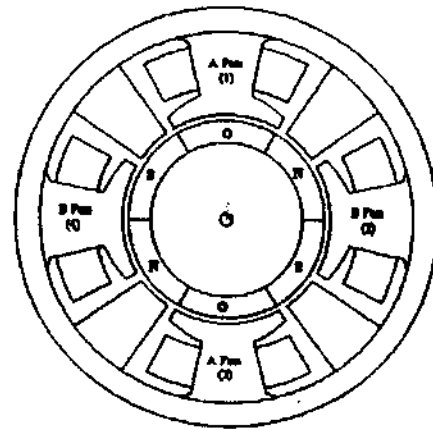
Makinenin iki boyutlu manyeto statik alan analizi, bir sonlu elemanlar paket programı (Ansys) kullanılarak, Maxwell denkleminin birleştirilmiş şeklinin çözümüyle yapılmıştır.

$$\nabla \times \nabla \times \bar{A} = \bar{J} + \bar{J}_m \quad (1)$$

(1) nolu denklemde verilen  $\bar{A}$  manyetik vektör potansiyel,  $\bar{J}$  stator sargılarına verilen akım yoğunluğu ve  $\bar{J}_m$  ise sabit mıknatısların modellenebileceği akım yoğunluğudur PİM-

Manyetik analiz sırasında yer değiştirme akımları, eddy akımları ihmal edilirken manyetik vektör potansiyelin sadece Z yönünde bileşene sahip olduğu ve sabit mıknatısların isotropik olduğu varsayımları yapılmıştır:

Çözüm için 9542 düğüm ve 9110 elemana sahip olan sonlu elemanlar ağı kullanılmıştır. Yukarıdaki denklemin çözümünden manyetik vektör potansiyel bulunduğundan sonra, motorun endüktans parametreleri hesaplanmıştır.



Şekil-1 Analizi yapılan motor

### 3-ENDÜKTANS HESABI

Elektronik olarak anahtarlanan fırçasız doğru akım makinelerinde, akımın zamanla değişimi di/dt yüksek olduğundan, öz ve karşılıklı endüktansların değerleri dinamik analiz ve kontrol için oldukça önemlidir. Bu endüktansların elde edilmesi için kullanılan her iki yöntemde motorun manyetik devresinde depolanan enerjinin değişimi temeline dayanır.

Endüktans birinci yöntemle hesaplanırken motordaki sabit mıknatısların mıknatıslık özellikleri kaldırılmış ve sadece relative permeabilitesi materyali tanımlamak için kullanılmıştır. İkinci yöntem kullanılarak hesaplandığında ise akımda ve buna karşılık depolanan enerjide oluşan değişimler incelenmiştir.

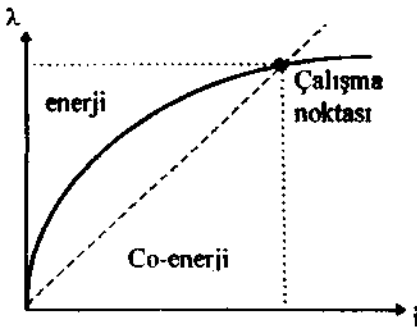
#### 3.1-Sabit Mıknatısların Kaldırılması Yöntemi

Sabit mıknatıslar sonlu elemanlar programında sadece relative permeabilitileriyle tanımlanmışlardır. Manyetik sistemdeki enerji ve co-enerjinin toplamı;

$$W_T = W + W_c = \lambda_1 \cdot i_1 + \lambda_2 \cdot i_2 \quad (2)$$

dır. Flux linkage  $\lambda$  ve  $X_2$  yerine konup co-enerji yeniden yazılırsa; şekil 2 de görülen  $X-\lambda$  grafiği çalışma noktası etrafında lineerleştirildiğinde co-enerji veya enerji toplam enerjinin yarısıdır.[3, 4].

$$W_c = W = \frac{1}{2} (i_1^2 \cdot L_{11} + i_2^2 \cdot L_{22} + i_3^2 \cdot L_{33} + i_4^2 \cdot L_{44}) \quad (3)$$



Şekil-2 Enerji ve co-enerjinin grafiksel yorumu

Bir fazın öz endüktansı hesaplanırken, sadece o' faza akımı uygulayarak sistemde depolanan enerji hesaplanmıştır.

$$L_{11} = \frac{2 \cdot W}{i_1^2} \quad (i_2=0 \text{ Amper}) \quad (4)$$

Öz endüktans tek adımda elde edilirken, karşılıklı endüktans hesabı iki aşamada tamamlanmıştır. Aralarında karşılıklı endüktans değeri bulunacak olan iki feza önce /,=/; , sonra //=-/, olacak şekilde akım verilip her bir durum için depolanan enerji elde edilmiştir [3]. Bu

enerjiler kullanılarak aşağıda belirtildiği biçimde endüktans hesaplanmıştır.

$$L_{12} = \frac{W_1 - W_2}{2 \cdot i_1 \cdot i_2} \quad (5)$$

4 nolu eşitlikte  $i_2=0$  Amper alınarak diğer sargının öz endüktansı da sargıya  $i_2$  akımı uygulanarak elde edilebilir.

#### 3.2-Akım ve Enerjinin Değişimi Yöntemi

Herhangi bir elektro-mekanik cihazın elektriksel davranışı V adet coupled sargı ile modellenebilir. 'j' nind sargının terminallerindeki gerilim şöyle verilebilir [5-8],

$$V_j = R_j \cdot i_j + \frac{\partial}{\partial i_1} \lambda_j \cdot \frac{\partial i_1}{\partial t} + \dots + \frac{\partial}{\partial i_n} \lambda_j \cdot \frac{\partial i_n}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial \theta} \lambda_j \cdot \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad (6)$$

Bu denklemlerde kullanılan j, n, ve k değişkenleri motorun yapısı gereği 1'den 4'e kadar olan herhangi bir değeri alabilirler, j. sargının terminal gücünü elde etmek için (6) nolu eşitlik j. sargının akımıyla çarpılır. (6) nolu denkleminin son terimi rotorun statora göre konumunun zamanla değişimine bağlı olarak stator sargılarında yaratılan gerilimi ifade eder. Rotor belirli bir konumda tutularak stator sargılarındaki akımların değişimine bağlı olarak depolanan enerji incelendiği için son terim ihmal edilerek aşağıdaki eşitlik (6) nolu eşitlikten türetilmiştir.

$$hL_j \frac{di_j}{dt} + t_j \cdot L_{jn} \frac{di_n}{dt} \quad (7)$$

Bu denklemin ilk terimi j. sargı direnci üzerinde harcanan gücü, diğerleri ise depolanan enerjiyi verir. j. sargısındaki bu enerji aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$W_j = \sum_{k=1}^n \int_{i_k(0)}^{i_k(t)} (L_{jk} \cdot i_j) \cdot di_k \quad (8)$$

Böylece n sargı bulunan sistemin depolanan enerji ise;

$$W = \sum_{j=1}^n W_j = \sum_{j=1}^n \left( \sum_{k=1}^n \int_{i_k(0)}^{i_k(t)} (L_{jk} \cdot i_j) \cdot di_k \right) \quad (9)$$

olarak verilebilir. Mıknatıslama eğrisi çalışma noktası etrafında doğrusallaştırıldığı için, sargı akımında meydana gelecek küçük bir değişimin endüktansı etkilemediği kabul edilebilir. Bu nedenle, akımdaki değişimin toplam enerjide AW gibi bir değişime karşı geleceği açıklar.

$$\Delta W = \sum_{j=1}^n \left( \sum_{k=1}^n L_{jk} \cdot \int_{i_j}^{i_j + \Delta i_j} d i_k \right) \quad (10)$$

Buna bağı olarak, sargının Oz ve karşılıklı endüktansları akımdaki değişimlere göre genel enerjinin kısmi türevleri olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$L_{jj} = \frac{d^2 w}{\partial (\Delta i_j)^2} \quad (11)$$

$$L_{jk} = L_{kj} = \frac{\partial^2 W}{\partial (A_{ij}) \cdot \partial (A_{ik})} \quad (12)$$

Bu endüktans ifadelerindeki türevler, j. ve k. sargının akımlarının  $\pm A_{ij}$  ve  $\pm A_{ik}$  kadar değiştirilmesiyle sistemin genelinde depolanan enerjinin değişimi olarak fark denklemleri şeklinde verilebilirler.

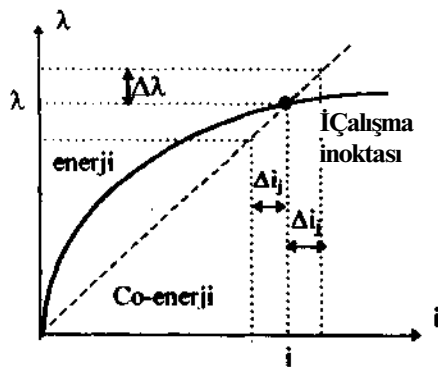
$$L_{jj} \cong \frac{[F(\lambda_j - A_{ij}) - 2 \cdot W(i_j) + w(i_j + A_{ij})]}{(\Delta i_j)^2} \quad (13)$$

karşılıklı endüktans ise;

$$L_{jk} \cong \frac{1}{(4 \cdot \Delta i_j \cdot \Delta i_k)} \cdot \left\{ W(i_j + \Delta i_j, i_k + \Delta i_k) - W(i_j - \Delta i_j, i_k + \Delta i_k) - W(i_j + \Delta i_j, i_k - \Delta i_k) + W(i_j + \Delta i_j, i_k + \Delta i_k) \right\} \quad (14)$$

olarak elde edilebilir. [7-9].

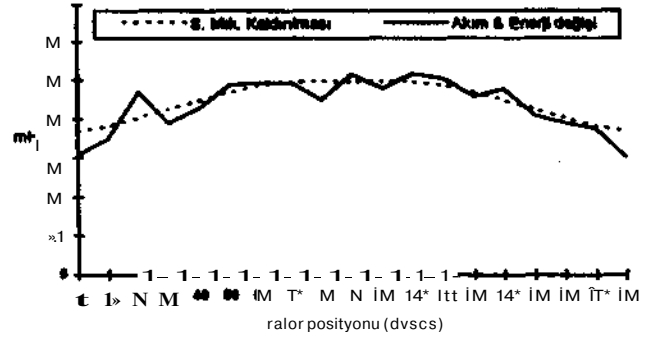
(13) ve (14) nolu denklemler orijin ile çalışma noktası arasında uzanan bir doğru üzerinde endüktans hesaplama temelinde türetilmişlerdir. Çalışma akımında meydana gelen  $\pm \Delta i_j$  Mik değişimlerin depolanan enerjide yaratacağı değişimler şekil 3'de görülebilir.



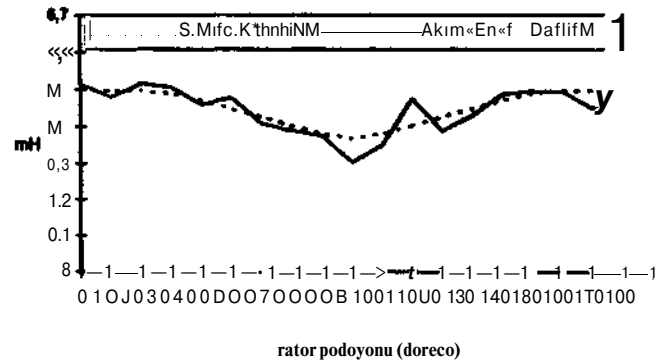
Şekil-3 Stator sargı akımının değişimine karşılık enerjideki değişim

(4) ve (13) denklemleri kullanılarak öz endüktanslar yukarıda anlatılan iki yöntem için ayrı ayrı hesaplanmıştır.

Endüktanslar rotor pozisyonunun fonksiyonu olduğundan, bu hesaplamalar rotorun 0 dereceden ISO dereceye kadar 15 derecelik adımlarla döndürülmesiyle farklı pozisyonlarda elde edilmiştir, tki farklı yöntemle hesaplanan Oz endüktans değerleri, aynı grafik üzerinde şekil-4 ve 5'de verilmiştir



Şekil-4 A fazının Oz endüktansı L\_u



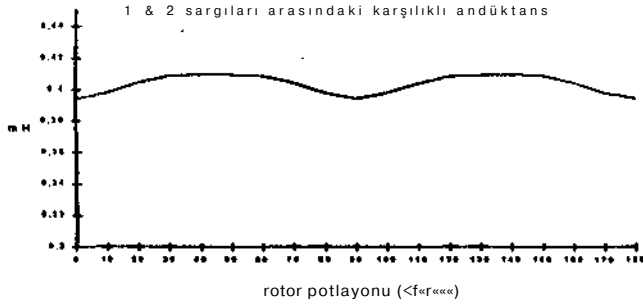
Şekil-5 B fazının Oz endüktansı L22

Motorun iki fâzlı bir motor olması nedeniyle, A ve B fazının öz endüktans grafikleri arasında 90 derece faz farkı vardır.

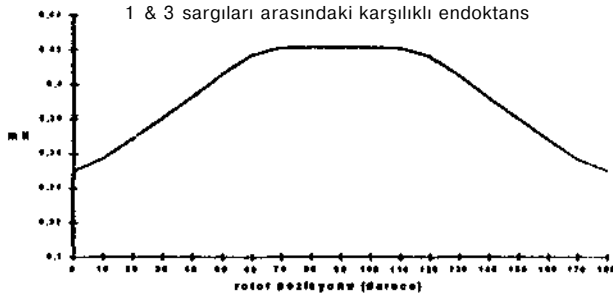
X eksenini başlangıç olarak referans alındığında, A fazının karşısında manyetik olmayan materyal vardır. Bu materyalin relatif geçirgenlik sabit miknatısmkından daha küçüktür. Bu nedenle 0°'de depolanan enerji ve buna bağı olarak ta endüktans değeri 90°'dekenden küçük olacaktır. Rotor 90° döndüğünde A fazının karşısına sabit miknatıs gelecektir.

(5) nolu denklem kullanılarak sargılar arasındaki karşılıklı endüktans değerleri de elde edilerek şekil-6, 7 ve 8 'de verilmiştir.

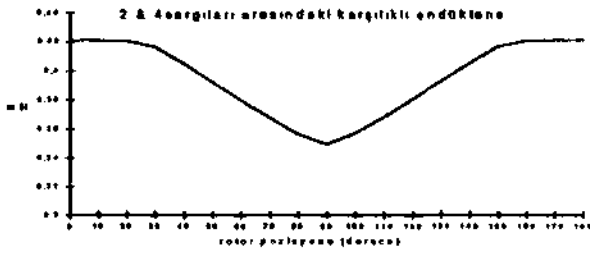
A ve B fazları arasında mekanik olarak 90 derece, elektriksel olarak 180 derece faz farkı olduğundan rotorun 180 derecelik dönüşü sırasında karşılıklı endüktans L<sub>12</sub> iki tam periyot geçirir.



Şekil-6 A ve B fazlarının karşılıklı endüktansı  $L_{12}$



Şekil-7 A fazının karşılıklı endüktansı  $L_{13}$



Şekil-8 B fazının karşılıklı endüktansı  $L_{24}$

#### 4-SONUÇ

Her iki yöntemle hesaplanan endüktans değerleri şekillerden de görüldüğü gibi birbirine yakın sonuçlar vermiştir. Ayrıca, aşırı yük durumunda ise sabit mıknatısın demagnetizasyon etkilerinin de hesaba katılması gerekeceğinden özellikle ikinci yöntem tercih edilmelidir. Bu motor kırıncı tarafından sürüldüğü için statör akımlarındaki değişimler hızlı olmaktadır, bu nedenle 'akım ve enerjinin değişimi yöntemi' hassas çözümleme için tercih edilebilir.

#### KAYNAKÇA

[1] Nehl, T. W., Demerdash N. A. O., "Finite Element - State Space Modelling Environments for Electrical Motor Drive" *IEEE Tutorial on Adjustable Speed Drives* p: 109-127, 1992.

[2] Rizzo, M., Savani, A., Trowski, J., & Wiak, S., "Optimization of Magnetic Circuits of DC Brushless Motors" *Nato ASI*, pp.91-97, Antalya February 1994.

[3] Ansys Magnetic User's Guide Vol:1 July 1993.

[4] Fitzgerald, A. E., Kingsley, C, Umans S. D., *Electrical Machinery 5<sup>th</sup> edition in SI units*. Mc Graw-Hill Book Com. 1992

[5] Demerdash, N. A. O., Hijazi, T. M. & Arkadan, A. A., "Computation of Winding Inductances of Permanent Magnet Brushless DC Motors with Damper Winding by Energy Perturbation" *IEEE Tran. on Energy Conversion* vol.3, no.3, pp. 705-713, September 1988.

[6] Demerdash, N. A. O., Fouad, F. A. & Nehl, T. W., "Determination of Winding Inductances in Ferrite Type Permanent Magnet Electric Machinery by Finite Element" *IEEE Tran. on Magnetics*, vol. MAG-18, no.6, pp.1032-1034, November 1982.

[7] Nehl, T. W., Demerdash, N. A. O., "Direct Current Permanent Magnet Motors in Adjustable Speed Drives", *IEEE Tutorial on Adjustable Speed Drives*, pp. 86-108, 1992.

[8] Nehl, T. W., Fouad F. A., & Demerdash, N. A. O., "Determination of Saturated Values of Rotating Machinery Incremental and Apparent Inductances by an Energy Perturbation Method" *IEEE Tran. on Power Apparatus and Systems* vol. PAS-101, no.12, pp. 4441-4445, December 1982.

[9] Escarela-Perez, R., Macdonald, D.C., Campero-Littlewood, E., "A Comparison of Two Finite - Element Techniques for Inductance Computation of Electrical Machines within a Two Dimensional Environment", *ICEMP98*, pp. 719-724, September 1998 Istanbul, Turkey.