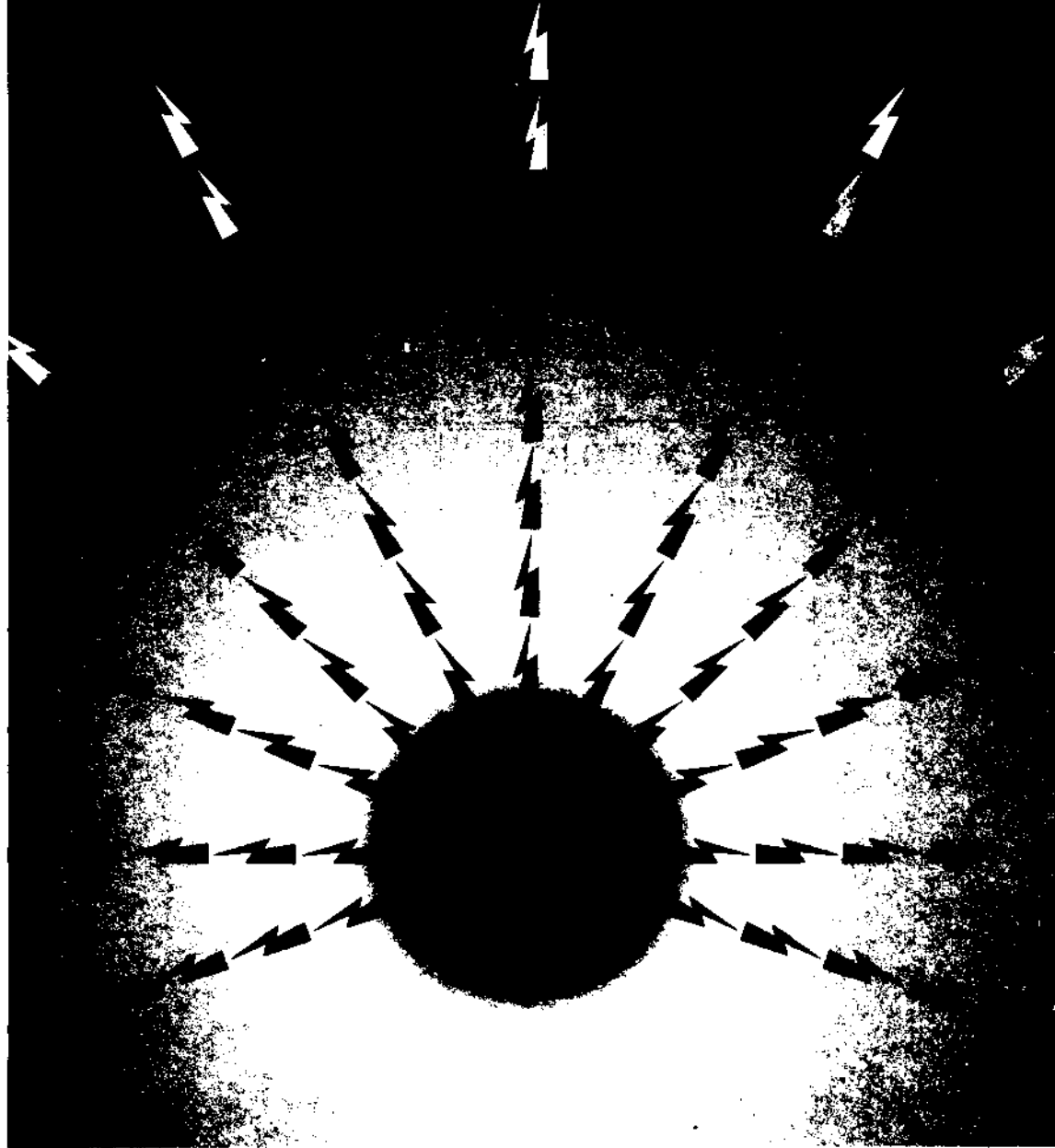


# TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI

## ELEKTRİK - ELEKTRONİK BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ 7. ULUSAL KONGRESİ



TMMOB  
ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI  
ANKARA ŞUBESİ



ODTÜ  
ELEKTRİK -ELEKTRONİK  
MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜMÜ



TÜBİTAK

## ÖNSÖZ

TBMMO Elektrik Mühendisleri Odası Elektrik-Elektronik-Bügisayar Mühendisliği 7. Ulusal Kongresini ve Sergisini Orta Doğu Teknik Üniversitesi'nde gerçekleştirmiş olmaktan onur ve sevinç duymaktayız. Üniversite olarak kongreye ikinci kez evsahipliği yapmamız bizi fazlasıyla mutlu etmiştir, ama mutluluğumuz asıl geçen süre içinde Odamızın, meslek yaşamımızın ve Üniversitemizin ne kadar gelişmiş olduğunu gözlemekten kaynaklanmaktadır.

Gerçekten de ilgi alanlarımızın çeşitlenmesi, bu alanlarda belli bir beceriye ulaşılmış olması, eskiden güçlü olduğumuz dallarda da gücümüzün sürmesi Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendislerimizin ülke genelinde giderek daha fazla söz sahibi olmaları olgusunu yaratmaktadır. Bireysel başarılarımızın kurumlanmızı da ülke ekonomisi ve gelişmesi bakımından güçlendirmekte olduğu açıktır. Nitekim bu sektörlerde faaliyet gösteren kuruluş sayısı hızla artmaktadır. Bu sayısal gelişmenin nitelik bakımından da aynı hızla sürdüğünü görmek sevindiricidir. Kongremiz ve sergimiz bunun en somut kanıtını oluşturmaktadır.

2000'li yılların Türkiye'sinin ihtiyaçlarını yakalayabilmek için daha çok şeyler yapılması gerekmektedir. Endüstri-Eğitim Kurumları ve Meslek Odaları arasındaki iletişim ve karşılıklı etkileşimi güçlendirmek gerekmektedir. Bu geçmişe oranla daha sevindirici bir düzeyde sürüyor da olsa henüz gelişmiş ülkelerdeki başarı örneklerin uzağındadır. Önümüzdeki yıllarda bu konuda daha fazla çabaya ihtiyaç vardır.

Tüm katılımcılara Kongre ve Sergimize vermiş oldukları güç için teşekkür ediyorum. Sizleri Üniversitemizde görmenin kıvançıyla selamlıyor saygılarımı sunuyorum.

Prof. Dr. Fatik Canatan  
Yürütme Kurulu Başkan

ELEKTRİK-ELEKTRONİK-BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ  
7. ULUSAL KONGRESİ

YÜRÜTME KURULU

Fatih CANATAN (Başkan, ODTÜ)

M. Mete BULUT (ODTÜ)  
Cengiz BEŞİKÇİ (ODTÜ)  
Gönül SAYAN (ODTÜ)  
Cemil ARIKAN (TÜBİTAK)  
M. Hacim KAMOY (ASELSAN)  
Hüseyin ARABUL (BARMEK)  
Aydın GÜRPINAR (ENERSİS)

M. Asım RASAN (EMO)  
Cengiz GÖLTAŞ (EMO)  
H. Ali YİĞİT (EMO)  
Kubilay ÖZBEK (EMO)  
M. Sıtkı Çiğdem (EMO)  
Funda BAŞARAN (EMO)  
Mustafa ÖZTÜRK (EMO)

EDİTÖRLER

Fatih CANATAN

Mehmet Mete BULUT

---

## DC MOTORLARIN MİKROİŞLEMCİLER YARDIMIYLA SENKRON OLARAK ÇALIŞTIRILMALARI

Hakkı ÖZATA, Abdullah ÜRKMEZ  
Selçuk Üniversitesi  
Mühendislik-Mimarlık Fakültesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
42040-Zindankale / KONYA

### ABSTRACT

*In this study, the design, construction and application of a closed-loop speed control system comprising two d. c. motors and using only one microprocessor was given*

*In industry, especially in the paper and aluminium industries, paper or thin aluminium foils produced needed to be cylindhally and homogeneously wounded around a pulley without any breakage and/or puckehng taking place throughout the rolling process. Therefore, the two d.c. motors rotating the pulleys of the system must be operated synchronously.*

*By means of using the combination of microprocessors and power electronics technologies together, the speed control in question can easiily be achieved with a high degree of accuracy.*

### 1. GİRİŞ:

Doğru akım motorlarında hız, endüviye uygulanan gerilimle doğru ve uyarım sargısından geçen akımla ters orantılı olarak değişmektedir [1]. Endüvi uç geriliminin değiştirilmesiyle devir sayısı çok geniş bir aralıkta ve doğrusal bir biçimde ayarlanabilmektedir. Buna karşılık, uyarma akımı artırılarak devir sayısı düşürülebilirse de uyarma devresinden geçirilebilecek maksimum akım değeri

sınırlı olduğundan bu yöntem düşük hızların elde edilmesi için elverişli değildir [2].

Bu çalışmada, iki doğru akım motorunun tek bir mikroişlemci ile kapalı çevrim hız kontrolü yapılmıştır. Klasik mikroişlemcili hız denetim sistemlerinde, bir mikroişlemci bir doğru akım motorunu kumanda etmektedir. Öncelikle maliyeti düşürmek amacıyla, bir iş tezgahında çalışan iki doğru akım motoru için yazılım geliştirilip tek bir mikroişlemci ile hız denetimi yapılmıştır.

### 2. KAPALI ÇEVİRİM HIZ DENETİMİ:

Doğru Akım Motorları, hız denetimli sürücü sistemlerinde oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu motorların açık çevrim denetimli çalışmaları birçok uygulamalarda memnun edici bir sonuç vermemektedir. Bunun nedeni de bilindiği gibi motor uçlarına uygulanan gerilim sabit tutulup, motor miline uygulanan moment değiştiğinde motor hızının değişmesidir. Buna karşın eğer sürücü sisteminin sabit hızlı çalışması isteniyorsa sabit hızlı bir çalışma elde etmek için motora uygulanan gerilimin değiştirilmesi gerekmektedir. Bu da ancak, bir kapalı çevrim denetim sistemiyle gerçekleştirilebilir. Böyle bir sistemin temel blok diyagramı Şekil-1 de gösterilmektedir [3,4],

yönünde olmuştur. Çalışma frekansı aralığında istenen moment-hız karakteristiği için asenkron motorun tasarlanması hem motor hem de evirgeç açısından ekonomik bir çözüm oluşturacaktır.

Bu probleme, farklı kutup sayısındaki motorların aynı laminasyon sacı ile istenen performansı sağlamak için tasarlanmasına benzer olarak bakılabilir. Motorun performansını frekans aralığının uç noktalarında ayrı ayrı dikkate almak iki problemi birbirine benzer kılmaktadır. Bu durumda Eşitlik 1'deki  $p_1(x)$  ve  $q_1(x)$  motorun maksimum ve minimum frekanstaki performanslarını göstermektedir. Bu durumda  $f_1(x)$  ve  $f_2(x)$  aynı olacaktır. Doğal olarak farklı frekanslarda terminal voltajları da farklı olacaktır. Bu durumda tasarım vektörünün boyutu 10 olarak kalacaktır.

Bu çalışmada 6.66 Hz-259 Hz aralığında çalıştırılmak üzere bir laminasyon tasarımı üzerinde durulmuştur. Optimizasyon süreci için 6.66 Hz ve 350 Hz'deki performans kriterleri dikkate alınmıştır. Tablo 5'de mevcut motorun test ve ölçülmüş performans değerlerini göstermektedir. Geliştirilen analiz yazılımının doğruluğu da bu tablodan görülebilmektedir.

Table 5. 6.66 Hz ve 100 Hz'de hesaplanmış ve ölçülmüş performans değerlerinin karşılaştırılması

	6.66 Hz (test)	6.66 Hz (hes.)	100 Hz (test)	100 Hz (hes.)
Faz Voltajı	23.4	24.0	97.4	97.0
Tam yük akımı	2.76	2.60	1.19	1.15
Tam yük momenti	2.05	2.0	0.39	0.41
Çıkış Gücü	58.2	59.34	239.7	240.5
Güç Faktörü	0.89	0.90	0.86	0.83
Verim	0.34	0.35	0.80	0.86
Kalkış Akımı	3.96	4.34	10.49	8.77
Kalkış Momenti	2.52	3.0	1.3	0.98

Bu doğruluk derecesini sağlamak için analiz yazılımında, farklı frekanslardaki çekirdek kayıplarını dikkate alacak değişiklikler yapılmıştır. Ayrıca motor modelindeki seri empedans üzerindeki gerilim düşümünü dikkate almak performans hesaplamalarının doğruluğunu büyük çapta etkilemektedir.

Tablo 6'da yukarıda tanımlanan problem için optimizasyon sonuçları verilmiştir. Tablodaki başlangıç değerleri (I) mevcut motorun performansını, sonuç değerleri (F) optimizasyon sonucunu göstermektedir. Düşük frekans sonuçları incelendiğinde, güç faktöründe mevcut motora oranla bir düşüş gözlenmektedir. Ancak, kritik olan motor veriminde mevcut motora göre iyileşme sağlanmıştır. Yüksek frekans çalışmasında kalkış performansının

optimizasyon sonucunda daha kötü olduğu görülmektedir. Bunun nedeni, sürücünün yüksek frekanstaki özel kalkış uygulaması sayesinde motorun yüksek kalkış momentine ihtiyaç duymamasıdır. Sonuç olarak yeni laminasyon tüm performans hedeflerine ulaşmakta ve kritik olan motor ağırlığında %10 düşüş sağlamaktadır.

Table 6. Değişken frekansla sürülen motorun optimizasyon sonuçları.

Performans Kısıtları	I	F	I	F
	6.66 Hz	6.66 Hz	100 Hz	100 Hz
Çıkış Gücü (W)	59.3	64.8	240.5	248.8
Devrilme Momenti (Nm)	2.94	3.33	1.58	1.43
Kalkış Momenti-Nm	3.00	3.33	0.98	0.66
Kalkış Akımı (A)	4.34	4.86	8.77	7.93
Güç Faktörü	0.90	0.85	0.83	0.86
Verim	0.35	0.40	0.86	0.87
Akım (A)	2.60	2.63	1.15	1.14
Moment (Nm)	2.00	2.00	0.41	0.42
Ağırlık (kg)	6.03	5.29	6.03	5.29

## 7. SONUÇ

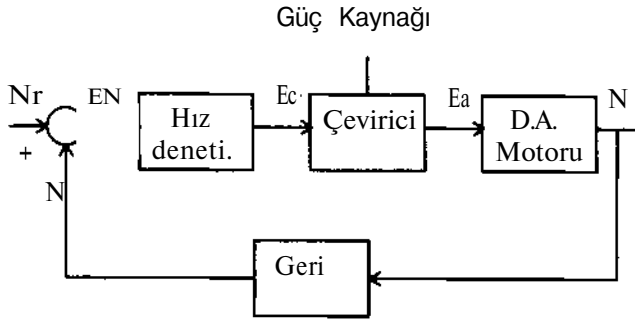
Elde edilen sonuçlar, geliştirilen programın çift hızlı ve değişken frekansla sürülen motorların tasarım optimizasyonunda başarılı olduğunu göstermektedir. Optimizasyon denemeleri sonucunda tüm kısıtlar sağlanarak, daha iyi performansa sahip bir tasarım elde edilirken, motor ağırlığında da düşüş sağlanmıştır.

## 8. TEŞEKKÜR

Bu çalışmanın gerçekleştirilmesine destek sağlayan T.E.E A.Ş'ye teşekkür ederiz.

## KAYNAKÇA

- [1] Ramarathnam, R. , Desai, B. G. , "Optimization of Polyphase Induction Motor Design: A Nonlinear Programming Approach", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-90, No 2. Mart/Nisan 1971, sayfa. 570-577.
- [2] Singh, B. , Singh, B P. , Murthy, S. S. , Jha, C. S. . "Experience in Design Optimization of Induction Motor Using 'SUMT' Algorithm", IEEE PES 1983, Kış toplantısı, sayfa. 208-6.
- [3] Singh, C. , Sarkar, D. , "Practical Considerations in the Optimization of Induction Motor Design", IEE Proceedings-B, Vol. 139, No. 4, Haziran 1992, sayfa 365-372.
- [4] Aftahi, M. , Ertan, H B. , "A Tool for Performance Analysis of Single-phase Capacitor Induction Motors with Computer", Iranian Conference on Electrical Engineering 1993, sayfa 699-708.
- [5] Hamarat, S. , "Design Optimization of Three-phase Induction Motors", Master Tezi, 1997, ODTÜ.



ŞEKİL: 1 Kapalı Çevrim Hız Denetim Sistemi Blok Diyagramı

### 3. KAPALI ÇEVİRİMLİ HIZ SENKRONİZASYONU DENETİM SİSTEMİ:

Şekil -2 de iki adet Doğru Akım Motoru'nun aynı hızda (senkron) çalıştırılmasını sağlayacak mikroişlemci temelli denetim sisteminin blok diyagramı gösterilmektedir.

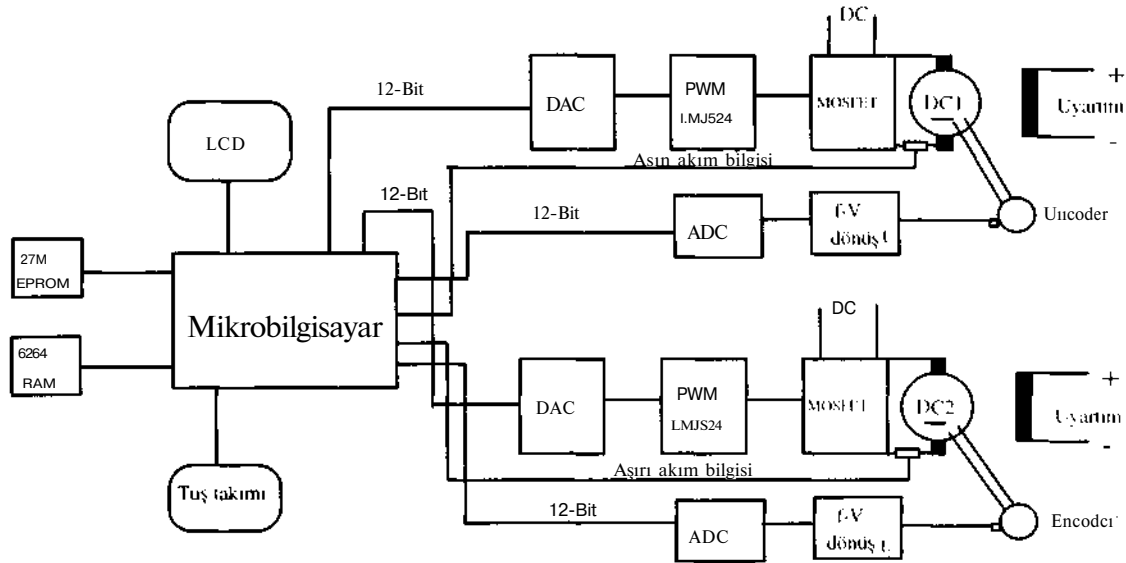
Bu sistemde mikroişlemci denetim sistemine yapılan sayısal girişler; tuş takımından girilen; motorların senkron olarak çalışmasını istediğimiz hız bilgisi, encoder (puls-coder) çıkışından elde edilen ve hızla (frekansla) orantılı olarak gerilimi değişen analog sinyalin bir ADC vasıtası ile dönüştürülen lojik

hız bilgisi ve aşırı akım bilgilerinden oluşmaktadır.

Denetim sisteminden yapılan çıkışlar ise, güç mosfetlerini anahtarlayan PWM (Pulse Width Modulation) entegresinin (LM3524) giriş denetim işaretleri ve motorların dönüş yönlerini belirleyen işaretler olup denetim sistemine yapılan tüm girişler ve çıkışlar paralel giriş/çıkış (PIO) kapıları üzerinden yapılmaktadır. Her iki DA motorunun hız bilgisi sisteme geribeslemeli olarak girilmekte ve bu bilgiler tuş takımından girilen hız bilgisi ile karşılaştırılmaktadır.

Bu karşılaştırma sonucunda motorların istenilen devirde dönmesini sağlamak için gerekli olan mosfet sürücü devresinin darbe - boşluk oranının ne kadar arttırılıp azaltılacağı belirlenmektedir.

Böylece, eşit hızlarda çalışan iki adet DC motordan herhangi birisinde herhangi bir nedenle (yüklenme v.s.) bir hız değişimi olduğu takdirde yazılımla gerçekleştirilen mikroişlemci kontrolü devreye girecek ve motorların hızlarını çok kısa bir süre içerisinde eşitleyecektir.



ŞEKİL: 2 İki Adet Serbest Uyarmalı DA Motorunun Mikroişlemci Temelli Denetim Sisteminin Blok Diyagramı

#### 4. S/STEM/N TASARIMI:

##### 4.1. HIZ ÖLÇÜM DEVRES/:

Hız ölçümü için, motor miline bağlı ve 2400 puls/devir hassasiyetine sahip darbeleri üretebilen encoder (puls-coder)'ler kullanılmaktadır. Encoder çıkışından elde edilen bu işaretler bir schmitt triggerli inverterden geçirilerek temiz bir kare dalga işaretine dönüştürülmektedir.

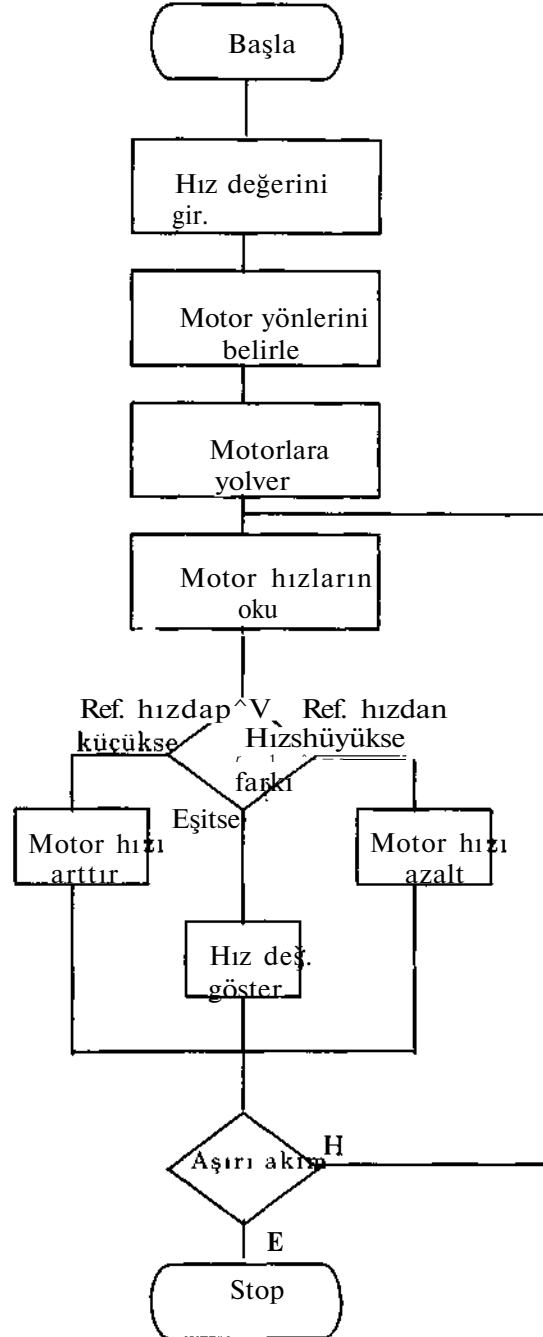
Motor devri arttıkça encoderlerin ürettiği işaretlerin frekansları da aynı oranda artmaktadır. Hız ölçümünün daha kolay olabilmesi için encoder çıkışındaki işaretler frekans-voltaj dönüştürücüsüne (LM 2917) verilmekte ve bir ADC (Analog-Digital Converter) vasıtası ile digital bilgiye dönüştürülmektedir. Bu bilgi mikroişlemci portlarından okunarak mikroişlemci yazılım programıyla d/dak cinsinden hız bilgisi elde edilmektedir. Bu durum her iki motor için de aynıdır.

##### 4.2. M/KROB/LG/SAYAR DEVRES/:

Mikrobilgisayar devresinin ana elemanları Z - 80 CPU ( Merkezi İşlemci Birimi), 2764 8 kB'lık EPROM, 6264 8 kB'lık RAM, 8255 PIO, LCD Display, klavye sürücü entegresi ve çeşitli lojik kapılarla oluşturulmuş devrelerdir. Mikroişlemci denetim birimi genel amaçlı bir mikrobilgisayar kartı olarak tasarlanmıştır [6]. Mikrobilgisayar kartının kullanıcıyla iletişimini sağlamak için monitör programı geliştirilmiş, kullanıcı ile iletişim 16 tuşlu (4x4) bir tuş takımı ve 2x16 dijital LCD gösterge birimi ile sağlanmıştır. Mikrobilgisayar kartının tasarımında donanımın minimum yapıda olmasına özen gösterilmiştir. Mikrobilgisayar kartında 8 bitlik Z-80 mikroişlemcisi (CPU - Central Processing Unit) kullanılmıştır. Bu mikroişlemci 158 değişik emri (komut) yerine getirebilmektedir. Ayrıca 6 adet genel amaçlı yazaca (B,C,D,E,H,L), ayrıca bu yazacarla bilgi değişiminde kullanılan 6 alternatif yazaca (B',C',D',E',H',L') sahiptir. B,C,D,E,H,L yazacalarının

ikişerli kullanımı halinde (BC,DE,HL) 16 bitlik işlemler de yapılabilmektedir.

Mikroişlemci kontrollü hız senkronizasyon sisteminin yazılım algoritması Şekil - 3 'de verilmiştir.



Şekil :3 Mikroişlemci Yazılım Algoritması

### 4.3. SÜRÜCÜ DEVRESİ:

Bilindiği gibi güç mosfetleri gate'lerine uygulanan işaret "1" olduğu sürece iletme geçmekte ve "0" olduğu sürece kesimde kalmaktadır. Bu özelliklerinden yararlanarak mosfetin gate'ine sabit frekanslı, darbe boşluk ("1"de kalma ve "0"da kalma) oranları ayarlanabilen bir işaret üreterek endüvi gerilimi kolaylıkla değiştirilebilmektedir.

Darbe Genişlik Modülasyon kısmının en önemli elemanı LM 3524 PWM modülatör entegresidir.[5]

Mikroişlemci paralel giriş/çıkış birimi (PIO) portlarından gönderilen 12-bitlik PWM giriş denetim bilgisi bir DAC (Digital-Analog Converter) vasıtası ile analog gerilime dönüştürülerek darbe genişlik modülatör entegresinin girişine verilir. Mikroişlemci tarafından gönderilen lojik denetim bilgilerine göre bu entegre ile sürülen mosfetin Drain (D) ve Source (S) uçları arasına bağlı olan Doğru Akım Motorunun endüvi gerilimi DC 0 ila 220V arasında hassas bir şekilde ayarlanabilmektedir.

### 5. SONUÇ:

Yapılan bu çalışmadaki geliştirilen senkronizasyon sisteminde endüvi gerilim bilgisinin 12 bitlik bir bilgi olarak kullanılmasıyla endüvi gerilimi 0 ila 220 Volt arasında 4096 adım

değiştirilebilmektedir. Dolayısıyla yapılan kapalı çevrim hız kontrolünün hassasiyeti büyüktür.

Yine bu çalışmada gerçekleştirilen mikroişlemci temelli sayısal kapalı çevrim hız denetleyici sisteminin pratik olarak gerçekleştirilmesinin kolay ve maliyet bakımından ucuz oluşu, ayrıca denetimde yapılacak değişikliklerin donanımı değiştirmeden sadece denetim programını değiştirerek gerçekleştirilebilmesi sistemin en önemli üstünlüklerindedir.

Bu sistem sanayiide, özellikle kağıt ve alüminyum tesislerinde kağıt veya alüminyum folyolarının makaralara sıkı bir şekilde kopmadan ve/veya büzüşmeden sarılmalarını sağlamak için kullanılabilme özelliğine sahiptir.

### KAYNAKLAR:

- [1] KASAPOĞLU A., "Doğru Akım Makinaları", Yıldız Teknik Üniv. Yayınları, İstanbul
- [2] EMO Trabzon Şubesi - KTÜ, "Güç Elektroniği Semineri", KTÜ Yayınları, Trabzon, 1987
- [3] ŞULE R.R., VASANTH B.J., KRISHNAN T. and KUMAR M., "Microprocessor - Based Control System for High - Accuracy Drives", IEEE Trans. Contr. Instrum., Vol. IE - 32, No:3, 209-214, 1985
- [4] AŞMER H. ve AKPINAR S., "Serbest Uyarmalı D.A. Motorunun Kapalı Çevrim Denetimi", Elektrik Mühendisliği 2. Ulusal Kongresi, 731-734,
- [5] Linear Databook, National Semiconductor Corporation, California, 1989
- [6] UZUN Ö. ve GÖKKAYA K., "Mikroişlemciler ve Assembler Programlama", Alfa Basım Yayım Dağıtım A.Ş., İstanbul, 1994



# Faz Açısının Kaydırılmasıyla ARM' de Konum Kontrolünün Gerçekleştirilmesi

Adnan DERDİYOK<sup>1</sup> Nihat İNANÇ<sup>2</sup> Veysel ÖZBULUR<sup>3</sup>  
<sup>1</sup> Atatürk Üniversitesi. Elektrik-Elektronik Müh. Erzurum  
<sup>2</sup> Kırıkkale Üniversitesi. Elektrik-Elektronik Müh.. Kırıkkale  
<sup>3</sup> TÜBİTAK MAM Robotik Bl. Gebze/ Kocaeli

**Abstract** *In this paper, the position control of a switched reluctance motor (SRM) is achieved by shifting phase angle. The SRM has a 8/6 pole configuration and it is driven by a C-Dump converter circuit. The SRM can be driven by a positive torque at the increasing side of phase inductance profile and it is also can be driven in reverse direction at the decreasing side of phase inductance. It does not need a bidirectional converter to feed the SRM. This feature of the SRM is used by a logical controller which switches converter in positive and negative torque production period to set the machine to a desired point.*

## 1. Giriş

Anahtarlama Relüktans Motoru (ARM) üzerinde yapılan çalışmalar ana hatlarıyla, konstrüksiyonu ve kontrolü ile ilgili çalışmalar diye ikiye ayrılır. Konstrüksiyoncular makinenin geometrisi üzerinde oynayarak hem kontrol edilebilirliğini kolaylaştırmaya hem de performansını (verimini) iyileştirmeye çalışmaktadırlar [1,2,3]. Ancak kontrolcüler hem basit ve ucuz bir kontrol devresi hem de ARM'nin nonlineer modeline uygun kontrol metodu tasarlayarak sistemin güvenilirliğini artırmaya ve çıkış momentini iyileştirmeye çalışmaktadırlar. ARM'nin kontrolü üzerine yapılan çalışmaları; kontrol devresinin tasarlanması [4.5], konum algılayıcısız kontrolün gerçekleştirilmesi [6.7] ve çıkış büyüklüklerinin

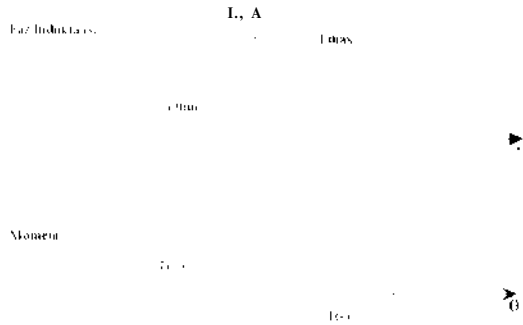
iyileştirilmesi [8,9,10] şeklinde özetleyebiliriz. Ancak şimdiye kadar ulaşılabildiğimiz yayınlarda henüz ARM'nin konum (adım) kontrolü ile ilgili bir çalışmaya rastlanmadı. Bu çalışmada ARM'nin konum kontrolü, lojik kontrolcülerle doğrudan faz açısı kaydırılarak gerçekleştirildi.

## 2. Faz Açısının Kaydırılması ile Konum Kontrolü

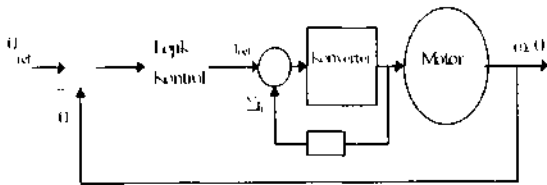
DC kaynak ile beslenen motorlarda konum kontrolü için besleme devresi iki yönlü yapılır ve motora pozitif ve negatif yönde gerilim uygulanarak hızla istenen konuma gelmesi sağlanır. Konum kontrolünde hedef, sistemi hızla istenen noktaya getirmektir. Bunun için sisteme ilkin dayanabileceği akım veya gerilim uygulanarak sistem büyük bir hıza ulaştırılır ve istenen konuma yaklaşınca da gerilim veya akım yön değiştirilerek sistem hızla frenletilir ve sistemin istenen konumda durması sağlanır. Sistemin istenen konumda dinamik olarak durabilmesi için periyodik olarak her iki yönde sırasıyla gerilim uygulayarak motorun sağa ve sola dönmeden bulunduğu konumda çok küçük bir titreşimle durması sağlanabilir.

Ancak besleme devresinin iki yönlü olması kontrol devresine ek bir maliyet getirdiğinden dolayı tercih edilmez ve relüktans motorun kontrolünde buna gerek de yoktur ARM' nin konum kontrolünde iki yönlü besleme devresi yerine, akımın yönü değiştirilmeden sadece endüktans profili takip edilerek endüktansın

artan bölgesinde pozitif moment ve azalan bölgesinde negatif moment uygulanarak motorun her iki yönde dönmesi sağlanabilir. Aşağıda şekil .1'de bir faza ait endüktans profili ve buna bağlı moment değişimi gösterilmiştir. Bu klasik kontrol yönteminde motorun hızla istenen set değerine ulaşması sağlanır ve bu konuma ulaşınca büyük ve ani bir ters moment uygulanarak motor frenletilir. Ancak motorun ters yönde dönmesini engellemek ve motorun dinamik hareketim korumak için hız sıfıra ulaşınca periyodik olarak pozitif ve negatif momentler uygulanır. Böylece motorun sağa ve sola çok ufak titreşimler-yaparak durması sağlanır. Gerek motora uygulanan pozitif momentte ve gerekse negatif momentte histeresis kontrol yapılarak, motor aşırı akımlara karşı korunmuştur. Kontrol sisteminin blok diyagramı şekil.2'de verilmiştir.



Şekil .1. Faz Endüktansınm ve Momentin Rotor Konumuna Bağlı Değişimi.



Şekil 2. Kontrol devresinin blok diyagramı

### 3.Sistemin Matematiksel Modeli

Bu çalışmada bir 8/6 ARM. C-Dump konverteriyle sürülmüştür. ARM'ye ve konverter devresine ait denklemler aşağıda verilmiştir [10],

$$e_k, \frac{d}{dt} = V_n - R_n \cdot i_n \quad n=1,2,3,4 \quad (1)$$

$$dV_c / dt = (-i_{c,n} \cdot U_u + i_{c,n}) \cdot O1 \quad (2)$$

$$d i_{g,n} / dt = -(V_{u,n} - R_{g,n} \cdot i_{g,n}) \cdot L_g \quad (3)$$

$$d \omega / dt = (T_e - T_i - B \cdot \omega) / J \quad (4)$$

$$d \theta / dt = \omega \quad (5)$$

Genel olarak nonlineer sistemler için elektriksel moment ko-enerji (Co-Energy)' nin rotor açısına göre değişimi şeklinde ifade edilir:

$$T_e(\theta, i) = \frac{\partial W'(\theta, i)}{\partial \theta} \quad (6)$$

$$W'(\theta, i) = \int_0^i J M(\theta, i) \cdot di \quad (7)$$

ve  $J = \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta}$  akı-akım düzleminde rotor konumuna bağlı olarak aşağıdaki şekilde ifade edilmiştir;

$$\lambda(\theta, i) = a(\theta)(1 - e^{-b i}) \quad (8)$$

$$a(\theta) = \sum_{m=0}^5 a_m \cos(b \cdot m \cdot \theta) \quad (9)$$

$$p(\theta) = \sum_{m=0}^5 p_m \cos(b \cdot m \cdot \theta) \quad (10)$$

$$L(\theta, i) = \frac{\partial \lambda}{\partial i} \quad (11)$$

$$L(\theta, i) = a(\theta) \cdot p(\theta) e^{-b i} \quad (12)$$

Denklem (12)'den akım ifadesi;

$$i = \frac{1}{b} \ln \left( \frac{L(\theta, i)}{a(\theta) \cdot p(\theta)} \right) \quad (13)$$

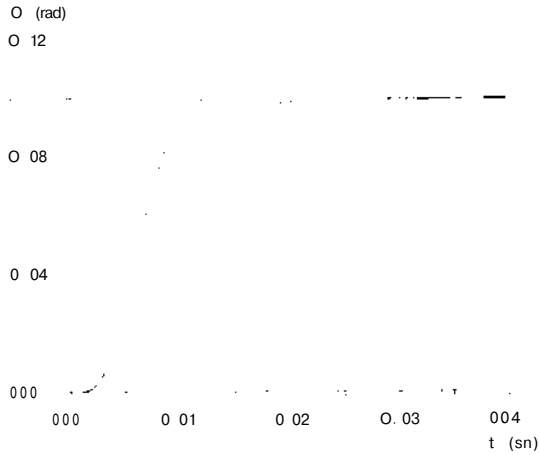
Denklemler 8, 9, 10, 11, 12 er derece kaydırılarak her faz için ayrı ayrı elde edilebilir.

#### 4. Simülasyon Sonuçları

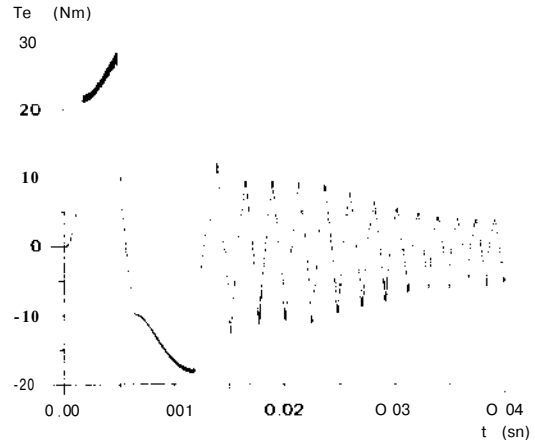
ARM'nin simülasyonu aşağıdaki şartlar altında gerçekleştirildi:

Referans Akım ( $i_{ref}$ ).....: 16 A  
Referans Konum ( $\theta_r$ ).....:0.1 rad  
Referans Hız ( $\omega_{ref}$ ).....:30 rad/s

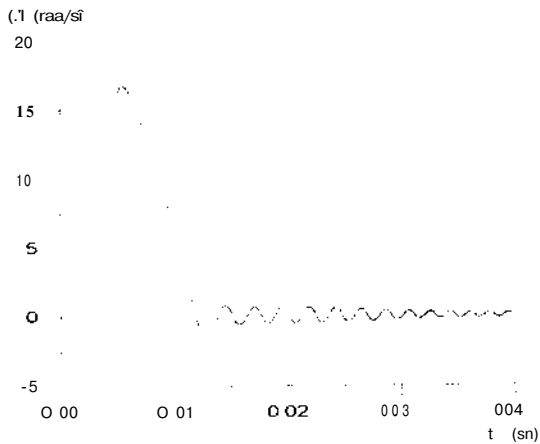
Kaynak gerilimi.(Vk).....: 300 V  
C-Dump anahtarlama frekansı.....: 17kHz  
Faz gerilimi başlangıç açısı ( $\theta_{on}$ ).....: 0°  
Faz gerilimi genişliği ( $\theta_c$ ).....: 15°  
C-Dump kondansatör gerilimi.(Ve).....: 300 V  
Yük momentini .(Tl).....: 0.071%  
Viskos sürt. katsayısı (B).....: 0.0008Nm/ (rad/s)  
Atalet Momenti (j).....:0.0053 Nm / (rad/s<sup>2</sup>)



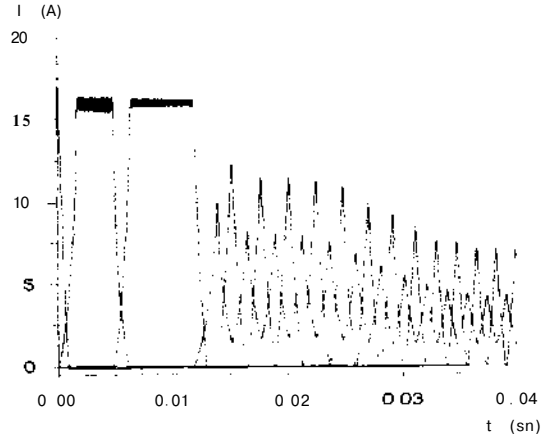
(a)



(b)



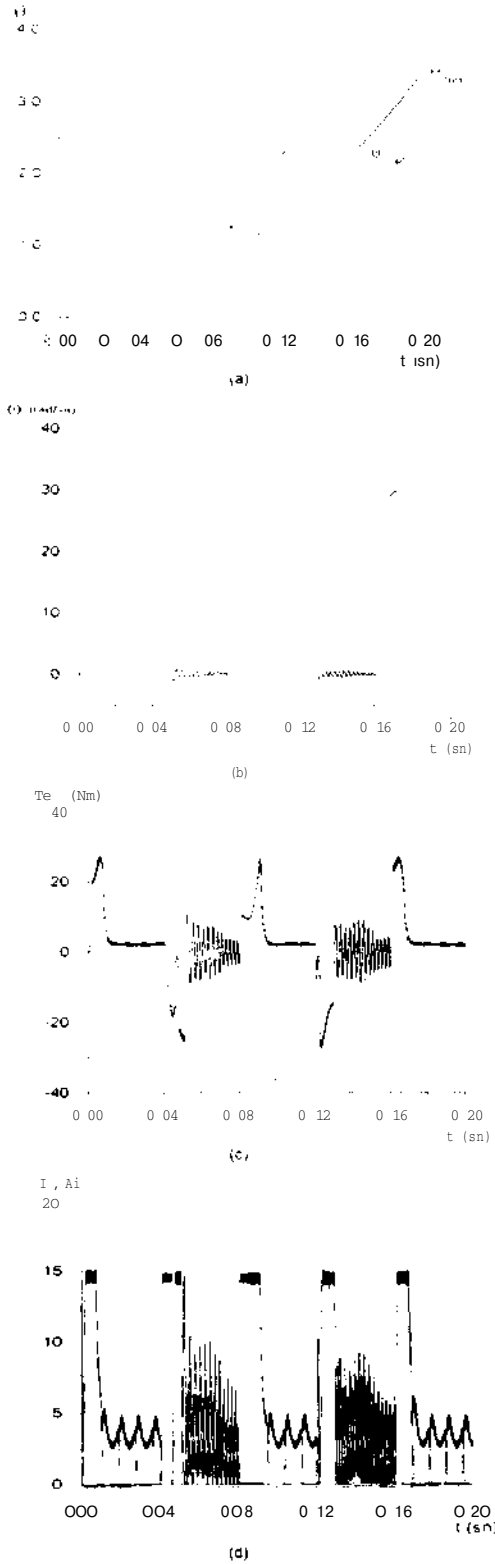
(c)



(d)

Şekil .3. ARM'nin Doyma Modelinde Konum Kontrolündeki Değişimler ( $\theta_r = 0.1$  rad iken )

(a) Konum Değişimi, (b) Moment Değişimi, (c) Hız Değişimi, (d) Akım Değişimi.



Şekil .4. ARM'nin Konum Kontrolünde Sırasıyla  $(\theta)_{r1} = 1.2$ ,  $(\theta)_{r2} = 2.4$ ,  $(\theta)_{r3} = 3.6$  rad ve Referans Hız  $\omega_1 = 30$  rad/s iken ( a ) Konum Değişimi, ( b ) Moment Değişimi, ( c ) Hız Değişimi, ( d ) Akım Değişimi.

## 5. Sonuç

Bu çalışmada Anahtarlamalı Relüktans Motorun konum kontrolü amaçlanmıştır. ARM'nin konum kontrolünün tek yönlü bir konverterle ve yalnızca faz iletim açısının kaydırılması ile gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir. Simülasyon sonuçları bu yöntemin rahatlıkla uygulanabileceğini göstermektedir. Bu konuda yayınlanmış pek çalışma bulunmamasından dolayı bu alandaki boşluğun doldurulması amaçlanmıştır.

## Kaynaklar

- [1]- MOALLEM, M., ONG, C, UNNEVEHR, LE , 1992. Effect of rotor profiles on the torque of a switched reluctance motor IEEE Trans On Ind. Appl. vol. 28, No.2
- [2]- LE-CHANEDDEC, J.Y., GEOFFROY, M. MULTON, B., MOUCHOUX, J.C.,1994. Torque ripple minimisation in switched reluctance motors by optimisation of current wave-forms and of tooth shape with copper losses and V.A. silicon constraints. ICEM Conf., Paris.
- [3]- DAVIS, R.M., 1992. Variable reluctance rotor structures-their influence on torque production. IEEE Trans. On Ind. Elect., Vol.39, No.2
- [4]- KRISHNAN, R, MATERU.P., 1993. Analysis and design of a low cost converter for switched reluctance motor drives. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.29, No.2
- [5]- BOSE, B.K., MILLER, T.J.E., SZCZESNY, P.M., BICKNELL, W H., 1986. Microcomputer control of switched reluctance motor. IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.IA-22, No.4
- [6]- BASS, J.T., EHSANI, M., MILLER, T.J.E., 1986. Robust torque control of switched reluctance motor without a shaft-position sensor IEEE Trans On Ind Elect.. Vol IE-33, No.3
- [7]- PANDA. S.K, AMARATUNGA.G.A.J. ,1993.Waveform detection technique for indirect rotor-position sensing ofswitched reluctance motor drives Part 1: analysis. IEE Proc.-B, Vol.140, No.1
- [8]- WALLACE, R.S., TAYLOR, D.G., 1992. A balanced commutator for switched reluctance motor to reduce torque ripple. IEEE Trans. On Power Elect., Vol.7, No.4
- [9]- BİLGİÇ, M.O., OZBULUR, V., SABANOVIC, A., 1995. Torque ripple minimization of a switched reluctance motor. APEC'95, Dallas.
- [10]- DERDİYOKA, İNANÇ N, ÖZBULUR V, PASTACI H, BİLGİÇ O.. Fuzzy Logic Based Control of a Switched Reluctance Motor to Reduce Torque Ripple, International Conference on Computational Intelligence. 5th Fuzzy Days, University of Dortmund. Germany, April 1997

# SLIDING MODE KONTROL YAKLAŞIMI İLE ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN HIZ KONTROLÜ

İbrahim SEFA (\*)

Çetin ELMAS (\*)

Şaban ÖZER (+)

(\*) Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi

(+) Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fakültesi

## ABSTRACT

*In recent years variable stvcture control (VSC) concept has been used significantly in D.C and A.C. motor control. In this paper, an application of the variable structure approach to speed control of a switched reluctance motor (SRM) drive was presented. VSC and classical PI control for speed regulation have been studied. The results using VSC were compared to those obtained by the application of a conventional PI system. Sliding mode control (SMC) provided better response than the PI control. In addition, the results shows that the proposed method is insensitive to parameter variations and disturbances.*

## ÖZET

Son yıllarda Değişken Yapılı Kontrol (DYK) tekniği D.A ve A.A. motorların denetiminde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu makalede, DYK'un Anahtarlama relüktans motorun (ARM) hız denetimine uygulaması sunulmuştur. Klasik PI ve DYK'un hız regülasyonunda kullanılması ile ilgili bir çalışma yapılmıştır. DYK'dan elde edilen sonuçlar PI uygulamasından elde edilen sonuçlar ile kıyaslandığında, değişken yapıli denetleyicinin PI'a göre daha iyi tepki gösterdiği, buna ek olarak önerilen metodun parametre değişimleri ve bozulmalara karşı daha az duyarlı olduğu görülmüştür

## GİRİŞ

Değişken hızlı sürücü sistemlerinde, D.A. ve A.A. motorların alternatifi durumuna gelen anahtarlama relüktans motorların ilk kalkınmada fazla akım çekmeden yüksek tork üretebildiği, yüksek hızlarda çalışmaya elverişli ve daha iyi bir tork/atalet oranına sahip olduğu görülmektedir [1,2,].

ARM basit yapıda olmasına rağmen, nonlinear özellik göstermekte ve faz endüktansının hassas modellenememesinden dolayı parametreler tam olarak bilinmemektedir. Sistemin kesin matematik modeline ihtiyaç duyan klasik kontrol teorileri yerine, harici bozulmalardan, parametre değişimlerinden etkilenmeyen ve aynı zamanda sistemin hassas modelini gerektirmeyen bir kontrol tekniğine ihtiyaç duyulmaktadır [3].

Nonlinear sistemlerin etkin kontrolünü sağlayan Değişken yapıli kontrol ya da yaygınlaşmış adıyla sliding mode kontrol (SMK), ilk olarak 1950'lerin başlarında Sovyetler Birliğinde Emelyanov ve arkadaşları tarafından ayrıntılı olarak incelenmiş ve ortaya konulmuştur [4,]. VSC'nin parametre değişimlerine karşı duyarsız olması, tasarım prosedürünün ayrılabilmesi derece indirgeme ve bozucu reddetme gibi üstün özelliklerinin farkedilmesiyle ilgi odağı haline gelmiştir [5,6]. Sliding mode kontrolün uygulaması yüksek frekans anahtarlamaından oluşmaktadır. Güç çeviriciler için sadece aç-kapa (on-off) çalışma modunun kabul edilebilir olması sebebiyle elektrik sürücülerini kontrol edilmesi herhangi bir zorluğa sebep olmamaktadır. VSC, geri besleme kazançları zamanın sürekli fonksiyonu olmayan, bir durum geri beslemeli kontrol tekniğidir [4].

Bu çalışmada, sliding mode kontrol tekniğinin anahtarlama relüktans motorun hız kontroluna uygulaması yapılmaktadır.

## ARM 'NİN DEĞİŞKEN YAPILI KONTROLÜ

DYK'un bir ARM sürücüsüne uygulanması öncelikle yönlendirilmiş değişkenlerin ve anahtarlama stratejisinin tanımına ihtiyaç duyar. Bir ARM sürücüsünün üç giriş değişkeni ( faz gerilimi, iletim ve kesim açılan) arasından sadece faz gerilimi yüksek frekansta anahtarlama olabilir. Halbuki, iletim ve kesim açıları her a./q derecesinde anahtarlama olur. Dolayısıyla faz gerilimi yönlendirilmiş değişken olabilen tek giriştir. Bu gerilim sadece iki değer alabildiği için anahtarlama değişken stratejisinin kullanımı zorunludur.

Buna göre bir DYK'un referans hızı kadar olan bir ARM sürücüsünü kontrol edebileceği ortaya çıkmaktadır. DYK'un nominal hızı kadar aktif olduğu yerde benzeri bir kısıtlama aynı zamanda D.A ve A.A sürücülerini içinde geçerlidir.

Bu çalışmada, bir ARM sürücüsünün hızını kontrol etmek ve faz akımlarını I<sup>^</sup>de sınırlamak için bir DYS kontrollü şema tasarlanmıştır. Şema motor hızının ve faz akımlarının algılanmasına ihtiyaç duymaktadır. Sürücüsünün faz beslemesini senkronize etmek amacıyla rotor pozisyon bilgisi de kullanılmıştır.

Bir fazın gerilimi hem darbeleme ve hemde söndürme aralıklarında kontrol edilebilir. Bununla birlikte, darbeleme aralıklarının bitişikliği ve basit bir kontrol için olan ihtiyaç faz gerilimini sadece darbeleme aralığında yönlendirmeyi ve söndürme aralığında ise faza uygulanan gerilim kaynağını bütünüyle ters çevrimini önermektedir. Bu tasarım, değişken yapıli sistem (DYS) çıkışının, rotor pozisyonu tarafından belirlenen gerçek faza aynı anda bir faz enerjilenecek şekilde dağıtıldığını belirtmektedir [7].

### Değişken Yapılı Sistem Tasarımı

DYS kontrolün tasarımı iki bölümdür. Bunlardan biri akım sınırlama diğeri ise hız kontrolü ile ilgilidir. Akım sınırlamasını uygulamak için anahtarlar fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

$$a_i = i - I_{ref} \quad (1)$$

İlgili durum uzayı  $i$  eksen ve sliding yüzey ise  $I=I_{ref}$  noktasıdır. Sliding rejim faz gerilimini aşağıdaki şekilde yönlendirmekle başarılıdır.

$$v = \begin{cases} V_K & CT_j < 0 \\ -V_{**} & CT_j > 0 \end{cases} \quad (2)$$

sonuçta eşdeğer gerilim şu şekilde elde edilir.

$$v_{eq} = K_{io} \quad (3)$$

Sliding rejimin varlık şartı ise aşağıdaki gibi olur.

$$|v_{eq}| < |V_s| \quad (4)$$

Bu şart, referans hıza kadar çalışan bir ARM sürücüsü ile sağlanabilir.

Hız kontrolü, kanonic-faz durumları gözönünde bulundurularak uygun bir şekilde tasarlanmıştır. İlgili denklemler aşağıdaki formdadır.

$$CT_o = \dot{\omega} - \omega - ya \quad (5)$$

Burada  $\omega^*$  referans hız,  $y$  ise sistemle ilgili bir sabittir. Durum uzayı ( $\langle a, a \rangle$ ) düzlemi olup sliding yüzey ise;

$$o = -\frac{1}{y} (\ddot{o} - \dot{o}^*) \quad (6)$$

doğrusudur.

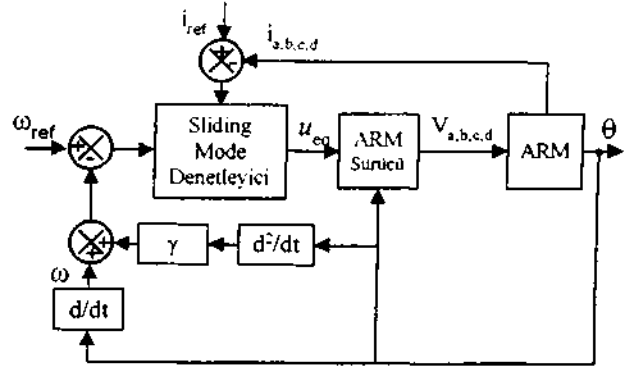
Sürücü parametrelerinden bağımsız olan sliding rejimdeki hız karakteristiği ( $\dot{\omega} = 0$  ile tanımlanır. Bir örnek olarak, sükunet halindeki bir sürücüye uygulanan  $C$  genliğinde bir adım referans girişine olan hız tepkisi

$$\omega(t) = Q(1 - e^{-r}) \quad (7)$$

ifadesi şeklinde olur. Denklem (6)'da tanımlandığı gibi sürücü,  $y$ 'e eşit bir zaman sabitesinde birinci dereceden bir sistem gibi davranır. Sliding rejimi gerçekleştirmek için faz gerilimi aşağıdaki şekilde yönlendirilir.

$$v = \begin{cases} V_s & c_a < 0 \\ -V_{**} & CT_{M} > 0 \end{cases} \quad (8)$$

### Kontrol Şeması



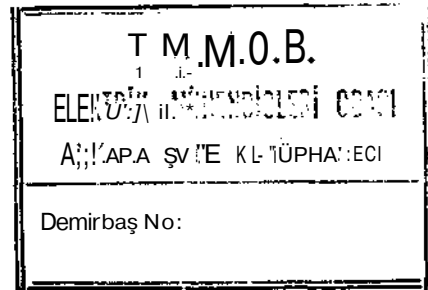
Şekil-1 Sliding Mode Kontrolün bir ARM'ye uygulaması

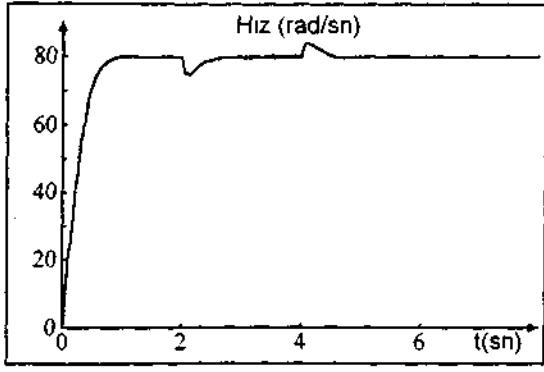
Kontrol şeması Şekil-1'de çizilmiştir. Bu şema denklem (2) baz alınarak tasarlanmış bir akım ve denklem (8) baz alınarak tasarlanmış bir hız kontrolünü içeren bir denetleyici ve birkaç bloğu içerir. Akım  $I_{ref}$ 'den daha büyük olduğu zaman akım kontrolörü etkindir Akım  $I_{ref}$ 'den küçük olduğunda referans hıza göre gerekli eşdeğer gerilim uygun faza gönderilir.

### SİMÜLASYON SONUÇLARI

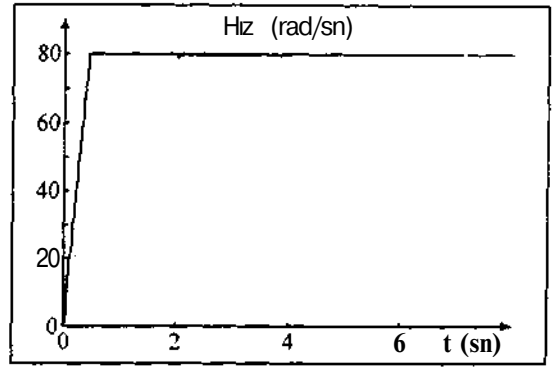
Bu makalede simülasyon için aşağıdaki veri ve parametreler kullanılmıştır.  $P^{*} = 4$  kW,  $\dot{\omega}_{ref} = 80$  r/san,  $V_K = 400$  volt,  $I_{ref} = 8$  A,  $q = 4$ ,  $N_s = 8$ ,  $N_r = 6$ ,  $L_u = 14$  mH,  $L_a = 120$  mH,  $B = 0.008$  N-m-s/rad,  $J = 0.0052$  kgm<sup>2</sup>

Şekil-2 ve şekil-3'te sırasıyla P+I ve sliding mode kontrol uygulanan bir ARM'den elde edilen hız tepkileri gösterilmiştir. Sisteme 2. saniyede 8 Nm yük torku uygulanmış ve 4. Saniyede kaldırılmıştır. Tepki süresi ve bozulma oranından sliding mode'un üstün bir özellik sergilediği görülmektedir. Şekil-6 ve şekil-7'de ise sistemin atalet momenti iki kat artırılarak parametre değişiminin etkisi incelenmiş, yine sliding mode kontrolün üstün davranış sergilediği görülmektedir.

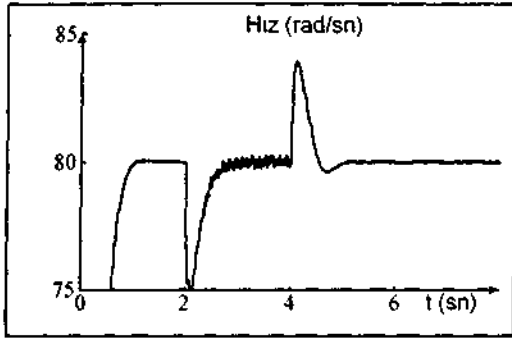




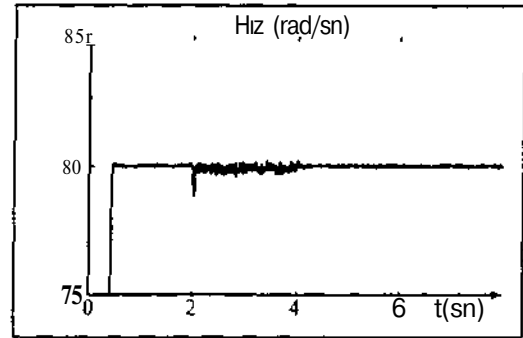
Şekil-2: P.I ile kontrol edilen ARM'nin hız tepkisi



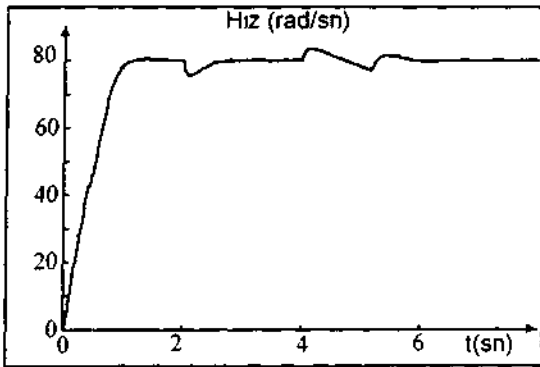
Şekil-3: S.M ile kontrol edilen ARM'nin hız tepkisi



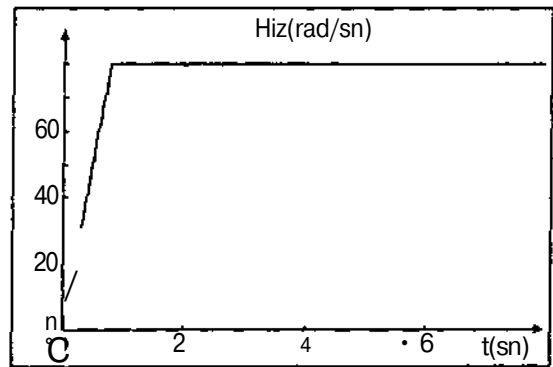
Şekil-4: Şekil-2'nin büyütülmüş hali



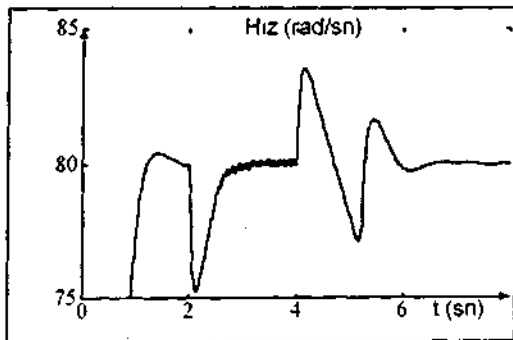
Şekil-5: Şekil-3'ün büyütülmüş hali



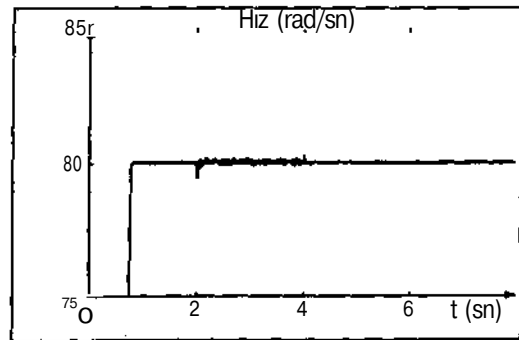
Şekil-6: P.I ile kontrol edilen ve atalet momenti iki kat artırılmış ARM'nin hız tepkisi



Şekil-7: S.M ile kontrol edilen ve atalet momenti iki kat artırılmış ARM'nin hız tepkisi



Şekil-8: Şekil-6'nın büyütülmüş hali



Şekil-9: Şekil-7'nin büyütülmüş hali

## SONUÇ

Bu çalışmada, sliding mode kontrol tekniğinin anahtarlamalı relüktans motorun hız kontrolüne uygulaması yapılmıştır. Gerçekleştirilen sliding mode kontrolün ARM'ye uygulamasından alınan sonuçlar klasik kontrol teorisinin uygulamasından alınan sonuçlarla karşılaştırıldığında, sliding mode kontrol tekniğinin daha hızlı tepkiye sahip olduğu, harici bozular ile parametre değişimlerinden etkilenmediği ve sistemin hassas modeline ihtiyaç duymadığı görülmüştür.

## KAYNAKLAR

1. Ç. Elmas and Zelaya De La Parra H., "A DSP controlled Switched Reluctance Drive system for wide range of operating speeds", IEEE PESC'92 Conference record., Spain
2. Lawrenson Peter J., Switched Reluctance Drives: A Perspective, pp. 12-21, Vol-1 ICEM-92 Manchester UK
3. Ç. Elmas and O. F. Bay, "Modelling and operation of a switched reluctance drives based on fuzzy logic", Sixth European Conference on Power Electronics and Applications EPE'95, 19-21 September 1995, Sevilla, Spain.
4. Utkin Vadim I., Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electrical Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp. 23-36, Vol. 40, No.-1, February 1993
5. H. Hikita. Servomechanisms Based on Sliding Mode Control. pp 435-447, INT. J. CONTROL, vol. 48 No. 2,
6. Hung J.Y., Nelms R.M. and Stevenson P. B. Variable Structure Control : A Survey, pp.691-698, , IEEE Trans. on Ind. App, 30, 3, 1994
7. Buja G. S. et al Variable Structure Control of an SRM Drive, IEEE Trans. on Ind. Elec., February 1993, Vol.40, No.1, pp 56-63



# ENDÜKSİYON MAKİNALARI İÇİN TAYLOR SERİSEL YAKLAŞIKLIĞINI KULLANAN YENİ BİR DURUM DEĞİŞKENLERİ KESTİRİM YÖNTEMİ

Saadettin AKSOY  
Karadeniz Teknik Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Müh. Böl.  
61080 Trabzon

Atakan ABUŞOĞLU  
Atatürk Üniversitesi  
Elektronik ve Haberleşme Müh. Böl.  
25240 Erzurum

Biröl SOYSAL  
Atatürk Üniversitesi  
Elektronik ve Haberleşme Müh. Böl.  
25240 Erzurum

## ABSTRACT

*An estimation algorithm for on-line estimation of an induction machine is proposed in this paper. The algorithm is based on the measurement of stator voltage and rotor speed, and uses Taylor series approach. Although the computation of the stator currents is not always needed in practise, we include these variables to the state vector for completeness of the algorithm and to check the result.*

*A squirrel-cage induction motor is fed from a sinusoidal, six step and PWM sources at different times in order to observe the performance of the proposed estimator for different operation conditions. Both simulation and implementation results showed that the proposed algorithm can be used successfully to estimate rotor flux of induction machines.*

## 1. GİRİŞ

Vektör denetimli endüksiyon makinalarının davranışının analizi, benzetimi ve denetimi uygulamalarında makine uç büyüklüklerinden (stator gerilimi, akımı ve rotor açısal hızı) rotor akı bileşenlerini kestirim işlevi önemli bir adımdır. Bununla birlikte değişik çalışma koşullarında makine parametreleri de değişebilmektedir [1]. Özellikle direkt vektör denetiminde akı ölçümlerinin güvenilirliği ve ekonomik olmayışı önemli bir sorundur [2]. Bu nedenle literatürde akı ve parametre kestirimini hedefleyen birçok çalışma yapılmaktadır [2],[3].

Bu çalışmada yalnızca stator gerilimi ve rotor açısal hızını kullanarak rotor akı bileşenlerinin kestirimini amaçlayan yeni bir kestirim algoritması önerilmektedir. Makinanın stator akımı ve rotor akı bileşenlerinden oluşan dördüncü mertebeden durum modelini esas alan algoritma, Taylor serisel yaklaşıklığını kullanmaktadır.  $nT \leq t \leq (n+1)T$  integrasyon adım aralığı için sözkonusu modeli doğrusal olarak kabul edebilmek için bu aralıkta rotor açısal hızının değişmediği varsayılmaktadır. Pratikte stator akım bileşenlerinin hesabına gereksinim duyulmamasına karşın, algoritmanın bütünlüğü ve kestirim algoritmasının performansının incelenememesi amacıyla rotor akı bileşenlerine ek olarak kestirilmektedir, önerilen algoritma PWM, altı adım

ve direkt beslemeli sincap kafesli bir asenkron motora değişik çalışma koşullarında uygulanmıştır. Elde edilen kestirim sonuçlarının benzetim sonuçlarıyla oldukça uyumlu olduğu gözlenmiştir.

## 2. TAYLOR SERİLERİ

Herhangi bir  $f(t)$  işlevinin,  $t=t_0$  noktası komşuluğunda sürekli olduğu varsayımı ile Taylor serisel yaklaşıklığı;

$$f(t) = f(t_0) + a_1(t-t_0) + a_2(t-t_0)^2 + \dots + a_k(t-t_0)^k + \dots$$

$$a_k = (1/k!) [d^k f(t_0)/dt^k] \quad (1)$$

biçiminde yazılabilir.  $t_0=0$  seçilmesi özel durumunda ise aşağıdaki Maclaurin açılımı

$$f(t) = \underline{a}^T \underline{a}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k a_k(t) \quad (2)$$

biçiminde yazılabilir. Burada,

$$\underline{a}_k = (1/k!) [d^k f(0)/dt^k], \quad a^*(t) = t^k \text{ dir.}$$

Serinin  $(r+1)$ . teriminden sonrası gözardı edilirse (2) açılımı

$$\underline{f}(t) = \sum_{k=0}^{r-1} \underline{a}_k \alpha_k(t) = \underline{a}^T \underline{\alpha}(t) \quad (3)$$

yaklaşık bağıntısı ile verilir [4]. Son yaklaşıklıkta sırasıyla Taylor serileri katsayı vektörü ve Taylor serileri temel vektörü olarak adlandırılan  $\underline{a}$  ve  $\underline{\alpha}(t)$  vektörleri

$$\underline{a}^T = [a_0 \ a_1 \ \dots \ a_m], \quad (4)$$

$$\underline{\alpha}^T(t) = [1 \ t \ t^2 \ \dots \ t^m]$$

biçiminde tanımlanır [4]. Öte yandan Taylor serileri temel çokterimlileri ise;

$$a_k(t) = t \alpha_{k-1}(t) \quad (5)$$

$$\int_0^t \alpha_k(\tau) d\tau = [1/(k+1)] \alpha_{k+1}(t) \quad (6)$$

yinelemeli bağıntılarını kullanarak f(t)'nin herhangi bir [0,t] aralığı için tümleme işlevi;

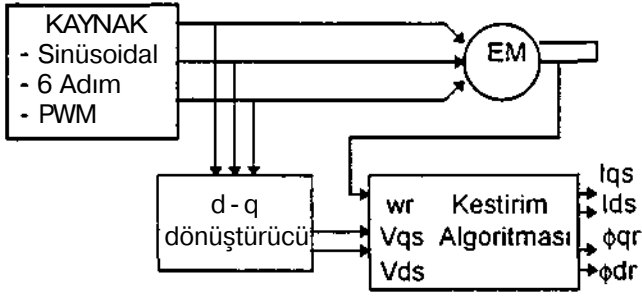
$$P = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/2 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/3 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1/r-1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1/r \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\int_0^t f(x)dx = \underline{a}^T P \underline{a}(t) \quad (8)$$

biçiminde elde edilir [4], Burada P Taylor serileri için tümleme işlem matrisi olup, seçilen bir ilk r terimi için yalın olarak oluşturulur.

### 3. KESTİRİN! YÖNTEMİ

Önerilen kestirim algoritmasının sistematik gösterimi şekil:1 'de görülmektedir.



Şekil:1 Kestirim Algoritmasının Sistematik Diyagramı

Üç fazlı kısa devre rotorlu bir asenkron motorun simetrik yapıda olduğu ve akı dağılımının sinüsoidal olduğu varsayımı ile durağan d-q eksen sistemindeki stator ve rotor gerilim denklemleri aşağıdaki gibi verilebilir.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s p i_{qs} + M p i_{qr} \quad (9.a)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s p i_{ds} + M p i_{dr} \quad (9.b)$$

$$0 = R_r i_{qr} - w_r \lambda_{dr} + p \lambda_{qr} \quad (10.a)$$

$$0 = R_r i_{dr} + w_r \lambda_{qr} + p \lambda_{dr} \quad (10.b)$$

$$V = L_r i_{qr} + M i_{qs} \quad (11.a)$$

$$X_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \quad (11.b)$$

Burada,

$V_{qs}, V_{ds}$  : d-q eksen sisteminde stator gerilimleri

$i_{qs}, i_{ds}$  : d-q eksen sisteminde stator akımları

$i_{qr}, i_{dr}$  : d-q eksen sisteminde indirgenmiş rotor akım bileşenleri

$R_s, R_r$  : stator ve indirgenmiş rotor sargı dirençleri

$L_s, L_r$  : stator ve indirgenmiş rotor sargı endüktansları

$\langle \phi_{qr} \rangle, \langle \phi_{dr} \rangle$  : d-q eksen sisteminde indirgenmiş rotor akı bileşenleri

M : Stator ve rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktans

$w_r$  : rotor açısal hızı

$p = d/dt$  : türev operatörü

(11.a ve 11.b) bağıntıları (10.a ve 10.b) de yerleştirilip, gerekli düzenlemeler sonucunda aşağıdaki matrisel biçimi ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a + bp & 0 & -1/\tau & w_r \\ 0 & a + bp & -w_r & -1/\tau \\ L_a & 0 & -(1 + px) & \tau w_r \\ 0 & L_o & -\tau w_r & -(1 + p\tau) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Burada,

$$T = I_y R_r$$

$$L_o = M^2 / L_r, \quad a = (R_s + L_o / i), \quad b = (L_s - L_o), \quad \text{ve}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{qr} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix}^T = (M / L_r) \begin{bmatrix} \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{bmatrix}^T$$

Kestirim algoritmasının yürütülebilmesi için, son ifade

$$\dot{\underline{X}} = \underline{A} \underline{X} + \underline{B} \underline{V} \quad (13)$$

biçiminde durum eşitliği formunda yazılabilir.

Burada,

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix}^T, \quad \underline{v} = \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix}^T \quad (14)$$

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} -a/b & 0 & 1/b\tau & -w_r/b \\ 0 & -a/b & w_r/b & 1/b\tau \\ L_o/x & 0 & -1/\tau & w_r \\ 0 & L_o/x & -w_r & -1/\tau \end{bmatrix}$$

$$\underline{B} = \begin{bmatrix} 1/b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/b & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (15)$$

'dir.

Taylor serisel yaklaşıklığı çözümü için (13) ifadesinin her iki yanını ayrı ayrı tümlevenirse,

$$\int_0^t \underline{X}(t) - \underline{X}(0) = \int_0^t \underline{A} \underline{X}(t) dt + \int_0^t \underline{B} \underline{V}(t) dt \quad (16)$$

olur.  $\underline{x}(t)$  ve  $y(t)$  'nin  $t \in [0,1]$  aralığında sürekli oldukları varsayımı ile,

$$\underline{\dot{x}}(t) = [f_1^T \quad h^T \quad \hat{f}_3^T \quad f_4^T] \underline{a}(t) = \underline{F} \underline{a}(t) \quad (17)$$

$$f_j^T = [f_{j0} \quad f_{j1} \quad \dots \quad f_{j,r-1}], \quad i=1,2,3,4$$

$$\underline{x}(0) = \begin{bmatrix} f_1(0) & 0 & \dots & 0 \\ f_2(0) & 0 & \dots & 0 \\ f_3(0) & 0 & \dots & 0 \\ J_4(0) & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \underline{a}(0) = \underline{F}_0 \underline{a}(0) \quad (18)$$

$$y(t) = [\underline{h}_1^T \quad \underline{h}_2^T \quad \underline{h}_3^T \quad \underline{h}_4^T] \underline{a}(t) = \underline{H} \underline{a}(t) \quad (19)$$

$$\underline{h}_i = [h_{i0} \quad h_{i1} \quad \dots \quad h_{i,r-1}], \quad i=1,2,3,4$$

biçiminde tanımlanan Taylor serisel yaklaşımları (16) 'da yerleştirilip, tümevleme işlevi için (8) ifadesi göz önüne alınarak yapılan gerekli düzenlemeler sonucunda elde edilecek olan eşitliğin her iki yanından zaman bağımlı terimler sadeleştirilirse, 4x4 boyutlu,

$$\underline{F} - \underline{F}_0 = \underline{A} \underline{F} + \underline{B} \underline{H} \quad (20)$$

sabit katsayılı cebirsel denklemler takımı elde edilir. Sonuç olarak elde edilen bu cebirsel denklem takımı için biinmeyen  $f_k$  ( $i=1,2,3,4$ ;  $k=0,1,2,\dots,r-1$ ) katsayılarına göre gerekli düzenleme yapılırsa.

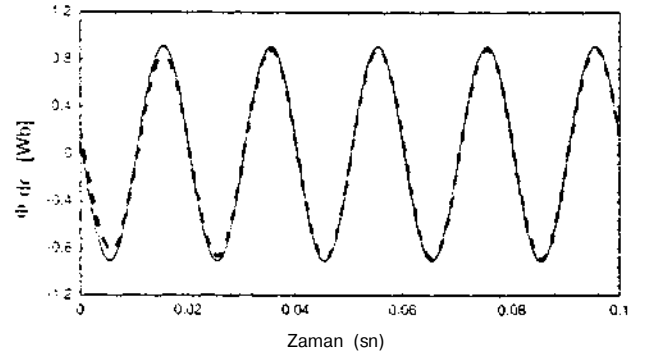
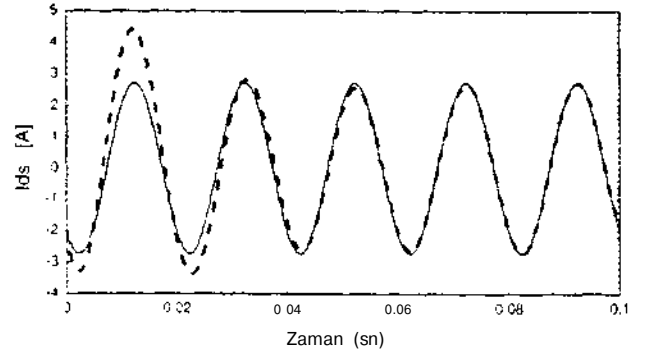
$$f_{ik} = (1/k) \left[ \sum_{j=1}^4 a_{ij} f_{j,k-1} + \sum_{j=1}^2 b_{ij} v_{j,k-1} \right] \quad (21)$$

yinelemeli bağıntısı elde edilir. Sonuç olarak (21)'den  $f(0)=X(0)$  başlangıç koşulları ile matris tersi gerektirmeyen yinelemeli çözüm sonucunda 2x4x4 tane serisel açınım katsayısı kolayca hesaplanır. Bu katsayılar bir kez hesaplandıktan sonra (17)'de yerleştirilerek  $[0,t]$  zaman aralığı için  $\underline{x}(t)$  'nin yaklaşık çözümü elde edilir.

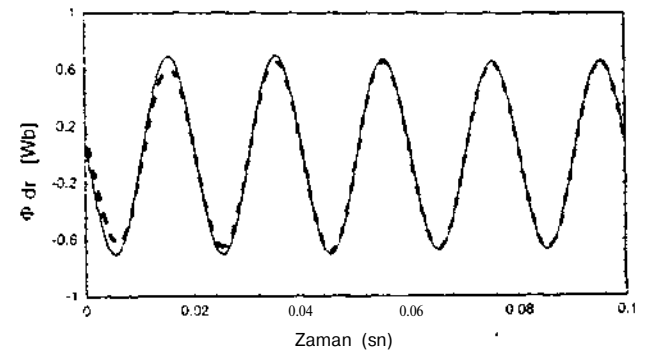
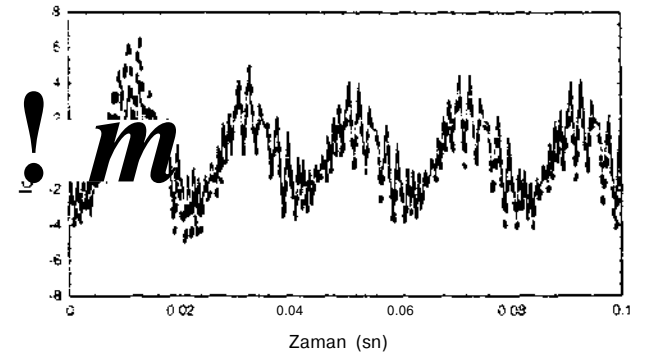
#### 4. SONUÇ VE ÖNERİLER

Amaçlanan kestirim algoritması değişik biçimli (sinüsoidal, 6 adım ve PWM) besleme gerilimleri için ekte parametreleri verilen üç fazlı sincap kafesli bir endüksiyon motora uygulanmıştır. Söz konusu beslemeler için elde edilen benzetim ve kestirim sonuçları şekil 2, şekil 3 ve şekil 4 'de verilmiştir.

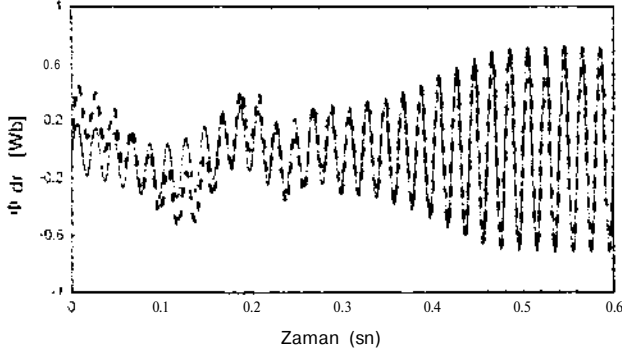
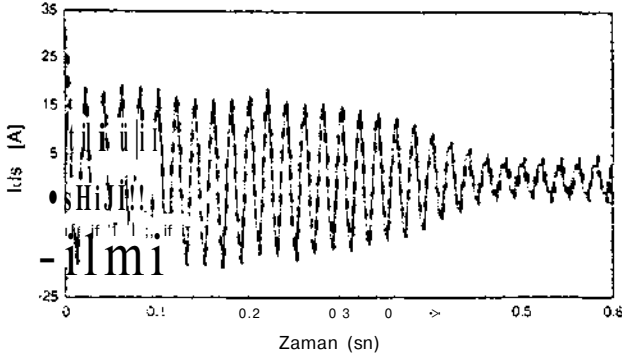
Eğriilerdeki sürekli çizgiler dört adımlı runge-kutta yöntemi ile elde edilen benzetim sonuçlarını, kesikli çizgiler ise kestirim sonuçlarını göstermektedir. Eğrilerden kestirim sonuçlarının benzetim sonuçları ile oldukça uyumlu olduğu ve yakınsamanın yeterince kısa sürede gerçekleştiği görülmektedir. Sonuçlardan yakınsama süresinin kestirim işlevinin başlangıç koşullarına bağlı olarak değiştiği gözlenmiştir.



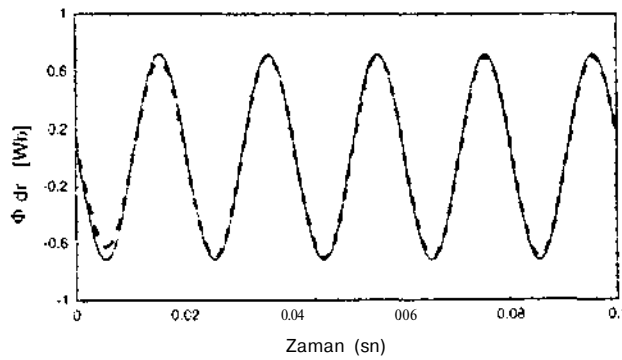
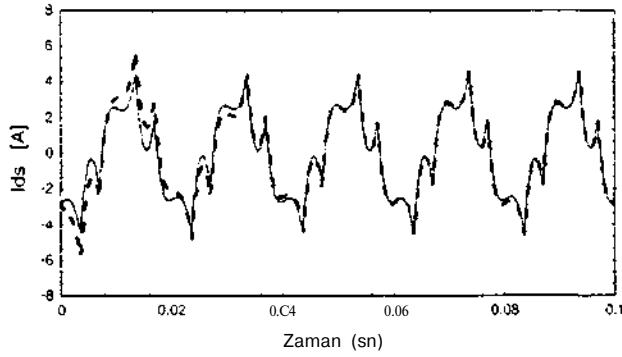
Şekil 2: Sinüsoidal besleme için durum değişkenlerinin sürekli durum davranış eğrileri (—:Benzetim, .....:Kestirim)



Şekil 3: PWM besleme için durum değişkenlerinin sürekli durum davranış eğrileri (—:Benzetim, .....:Kestirim)



(a) Dinamik davranış eğrileri



(b) Sürekli durum eğrileri

Şekil 4: 6 adımlı besleme için durum değişkenlerinin sürekli durum ve dinamik davranış eğrileri ( ———: Benzetim, .....: Kestirim )

Kestirimi amaçlanan durum değişkenlerinin başlangıç değerleri, gerçek başlangıç değerlerine yaklaştıkça kestirim süresi küçülmektedir.

Runge-kutta sayısal çözüm yönteminde adım aralığının gereğinden fazla küçük seçilmesi halinde yuvarlatma hataları ortaya çıkabilmektedir. Cysaki önerilen yöntemde, serinin seçilen ilk r terimini artırdıkça kestirim yanılğı hatasının sifıra yakınsaması, yöntemin önemli bir üstünlüğü olarak gözlenmiştir. Bu çalışmanın devamı olarak, önerilen kestirim algoritmasının değişik beslemeler için elce edilecek olan deneysel sonuçlar ile yürütülmesi düşünölmektedir.

EK

$P_N = 1.1$  [Kws],  $n_N = 2840$  [r/min],  $f = 50$  [Hz],  $R_s = 7.5$  [Q],  $R_r = 3.348$  [Q],  $X_{ls} = X_{lr} = 5.483$  [C],  $X' = 88.756$  [n],  $j = 0.00364$  [Nms<sup>2</sup>],  $p = 2$  (kutup sayısı),  $x_N = L/R_r = 0.00522$ .

#### KAYNAKLAR

- [1] Takayoshi M. and Thomas A.L., "A Rotor Parameter Identification Scheme for Vector Controlled Induction Motor Drivers" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, No:4, May/June 1985.
- [2] Teresa O.K., "Induction Motor Flux Reconstruction via New Reduced-Order State Observer". Electric Machines and Power Systems, Vol. 17, pp. 139-153, 1989.
- [3] Roboam X., Andricux C, De Fornel B., Hapiot J.C. "Rotor Flux Observation and Control in Squirrel-cage Induction Motor: Reliability with Respect to Parameters Variations", IEEE Proceedings-D. Vol. 139, No:4, July 1992.
- [4] Sparis P.D., and Moutrotsas S.G., "Analysis and Optimal Control of Time-Varying Linear Systems via Taylor Series", Int. Journal Cont., 41, 3, 831-842, 1985.
- [5] B.K. Bose, "Power Electronics and AC Drivers", Prentice-Hall, 1986.

# ENDÜKSİYON MOTORLARINDA ROTOR AKI BİLEŞENLERİNİN KALMAN FİLTRELEME ALGORİTMASI İLE KESTİRİMİ

Saadettin AKSOY  
Karadeniz Teknik Üniversitesi  
Elektrik-Elektronik Müh. Böl.  
61080 Trabzon

Atakan ABUŞOĞLU  
Atatürk Üniversitesi  
Elektronik ve Haberleşme Müh. Böl.  
25240 Erzurum

## ABSTRACT

An estimation algorithm for on-line estimation of rotor flux components of an induction machine is proposed in this paper. The proposed algorithm is based on measurement of stator voltage, current and rotor speed, and uses Kalman filtering technique. The covariance matrices of noise, which are important in Kalman filtering, are established using a simple and practical method that is proposed here. A squirrel-cage induction machine is fed from a sinusoidal, six step and PWM sources at different times in order to observe the performance of the proposed estimator. Both simulation and implementation results showed that the proposed algorithm can be used successfully to estimate rotor flux of induction machines.

## 1. GİRİŞ

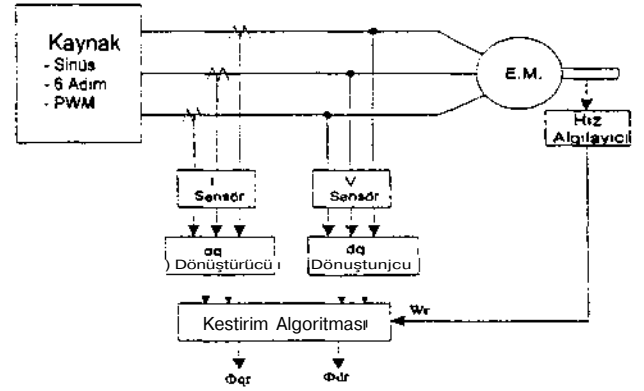
Yarı iletken teknolojisindeki gelişmelere bağlı olarak, endüksiyon makine sürücü düzenekleri için vektörel denetim yöntemlerinin uygulanması son yıllarda giderek yaygınlaşmaktadır [1],[2]. Bu düzenekler genel olarak hızlı bir moment tepesine sahiptir ve geniş bir aralıkta hız ve pozisyon denetim olanağı sağlarlar. Sözkonusu vektörel denetim uygulamalarında, makine uç büyüklüklerinden (stator gerilimi, akımı ve rotor açışal hızı) rotor akı bileşenlerinin ve zamanla değişen makine parametrelerinin kestirimi önemli bir adımdır. Özellikle direkt vektör denetiminde akı ölçümlerinin güvenilirliği ve ekonomik olmayışı önemli bir sorundur. Literatürde durum ve parametre kestirimini hedefleyen birçok çalışmalar yapılmaktadır [2],[3],[4].

Bu çalışmada yalnızca uç büyüklüklerini kullanarak rotor akı bileşenlerinin kestirimini amaçlayan bir algoritma önerilmiştir. Algoritmada indirgenmiş iki boyutlu ayrık durum uzayı modeli kullanılması, kestirim için gerekli işlem süresini önemli ölçüde kısaltmıştır. Böylece gerçek zaman (real time) uygulamaları için önemli bir üstünlük sağlanmıştır. Rastsal olarak kabul edilen modele eklenen sistem ve ölçüm gürültülerinin basitlik nedeniyle beyaz gürültü (White Noise) olduğu varsayılmıştır. Algoritma, EK'te özellikleri verilmiş olan EM'a pratikte geniş kullanım alanı olan sinusoidal, altı adım ve PWM beslemeler için

uygulanmıştır. Sonuçlardan kestirim işlevinin yeterli doğrulukta ve oldukça kısa sürede gerçekleştiği gözlenmiştir.

## 2. KESTİRİM YÖNTEMİ

Amaçlanan kestirim algoritmasının şematik gösterimi şekil:1 'de verilmiştir.



Şekil:1 Kestirim algoritmasının şematik gösterimi

Kestirim işlevi için öncelikle endüksiyon motorun durum uzayı modeli, daha sonra kestirim algoritması verilecektir.

## 3. ENDÜKSİYON MOTOR MODELİ

Üç fazlı kısa devre rotorlu bir asenkron motorun simetrik yapıda olduğu ve akı dağılımının sinusoidal olduğu varsayımı ile durağan d-q eksen sistemindeki stator ve rotor gerilim denklemleri aşağıdaki gibi verilebilir [2].

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s p i_{qs} + M p i_{qr} \quad (1.a)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s p i_{ds} + M p i_{dr} \quad (1.b)$$

$$0 = R_r i_{qr} - w_r \lambda_{dr} + p \lambda_{qr} \quad (2.a)$$

$$0 = R_r i_{dr} + w_r \lambda_{qr} + p \lambda_{dr} \quad (2.b)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \quad (3.a)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \quad (3.b)$$

Burada,

- $V_{qs}, V_{ds}$  : d-q eksen sisteminde stator gerilimleri  
 $i_{qs}, i_{ds}$  : d-q eksen sisteminde stator akımları  
 $i_{qr}, i_{dr}$  : d-q eksen sisteminde indirgenmiş rotor akım bileşenleri  
 $R_s, R_r$  : stator ve indirgenmiş rotor sargı dirençleri  
 $L_s, L_r$  : stator ve indirgenmiş rotor sargı endüktansları  
 $\langle i_{qr}, i_{dr} \rangle$  : d-q eksen sisteminde indirgenmiş rotor akı bileşenleri  
 $M$  : Stator ve rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktans  
 $\omega_r$  : rotor açısal hızı  
 $p=d/dt$  : türev operatörü

(3.a ve 3.b) bağıntıları (2.a ve 2.b) de yerleştirilip, gerekli düzenlemeler sonucunda aşağıdaki matrisel biçimi ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a+bp & 0 & -1/T & w_r \\ 0 & a+bp & -w_r & -1/T \\ L_0 & 0 & -(1+pr) & Tw_r \\ 0 & L_0 & -Tw_r & -(1+p\tau) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Burada,  $t=L_r/R_r$ ,

$L_0=M^2/L_r$ ,  $a=(R_s+L_0/x)$ ,  $b=(L_s-L_0)$ , ve

$$\begin{bmatrix} i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} = \left( M/L_r \right) \lambda_{qr} \lambda_{dr}^T$$

Kestirim algoritmasının yürütülebilmesi için, son ifade

$$\dot{X} = AX + B \underline{V} \quad (5)$$

biçiminde durum eşitliği formunda yazılabilir. Burada,

$$X = \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix}^T \quad (6)$$

$$\underline{V} = \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix}^T$$

$$A = \begin{bmatrix} -a/b & 0 & 1/br & -w_r/b \\ 0 & -a/b & w_r/b & 1/br \\ L_0/T & 0 & -1/T & w_r \\ 0 & L_0/T & -w_r & -1/T \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/b & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (7)$$

'dir.

(5) eşitliğinde rotor açısal hızı değişkendir. Ancak sistemin mekanik tepkisi, elektriksel tepkesinden daha yavaş olduğundan sıfırına dereceden tutucu kullanıldığı varsayılarak bir örnekleme aralığı için ayrık durum modeli aşağıdaki gibi olur.

$$X_d(k+1) = FX_d(k) + GV_d(k) \quad (8)$$

Burada ayrık durum ve giriş vektörleri,

$$X_d(k+1) = \begin{bmatrix} i_{qs}^T(k) \\ i_{ds}^T(k) \\ i_{qr}^T(k) \\ i_{dr}^T(k) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{qs}(k) \\ i_{ds}(k) \\ i_{qr}(k) \\ i_{dr}(k) \end{bmatrix}^T \quad (9)$$

$$\underline{V}_d(k) = \begin{bmatrix} V_{qs}(k) \\ V_{ds}(k) \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

olarak tanımlanmıştır. F ve G matrisleri ise,

$$F = e^{[AT]} = \begin{bmatrix} (1-aT/b) & 0 & T/bT & -w_r T/b \\ 0 & (1-aT/b) & w_r T/b & T/bT \\ L_0 T/T & 0 & (1-T/T) & w_r T \\ 0 & L_0 T/T & -w_r T & (1-T/T) \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$G = \left[ \int_0^T e^{A(t)} dt \right] B = \begin{bmatrix} (2-aT/b)T/(2b) & 0 \\ 0 & (2-aT/b)T/(2b) \\ L_0 T^2/(2bx) & 0 \\ 0 & L_0 T^2/(2b-c) \end{bmatrix} \quad (12)$$

olarak elde edilir. Ayrıklaştırma işleminde örnekleme süresi T' nin yeterince küçük seçildiği düşünülerek A<sup>n</sup> nm ikinci ve daha yüksek dereceden terimleri ihmal edilmiştir.

#### 4. MODEL İNDİRGEME

4 boyutlu (8) denklemini yalnızca rotor akı bileşenlerinin durum değişkeni olarak seçildiği 2 boyutlu ayrık durum modeline indirgeyebilmek için, öncelikle F ve G matrisleri;

$$F_{11} = \begin{bmatrix} 1-aT/b & 0 \\ 0 & 1-aT/b \end{bmatrix} \quad F_{21} = \begin{bmatrix} L_0 T/T & 0 \\ 0 & L_0 T/T \end{bmatrix}$$

$$F_{12} = \begin{bmatrix} T/(tb) & -w_r T/b \\ w_r T/b & T/(xb) \end{bmatrix} \quad F_{22} = \begin{bmatrix} 1-T/T & w_r T \\ -w_r T & 1-T/T \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$G_{11} = \begin{bmatrix} (2-aT/b)T/(2b) & 0 \\ 0 & (2-aT/b)T/(2b) \end{bmatrix}$$

$$G_{21} = \begin{bmatrix} L_0 T^2/(2bT) & 0 \\ 0 & L_0 T^2/(2bT) \end{bmatrix} \quad (14)$$

biçiminde parçalı olarak yazılır. Daha sonra gerekli düzenlemeler yapılarak :

$$G_a(k) = \begin{bmatrix} F_{21} & 0 \\ 2I \end{bmatrix} <$$

$$G_b(k) = \begin{bmatrix} F_{11} & G_{11} \end{bmatrix}$$

$$R(k) = \begin{bmatrix} I_s^T(k) & \underline{V}_d^T(k) \end{bmatrix}^T$$

olmak üzere.

$$\underline{o}_r(k+1) = F_{22} \underline{o}_r(k) + G_a(k) R(k) \quad (16)$$

$$\underline{Y}(k) = j_s(k+1) - G_b R(k) = F_{12} \underline{o}_r(k) \quad (17)$$

biçiminde indirgenmiş iki boyutlu ayrık durum ve çıkış denklemleri elde edilir. Doğrusal olmayan (16) ve (17) denklemleri;

$$\underline{o}_r(k+1) = f(\underline{o}_r(k), R(k)) = \begin{bmatrix} f_1(\underline{o}_r(k), R(k)) \\ f_2(\underline{o}_r(k), R(k)) \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\underline{Y}(k) = c(\underline{o}_r(k)) = \begin{bmatrix} C_1(\underline{o}_r(k)) \\ \vdots \\ C_M(\underline{o}_r(k)) \end{bmatrix} \quad (19)$$

genel ifadeleri ile verilebilir.

## 5. RASTSAL MODEL

Kalman filtreleme algoritması rastsal model gerektirdiğinden (18) ve (19) eşitlikleri, gürültü vektörleri ilave edilerek,

$$\underline{o}_r(k+1) = f(\underline{o}_r(k), R(k)) + G_a \underline{w}(k) \quad (20)$$

$$\underline{z}(k) = c(\underline{o}_r(k)) + \underline{n}(k) \quad (21)$$

rastsal biçiminde yazılabilir [4], Burada  $\underline{w}(k)$  4x1 boyutlu sistem,  $\underline{n}(k)$  ise 2x1 boyutlu ölçüm gürültü vektörleridir. Ölçüm değişkenlerinin birbirinden bağımsız olduğu varsayımı ile gürültü kovaryansı,

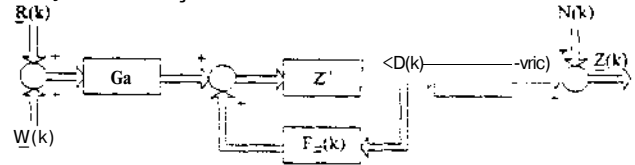
$$E(\underline{w}(k)\underline{w}(j)^T) = C5_{jk}, \quad G \geq 0 \quad (22)$$

ve ölçüm gürültü kovaryansı,

$$E(\underline{n}(k)\underline{n}(j)^T) = N6_{jk}, \quad N \geq 0 \quad (23)$$

'dir. Burada Q ve N sırasıyla 4x4 ve 2x2 boyutlu sabit matrislerdir. Bu kovaryans matrisleri sistem üzerinde yapılacak bazı istatistiksel ölçümlerden belirlenir.

Endüksiyon makinesi için sözkonusu rastsal durum uzayı modeli şekil:2 ile verilebilir.



Şekil 2: Filtreleme için endüksiyon motorun ayrık durum modeli

## 6. KALMAN FİLTRELEME ALGORİTMASI

(20)-(23) eşitlikleri ile tanımlanan endüksiyon motoru durum modelinde durum değişkenlerinin kestirimi için Kalman filtreleme algoritması kullanılabilir. Filtreleme algoritmasının yürütülebilmesi için doğrusal olmayan (20-21) durum uzayı modeli, son kestirim değerleri civarında doğrusallaştırılır [5]. Bu amaçla aşağıdaki Jakobian matrislerine ihtiyaç vardır.

$$\Gamma(k) = \left[ \frac{\partial f(\cdot)}{\partial \underline{o}_r} \right]_{\underline{o}_r(k)}, \quad \alpha(k) = \left[ \frac{\partial C(\cdot)}{\partial \underline{o}_r} \right]_{\underline{o}_r(k)} \quad (22)$$

Kestirim algoritması, öntahmin ve düzeltme olmak üzere iki kısımda yürütülür. Sözkonusu algoritma aşağıdaki hesap adımlarıyla verilebilir.

1-  $\underline{o}_r(0)$  . P(0) başlangıç değerlerinin belirlenmesi.

Öntahmin işlevi:

$$2 - \hat{\underline{o}}_r(k+1) = f(\hat{\underline{o}}_r(k), R(k))$$

$$3 - \Gamma(k) = \left[ \frac{\partial f(\cdot)}{\partial \underline{o}_r} \right]_{\hat{\underline{o}}_r(k)}$$

$$4 - M(k+1) = r(k)P(k)[r(k)]^T + G_a Q G_a^T$$

Düzeltilme işlevi:

$$5 - Q(k) = \left[ \frac{\partial C(\cdot)}{\partial \underline{o}_r} \right]_{\hat{\underline{o}}_r(k)}$$

$$6 - K(k+1) = M(k+1) n(k)^T [n(k)M(k+1)n(k)^T + N]^{-1}$$

$$7 - P(k+1) = M(k+1) - K(k+1) Q(k)M(k+1)$$

$$8 - \hat{\underline{o}}_r(k+1) = \hat{\underline{o}}_r(k+1) + K(k+1) \left[ z(k+1) - C(\hat{\underline{o}}_r(k+1)) \right]$$

9- 2. adıma dön.

Burada.

$\hat{\underline{o}}_r(k)$  : Öntahmin vektörü

$\underline{o}_r(k)$  : Kestirim vektörü

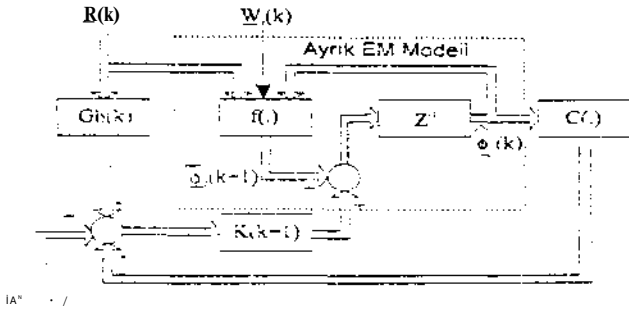
M(k+1) : Öntahmin hatası kovaryans matrisi

P(k+1) : Kestirim hatası kovaryans matrisi

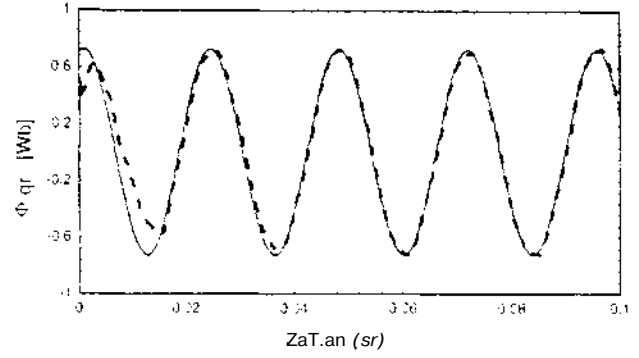
K(k+1) : Kalman kazanç matrisi

I : Birim matris

Filtreleme algoritmasının yapısı şekil:3 ile verilebilir.



Şekil: 3 Filtreleme algoritmasının yapısı



Şekil: 5 Altı adımlı besleme için rotor akı bileşeni sürekli durum davranış eğrileri (—:Benzetim, .....:Kestirim)

## 7. SONUÇ VE ÖNERİLER

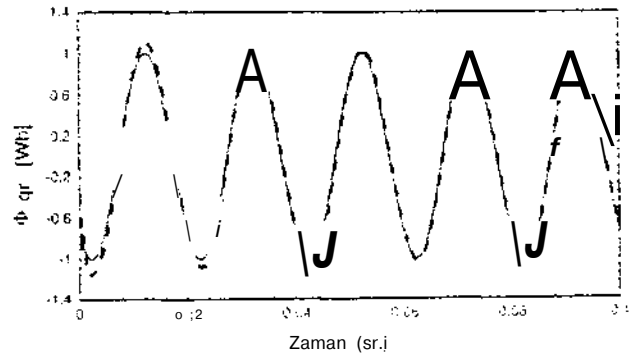
Deney düzeneğinde kullanılan motor özellikleri EK\*’e verilmiştir. Stator akım ve gerilimi 10 Khz’de örneklenerek d-q eksen sistemine dönüştürüldükten sonra kestiriciye uygulanmıştır. Sistem ve ölçüm gürültülerinin beyaz gürültü oldukları varsayılarak uygun G ve N değerleri belirlendi. Kestirimi amaçlanan a uru m değışkenlerinin başlangıç değeri sıfır olarak alındı. Kestirin hatası kovaryans matrisi başlangıç değeri:

$$P_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

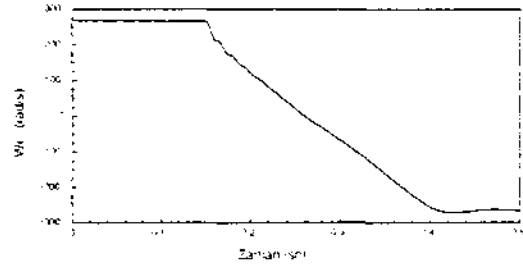
biçiminde seçilerek oldukça kısa sürede yakınsama gerçekleştiği gözlemlendi.

Sinüsoidal ve altı adımlı besleme için deneysel giriş verilerinden elde edilen kestirim sonuçları şekil: 4 ve 5’de verilmiştir. Eğrilerden kestirim işlevinin yaklaşık 30 ms sonunda gerçek değerlere yakınsadığı görülmektedir. Şekil: 6’da PWM besleme için simülasyon giriş verilerinden elde edilen kestirim sonuçlarında ise, motorun devir yönünün değıştirilmesi durumunda kestirici performansının oldukça iyi olduğu görülmektedir.

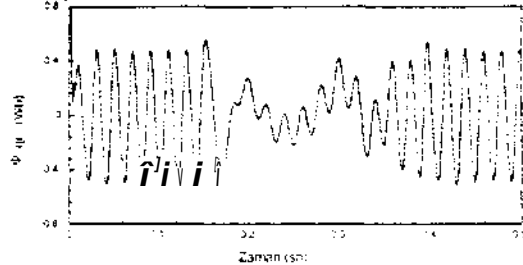
Önerilen kestirim algoritmasının iki boyutlu modele sahip olması ve hesaplama süresinin kısa olması, gerçek zaman uygulamalarında önemli bir üstünlük sağlamaktadır. Algoritmanın vektör denetimli bir EM düzeneğinde kullanılması düşünülmektedir.



Şekil: 4 Sinüsoidal besleme için rotor akı bileşeni sürekli durum davranış eğrileri (—:Benzetim, .....:Kestirim)



(a)



(b)

Şekil: 5 PWM besleme için rotor açıl hızı ve rotor akı bileşeni sürekli durum kestirim eğrileri

## 8. KAYNAKLAR

- [1] Chang-Huan Liu, Chen-Chang H. And Ying-Fang F. "Modeling and implementation of a Microprocessor-Based CSI-Fed induction Motor Drive Using Field-Oriented Control, IEEE Trans. on Industry Appl., Vol 25, Ne 4, July/August 1989
- [2] B.K. Bose. "Power Electronic and AC Drivers", Prentice Hall, 1986.
- [3] K. Minami, M. Velez-Reyes, "Multi Stage Speed and Parameter Estimation for induction Motor", IEEE Power El. Spec. Conf., June 1991.
- [d] B.W. Williams, T.C. Green. "Steady-State Control of an induction Motor by Estimation of Stator Flux Magnitude", IEE Proceedings-B, Vol. 128 No.2, March 1991
- [5] A.H. Jaswinski, "State Process and Filtering Theory", Academic Press. 1970.



# DEĞİŞKEN HIZLI İNDÜKSİYON MOTORUNUN TERMAL ANALİZİ İÇİN BİR MODEL \*

Saadetdin HERDEM, Müslüm ARKAN  
inönü Üniversitesi  
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü  
44100 MALATYA

## ABSTRACT

*Motor protection is primarily a temperature estimation problem. Techniques like embedding a thermal transducer in motor winding is used for measuring temperature. But it is desirable to have a scheme which is not dependent on special motor constructions. In this respect, many study has been done to predict the motor temperature using the thermal model of induction motor when motor is running under ali conditions. Thermal analysis of an induction motor is a subject of interest for machine designers in their efforts to improve machine reliability and rotor design optimizations.*

*In this work, after investigating some thermal models in the literatüre, for correct prediction, the model which considers skin effect, bearing effect and changing stator resistance by temperature is developed .Also, the developed coupled model and some results which are obtained from the analysis of this model are given.*

## 1. GİRİŞ

Çok fazlı indüksiyon motorlarının endüstriyel, zirai ve yerleşim alanlarındaki uygulamalarının günden güne artması nedeniyle bu motorların elektriksel, mekanik ve termal karakteristikleri ile ilgili çalışmalar bu yüzyılın ilk onlu yıllarından bu yana gelişerek devam etmektedir. Bugünün rekabete dayalı dünyasında üretim tasarımının sınırları belirlenirken maksimum yararları ulaşmak için optimizasyon yapılmaktadır.

Özellikle büyük motorlarda tamir ve tamirde geçen zaman bedellerinin yüksek olması nedeniyle, indüksiyon motorlarının korunması için uygun devrelerin dizaynı ve normal olmayan çalışma şartlarında motorun nasıl davranacağı ile ilgili araştırmalar son yıllarda çoğu araştırmacı için en çekici konular olmaktadır [1,2,3,4,7]. Arızalı motorun tamiri veya değiştirilmesi en önemli sorun değildir. Motor hataları nedeniyle ortaya çıkan montaj ve üretim aksamaları en önemli ekonomik sorunlardır. Diğer taraftan, motorun sık sık ve gereksiz yere taşınması motorun kendi kayıplarından daha fazla zararlı olabilmektedir [1,2]. Böyle durumlardan kurtulmak için etkili ve optimal olarak korunan makinalara ihtiyaç vardır. Buna ulaşmak için, motorun elektriksel, mekanik ve termal karakteristikleri ve onun farklı güç sistemleri ve yüklenme şartlarına cavabı detaylıca analiz edilmelidir.

Sincap kafesli indüksiyon motorun rotorunda sargıların yerine slotlara dökülmüş rotor çubukları vardır. Dolayısıyla rotorda sarım yoktur. Bu tip indüksiyon motorları uzun ömürleri ve düşük fiyatları nedeniyle rotoru sargılı makinalardan daha yaygın olarak kullanılmaktadırlar.

İndüksiyon motorunun termal analizi, makinanın güvenilirliğini ve rotor tasarım optimizasyonlarını geliştirmek için efor sarfeden makina tasarımcılarının ilgisini çeken bir konu olmuştur. Ayrıca motorun tasarımı ve korunması ile ilgili olarak gelişme sağlanabilmesi için motorun normal veya anormal şartlar altında çalışması durumlarında oluşacak termal etkilerin bilinmesi gerekmektedir [1,2,3]. Bu açıdan motorun korunması öncelikle bir sıcaklık tahmini problemidir [2]. Bir

motorun verimliliği, kullanım süresi ve güvenilirliği doğrudan o motorun termal davranışına bağlıdır. Kayıplardan kaynaklanan sıcaklık yükselmeleri makinanın sınıflandırılmasında önemli bir faktördür [2,4]. Sıcaklığı ölçmek için motorun sargılarına termal algılayıcılar yerleştirmek gibi bazı teknikler kullanılmaktadır. Fakat bu şekildeki özel motor tasarımı gerektiren düzenekler çok fazla tercih edilmemektedir. Bunun için motorun çalıştığı tüm koşullarda geçerli olacak bir termal model kullanarak motorun sıcaklığını belirleme çalışmaları yapılmaktadır [3,4,5,7,8].

## 2. TERMAL MODEL

Modellerine, indüksiyon motorundaki elektriksel, termal ve mekanik ilişkileri tanımlayabilmek açısından mühendislikte çok önemli bir yere sahiptir. Bir indüksiyon motorunu analiz etmek için gerekli parametrelerle ilgili bilgiler modelden elde edilebilmektedir. İndüksiyon motorun sıcaklığını belirlemek için araştırmacılar farklı elektriksel ve termal modeller kullanmışlardır [2,3,4,7,8].

Termal modelin girişleri motor kayıplarıdır. Bu nedenle kayıpların elde edilmesini sağlayan elektriksel model bütün şartlarda motora tam olarak karşılık gelmelidir. Yük momentinin değişmesi, sık sık yeniden başlama, fazlardaki geçici dengesizlik ve yüksek ataletli yüklenme gibi şartlar tolere edilebilmelidir. Bu şartlar için koruma devrelerinin geleneksel elemanlar kullanılarak dizayn edilmesi çok zordur ve bazen de mümkün değildir [11].

Modelleme yaklaşımı pozitif ve negatif bileşenler için geleneksel elektriksel modeller ile başlamıştır. Önceki çalışmalar [10,11,12,13], göstermektedir ki klasik elektriksel modeller tüm şartlarda kullanılmak için uygun değildirler. Bu çalışmalar rotor parametrelerinin motorun hızı ile değiştiğini göstermektedir. [12] numaralı referansta motor parametrelerinin kayma ile lineer olarak

değiştiği kabul edilmiş ve [2] bu yaklaşımı kullanmıştır. Yazarlar, bu yaklaşımın rotor parametrelerinin kaymaya bağımlılığının yaklaşık olarak lineer olduğu durumlarda motorun kaymasını ölçmek için de çok pratik bir yol olarak kullanılabilirliğini tavsiye etmişlerdir.

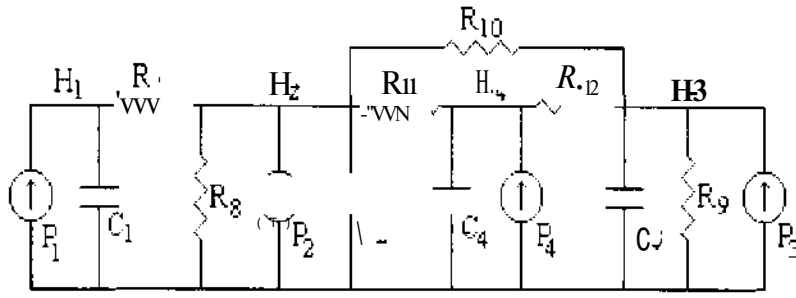
Bazı çalışmalar rotor parametrelerinin kaymaya bağımlılığının nonlineer olduğunu göstermektedir [3,9,12]. Deri olayını dikkate almak için rotor çubuklarının her bölümünde akım dağılımının sabit olduğunun kabul edildiği N tane küçük parçaya bulunduğu böyle bir model [3]'te kullanılmıştır. Doğrudan ölçmenin mümkün olmadığı ve ölçme zamanı gecikmesinin tolere edilemediği kritik bir noktadaki sıcaklığı tahmin etmek için termal modele ihtiyaç duyulur. Sıcaklıktan en fazla etkilenen bu şekildeki noktalar stator ve rotor iletkenleridir.

Termal sistemler dağınık parametrelili sistemlerdir ve bu tip sistemlerin çözümü için yapılan yaklaşımlar uzun işlemler gerektirir. Sıcaklık dağılımının çok önemli olmaması nedeniyle kritik noktalara karşılık gelen düğümlerin kullanıldığı toplu parametrelili modeller kullanım açısından çok basit ve çok yararlıdır [2,3,7,8].

Her düğüme bir kapasitans karşılık getirilir ve düğümler arasındaki ısı akışı termal dirençler üzerinden olur. Isı kaynakları yani demir ve bakır kayıpları, termal eşdeğer devredeki düğümlere akım enjekte eden akım kaynaklarına karşılık gelir. [2]'de verilen termal model [3] ve [9]'da da kullanılmıştır. Bu modelde stator ve rotor için birleştirilmemiş, birbirinden ayrı iki alt model kullanılmıştır.

Stator ve rotorun birleştirilmiş modelleri ise [2,3,7,9]'da kullanılmıştır. Statorla rotor arasında kaymaya bağımlı bir termal direnç bağlanarak elde edilen birleştirilmiş modelin birleştirilmemiş modelden daha iyi sonuçlar verdiği bu çalışmada da gözlemlenmiştir.

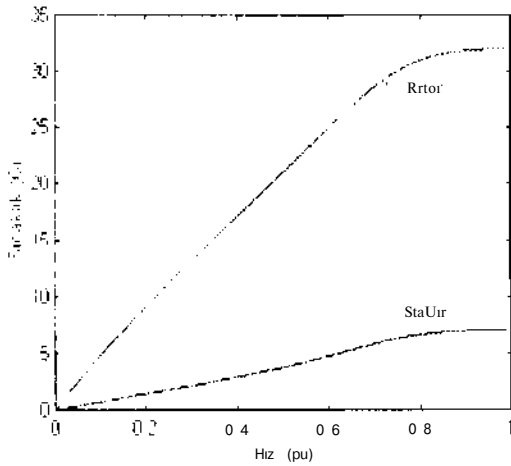
Bu çalışmada, literatürde verilen modeller denendikten ve bunlarla ilgili bazı belirlemeler yapıldıktan sonra nasıl iyileştirmeler yapılabileceği araştırılmıştır. Daha önce dikkate alınmayan ancak özellikle arıza başlangıcından itibaren daha da önemli



Şekil 1 indüksiyon motorun termal modeli.

$$\begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ H_3 \\ H_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{R_1 C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{R_1 C_2} & -\frac{1}{C_2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_8} + \frac{1}{R_{11}} + \frac{1}{R_2} \right) & \frac{1}{R_{11} C_2} & \frac{1}{R_{12} C_2} \\ 0 & \frac{1}{R_{11} C_3} & \frac{-1}{C_3} \left( \frac{1}{R_8} + \frac{1}{R_{11}} + \frac{1}{R_{12}} \right) & \frac{1}{R_{12} C_3} \\ 0 & \frac{1}{R_{11} C_4} & \frac{1}{R_{12} C_4} & \frac{-1}{C_4} \left( \frac{1}{R_{11}} + \frac{1}{R_{12}} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ H_3 \\ H_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \end{bmatrix}$$

olmaya başlayan yatakların ısı etkisi modele dahil edilmiştir. Ayrıca elektriksel modelden daha doğru bilgiler alabilmek için deri olayı ve stator direncinin sıcaklıkla değişimi beraberce dikkate alınmıştır.



Şekil 2 Stator ve rotor sıcaklıklarının değişimleri. (Ortam sıcaklığı eklenmemiştir.)

Geliştirilen Şekil 1'deki termal modelde yer alan ve sistemin ısı girişlerine karşılık gelen akım kaynaklarının değerleri, doğrudan elektriksel ve

mekanik modellerden elde edilen sonuçlar kullanılarak belirlenmektedir. Buradaki  $P^{\wedge}$  stator bakır kayıplarına,  $P_2$  stator demir kayıplarına,  $P_3$  rotor kayıplarına ve  $P_4$  Yatak kayıplarına karşılık gelmektedir. Dolayısıyla  $H_1$  stator iletkenlerinin sıcaklığını,  $H_2$  stator gövdesinin sıcaklığını ve  $H_3$  rotor sıcaklığını temsil etmektedir. Bu sıcaklık değerleri yukarıda verilen durum denkleminin çözümünden elde edilmektedir. MATLAB simülasyonu ile elde edilen bazı sonuçlar aşağıda verilmiştir. Grafiklerde stator ve rotorun toplam sıcaklıkları değil, ortam sıcaklığından başlayarak artan miktarları gösterilmiştir.

### 3. SONUÇLAR

Bu çalışmada indüksiyon motorunun kritik noktalarındaki sıcaklık değerini motora ek bir düzenek kullanmadan, sadece uç büyüklüklerinin ölçülmesi suretiyle belirleyebilmek için yeni bir termal model geliştirilmiştir. Bu modelin enerji

girişleri, ölçülen uç büyüklükleri kullanılarak elektriksel ve mekanik modellerden elde edilmektedir. Enerji girişlerini daha doğru belirleyebilmek için elektriksel modelde, deri olayı ve stator direncinin sıcaklıkla değişimi de dikkate alınmıştır.

Öncelikle bu konularla ilgili bazı makalelerin değerlendirmesi yapılmış ve daha sonra geliştirilen modelden elde edilen sonuçlar verilmiştir. Doğru sıcaklık tahmini için, kaymaya bağımlı olan ve değerleri hızla değişen termal dirençlerinin kullanıldığı birleştirilmiş modelin kullanılması ve yatakların etkisinin de mutlaka dikkate alınmasının gerektiği görülmüştür. Özellikle motorda arıza oluşmaya başladığı zaman yatakların etkisi daha da önemli olmaktadır.

#### KAYNAKLAR

- 1- W.T. Martiny, R.M. McCoy, H.B. Margolis, "Thermal Relationships in an Induction Motor Under Normal and Abnormal Operation", AIEE Transactions PAS, Presented at AIEE Winter General Meeting, New York, NY, January 31-February 5-1960.
- 2- S.E. Zocholl, E.O. Schweitzer, A. Aliaga-Zegarra, "Thermal Protection of Induction Motors Enhanced By Interactive Electrical and Thermal models", IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, No. 7, July 1984.
- 3- A.H. Eltom, N.S. Moharari, "Motor Temperature Estimation Incorporating Dynamic Rotor Impedance", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 6, No. 1, March 1991.
- 4- P.K. Sen, HA. Landa, "Derating of Induction Motors Due to Wwaveform Distortion", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 6, November/December 1990.
- 5- N.R. Namburi, T.H. Barton, " Thermal Modelling of an Induction Motor", IEEE Transactions on

Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102. No. 8, August 1983.

- 6- F. Loser, Ph.K. Sattler, "Identification and Compensation of the Rotor Temperature of AC Drives by an Observer", Conf Rec IEEE- IAS Annual Meeting, 1984, pp.532-537
- 7- J.T. Boys, M.J. Miles, "Empirical Thermal Model for Inverter-Driven Cage-Induction Machines". IEE Proc. Electrical Power Appl.. Vol. 141, No. 6. November 1994, pp. 360-372.
- 8- P.H. Mellor, D. Roberts, DR. Turner, "Lumped Parameter Thermal Model for Electrical Machines of TEFC Design", IEE Proceedings-B, Vol. 138, No. 5, September 1991, pp. 205-218.
- 9- ER. Filho, E. Avolio, "Squirrel-Cage Induction-Motor Dynamics Simulation Using an Electrical and Thermal Mathematical Model Based on Manufacturer Technical Bulletins Data and on Technical Standard Statements", Int. Journal of Power and Energy Systems, Vol. 14, No. 1, 1994, pp. 13-16.
- 10-E.A. Klingshirn, H.E. Jordan, "Simulation of Polyphase Induction Machines with Deep Rotor Bars", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-89, No. 6, July/August 1970, pp.1038-1043.
- 11-R.J. Brighton.JR, P.N. Ranade, "Why Overload Relays Do Not Always Protect Motors", IEEE Trans. on Industry Appl., Vol. IA-18, No. 6, November/December 1982, pp. 691-697.
- 12-D.J. Babb, J.E. Williams, "Circuit Analysis Method for Determination of AC Impedances of Machine Conductors", AIEE Trans. Vol. 70, 1951, pp.661-666.
- 13-A. C. Smith, R.C. Healey, S. Williamson, "A Transient Induction Motor Model Including Saturation and Deep Bar Effect", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 11, No. 1, March 1996, pp8-15.

\*: Bu çalışma TÜBİTAK tarafından desteklenmiştir.

# PWM AC/DC Doğrultucuların Analizi için Bilgisayar Programlaması

Tolga SÜRGEVİL Eyüp AKPINAR  
Dokuz Eylül Üniversitesi Mühendislik Fakültesi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
35100 Bornova/İZMİR

Abstract- In this paper, a simulation program for a three-phase PWM ac-to-dc converter is presented. This program includes steady-state and dynamic response analyses of a converter with a fixed switching frequency. A mathematical model and the control logic of the converter are also given. The system introduced here is analysed with a dedicated program.

## I. GİRİŞ

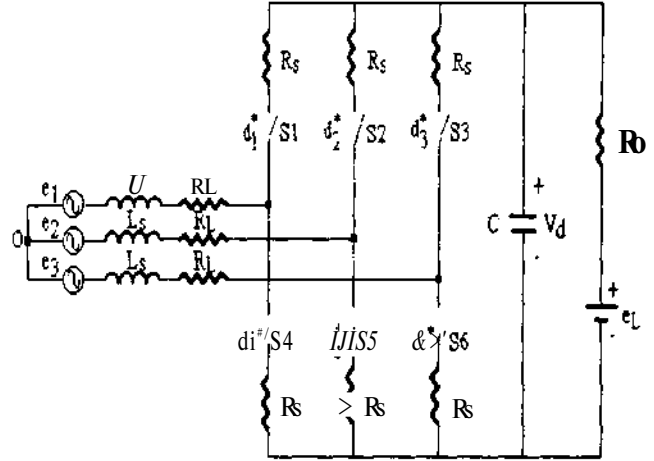
Günümüzde darbe genişlik bindirimli doğrultucular, giriş güç faktörlerinin yüksek tutulabilmesi, hat akımlarının sinüse yakın olması ve şebekeye geri güç gönderebilmesi özellikleri nedeniyle tercih edilmektedir. Kontrolsüz doğrultucuların şebekeye göndermiş oldukları harmonikler ve regenerative çalışmaması gibi kısıtlamalarından dolayı kontrollü doğrultucuların kullanımı yaygınlaşmaktadır. Kontrollü doğrultucular için darbe genişlik bindirimi etkili bir yöntem olup değişik kontrol stratejileri sağlamaktadır[1]-[5].

Burada tanıtılan yöntemin mantığı, sabit bir anahtarlama frekansında hat akımlarının bir periyod içinde istenen değerlere ulaşmaya zorlanması temeline dayanmaktadır. Buna göre, hat akımlarının kontrolü için komut gerilimleri hesaplanıp bunların istenen anahtarlama şekillerine dönüştürülmesi sağlanmaktadır[6]-[8]. Bu anahtarlama sistemiyle güç faktörü bire ayarlanmakta ve çekilen akımlar sinüse yaklaştırılmaktadır. Bu sistemin uygulanmasında anahtarlama elemanı olarak IGBT ler kullanılabilmektedir.

Şu ana kadar yapılan çalışmalarda sistemin tasarımı için gerekli transfer fonksiyonları lineer modeller üzerinden çıkarılmış ancak dinamik analizi için gerekli bilgisayar programlaması verilmemiştir. Bu makalede, belirtilen kontrol yöntemi altında çalışan ac/dc doğrultucu sistemi için yazılan benzetim programı ve sonuçlarının tanıtılması amaçlanmaktadır. Doğrultucu için genel model, tüm sistem için kontrol mantığı ve benzetim programı sonuçları ilerleyen kısımlarda verilmektedir.

## II. DGB (DARBE GENİŞLİK BİNDİRİMLİ) AC/DC DOĞRULTUCUNUN MODELLENMESİ

Üç faz DGB ac/dc doğrultucu devresi şekil-1' deki gibidir. Burada,



Şekil-1: Üç faz Darbe Genişlik Bindirimli (DGB) ac/dc Doğrultucu devresi

$e^{\wedge}$  : dengeli üç faz sinüsoidal kaynak gerilimleri,  
 $i_k^{\wedge}$  : dengeli üç faz hat akımları,  
 $V_d$  : çıkış gerilimi,  
 $L$  : boost endüktansı,  
 $R_l$  : kaynak tarafındaki toplam kaçak direnç,  
 $R_s$  : her bir anahtarlama elemanının eşdeğer direnci,  
 $C$  : çıkış kapasitesi,  
 $R_g$  : yük direnci,  
 $e_{-}$  : yük direncine seri bağlı zıt elektromotor kuvveti,  
 $d_k^*$  : her bir kola ait anahtarlama fonksiyonları olarak tanımlanmıştır.  
Her bir koldaki anahtarlama elemanlarının birbirinin tümleyeni olarak tetiklendiğini ( $d_k^* \leq 1$  iken  $d_{k+1}^* = 0$ , veya  $d_k^* = 0$  iken  $d_{k+1}^* = 1$ ) gözönünde bulundurmak suretiyle sistemin genel matematiksel modeli şu şekilde ifade edilmektedir[1].

$$Z \dot{x} = A x + B e \quad (D)$$

$$x = [i_1, i_2, i_3, v_d]^T \quad (2)$$

$$A^* = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 & -(d^* - \frac{1}{3} \sum d_k^*) \\ 0 & -R & 0 & -(d^* - \frac{1}{3} \sum d_k^*) \\ 0 & 0 & -R & -(d^* - \frac{1}{3} \sum d_k^*) \\ d; & d; & d; & -1/rO \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$Z = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/r_0J \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$B = \begin{bmatrix} L_0 & 0 & 0 & c \\ F_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/r_0J \end{bmatrix} \quad (6)$$

Burada  $R = R_L + R_S$ . tek bir faz için toplam kayıpları ifade etmektedir.

Anahtarlarına frekansının şebeke frekansından çok büyük olması durumunda (4) denklemindeki anahtarlama fonksiyonları ( $d_k$ ) yerine bunların ortalama değerleri ( $d_k$ ) yazılarak benzer bir denklem sistemi elde edilebilir[6].

Böylece benzetimi yapılacak sistem için iki çözüm yolu belirlemiştir. Bunlar (1)-(6) denklem sisteminde verilen ve anahtarlama elemanlarının açık-kapalı durumlarını gösteren kesikli zaman modeli ile yine bu denklem sistemindeki (4) nolu ifadede anahtarlama fonksiyonlarının ortalama değerleriyle değiştirilmesi sonucu elde edilen ve anahtarlama elemanlarının durumlarını göstermek yerine bunların analitik olarak ifade edildiği ortalama değer modeli olarak adlandırılmıştır.

### III. KONTROL MANTIĞI

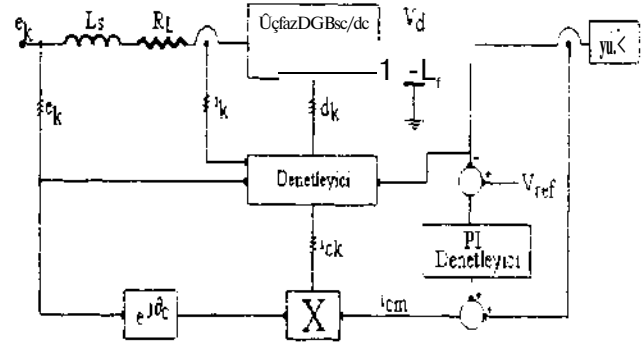
Sabit bir anahtarlama frekansında çalışan DGB doğrultucunun blok şeması şekil-2'de gösterilmektedir. Buna göre üretilecek bir komut akımı yardımıyla hat akımlarının bir anahtarlama periyodu içinde istenen değerlere ulaşması amaçlanmaktadır. Başka bir deyişle hat akımlarının komut akımlarını izlemesi istenmektedir. Anahtarlama fonksiyonlarının analitik ifadesi şu şekilde elde edilmektedir[7];

$$d_k = \frac{1}{v_d} [e_k - (R - \frac{L}{T_s})i_k - \frac{L}{T_s}i_{ck}] + \frac{1}{2} \quad (7)$$

Hat akımlarının sinüsoidal olması istendiğinden komut akımlarının ifadesi de şöyledir[7];

$$i_{ck} = i_{cm} \cos(\omega t + \theta_c + (k-1)\frac{2\pi}{3}) \quad , k=1,2,3 \quad (8)$$

Burada  $G_c$  anahtarlama gecikmelerinden kaynaklanacak evre kaymasının kompanse edilmesi ve ileri güç faktörü ayarlaması için konulan bir kontrol parametresidir[7].



Şekil-2: Sabit anahtarlama frekansında çalışan 3 faz DGB ac/dc doğrultucu blok gösterimi

Uygulanan referans gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki hata sinyali bir PI denetleyici yardımıyla,  $G_c$  anahtarlama gecikmesinin de hesaba katılmasıyla, komut akımlarına çevirmektedir. Daha sonra komut akımlarından ilgili komut gerilimleri elde edilmekte ve bu komut gerilimleri uygun anahtarlama şekillerine dönüştürülmektedir. Böylece hat akımları, elde edilen anahtarlama sinyalleriyle, komut akımlarını izlemeye zorlanmakta ve sonuç olarak güç faktörü de birde tutulabilmektedir.

Verilen sistem için anahtarlama fonksiyonları ise üretilecek komut gerilimlerinin bir üçgen dalga şekli ile karşılaştırılmasından elde edilmektedir. Komut gerilimleri de şöyle ifade edilmektedir[6];

$$v_{ck} = \frac{2v}{v_d} [e_k - (R - \frac{L}{T_s})i_k - \frac{L}{T_s}i_{ck}] \quad (9)$$

Sistemin negatif geri beslemeli bir sistem olduğu düşünülürse, PI denetleyici kısmını tasarlamak için sistemin komut akımı ile çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi gösteren transfer fonksiyonuna gereksinim vardır. Küçük işaret modelinden elde edilen transfer fonksiyonu şu şekilde verilmektedir[7].

$$\frac{v_d(s)}{i_{cm}(s)} = K_v \frac{(1 - s/\omega_0)}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})} \quad (10)$$

Burada,

$$K_v = \frac{3}{2} \frac{(E_m - 2I_{cm}R)}{v_d \left( \frac{2 - E_L/V_d}{R_0} \right)} \quad (11)$$

$$\omega_0 = \frac{E_m - 2I_{cm}R}{LI_{cm}} \quad (12)$$

$$\omega_{p1} = \frac{2 - E_L/V_d}{R_0C} \quad (13)$$

$$(a) \tau_s = \frac{1}{T_s} \quad (14)$$

olarak gösterilmektedir. PI denetleyicinin transfer fonksiyonu ise

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (15)$$

şeklinde. Buna göre sistemin kararlılığı, birim negatif geri besleme altında, kök-yer eğrileri üzerinde incelenmiş ve uygun PI parametreleri elde edilmiştir.

#### IV. BİLGİSAYAR BENZETİM PROGRAMI

Bu kısımda DGB doğrultucu için elde edilen matematiksel modelden yola çıkılarak bir benzetim programı yazılmış ve sistemin çalışması incelenmiştir. Şekil-3' de kesikli zaman modeline göre yazılan programın akış şeması verilmektedir. Buna göre program giriş değerleri (3 faz gerilimleri ve yük tarafındaki direnç seri bağlı zıt emk). durum değişkenlerinin o andaki değerleri (hat akımları ve çıkış gerilimi) ve üretilen komut akımı değerine göre bir komut gerilimi oluşturmakta ve bunu bir üçgen dalga şekli ile karşılaştırıp anahtarlama fonksiyonlarını çıkarmaktadır. (1)-(6)' da gösterilen diferansiyel denklem sistemi de dördüncü dereceden Runga-Kutta algoritmasına göre çözülüp sistemin çıkışları (hat akımları ve çıkış gerilimi) elde edilmektedir. Komut akımları ise verilen referans gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki farktan oluşan hata sinyalinden hesaplanmaktadır.

Ortalama değer modeline göre yazılan programda ise anahtarlama fonksiyonları yerine bunların analitik ifadesi yazılmış ve elde edilen ikinci denklem sistemi yine dördüncü dereceden Runga-Kutta algoritması yardımıyla çözdürülmüştür. Buna göre iki program arasındaki temel fark şu şekilde özetlenebilir, Ortalama değer modeline göre yazılan program sistemin sadece sürekli zaman tepkisini gösterirken, kesikli zaman modeline göre yazılan program sistemin aynı zamanda dinamik tepkisini vermektedir. Sistemin çözümlenmesi için verilen parametreler şu şekildedir[7]:

$$e_k = 90 \sin(2\pi \cdot 60t + (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3})$$

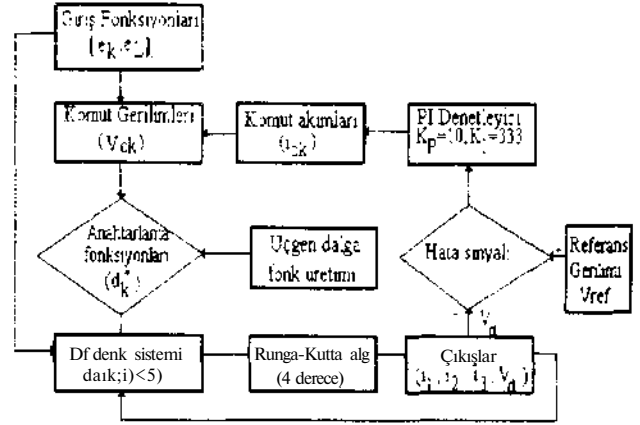
$$L = 6.43 \text{ mH}, \quad C = 1.32 \times 10^{-6} \text{ F},$$

$$R_o = 42.1 \text{ } \Omega, \quad E_L = 0, \quad T_s = 0.32 \times 10^{-3} \text{ s}$$

$$Q = 2\pi \times 60 \text{ rd/s}, \quad V_{ref} = 200 \text{ V}$$

Bu değerler için elde edilen transfer fonksiyonu için seçilen PI denetleyici parametreleri de şöyledir[8];

$$K_p = 10, \quad K_i = 333$$



Şekil-3: Benzetim programı akış şeması

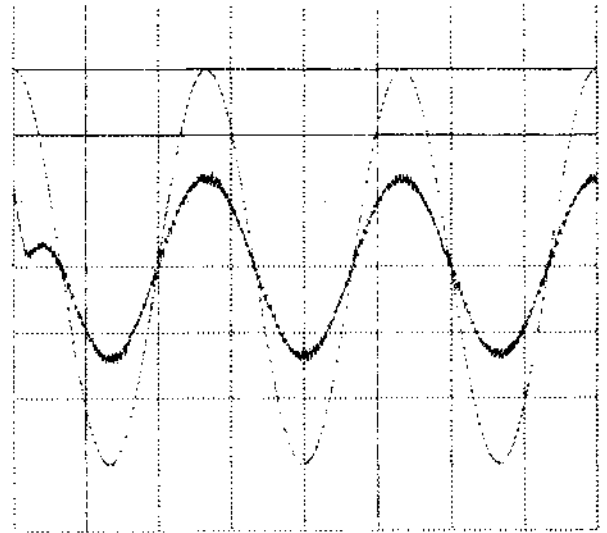
Burada  $9_c$  'nin hesaplanmasında sistemin sürekli zaman çözümlerinden yararlanılmaktadır. Buna göre;

$$9_c = \tan^{-1}(QT_s) \quad (16)$$

Verilen bu değerler için hesaplanmış faz ayarlanabilir faz açısı  $9_c = 6.9^\circ$ 'dir[7].

Şekil 4 ve 5' de sistem doğrultucu durumunda iken tek bir faz için hat akım ve gerilimleri gösterilmektedir.

Şekil 6 ve 7 de, yine iki ayrı model için, sistemin doğrultucu durumundan regenerative duruma geçişi gösterilmektedir. Bu durum yük resistif iken 250V luk zıt bir emk' nin devreye sokulmasıyla gerçekleştirilmektedir.



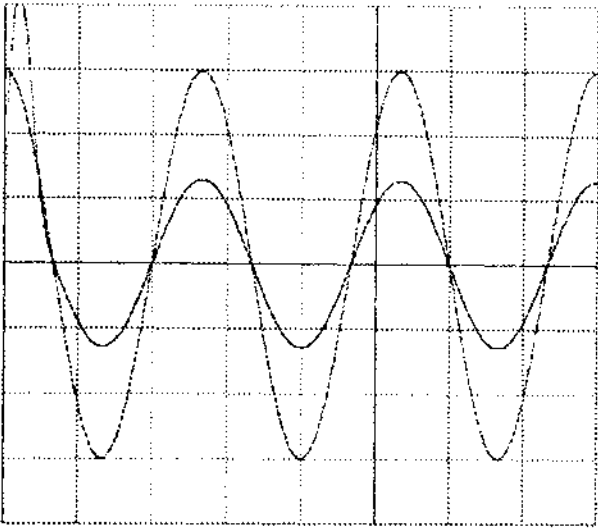
Şekil-4: Doğrultucu durumunda hat akım ve gerilimlerinin kesikli zaman modelinden çıkan sonuçları. (t-25ms/div, V-30V/div, i-6A/div)

## V.SONUÇLAR

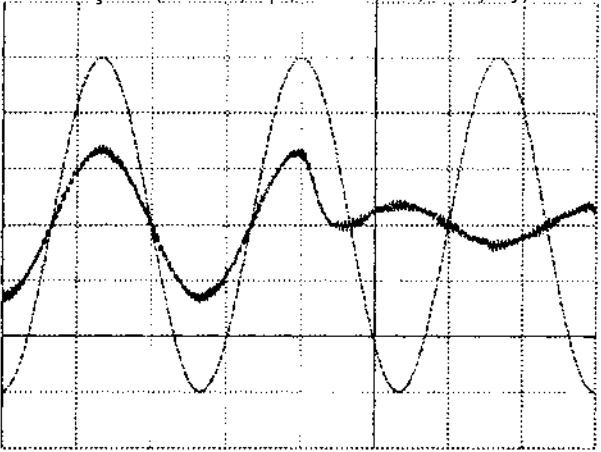
Sabit anahtarlama frekansında çalışan üç faz darbe genişlik bindirimli ac/dc doğrultucu sisteminin uygulanması bilgisayar benzetim programıyla gerçekleştirilmiştir. Hat akımlarının gerek doğrultucu gerekse regenerative durumda sinüse yakın olduğu ve güç faktörünün birde tutulabildiği gözlenmiştir. Sistemin dinamik tepkisi anahtarlama frekansına bağlı olarak artmaktadır. Verilen 2.dereceden transfer fonksiyonu sistemin dinamik tepkisini göstermek açısından yeterli olmaktadır. Verilen sistem, değişken yükler altında bile, çıkış gerilimini belirlenen değerde sabit tutabilmekte ve yük değişimlerini hızlı bir şekilde tolere edebilmektedir.

## REFERANSLAR

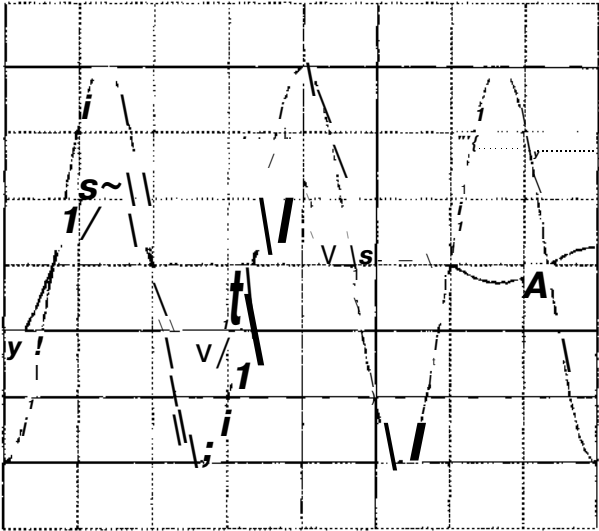
- [1] R.Wu, S.B.Devan, and G.R.Slemon, "Analysis of a PWM ac to de Voltage Source Converter under the Predicted Current Control with a Fixed Switching Frequency," IEEE Trans.Industry Applications, vol.27, no.4, pp 756-764, 1991.
- [2] R.Wu, S.B.Devan, and G.R.Slemon, "A PWM ac-to-dc Converter with Fixed Switcting Frequency," IEEE Trans.Industry Applications, vol.26, no.5, pp 880-885, 1990.
- [3] R.Wu, S.B.Devan, and G.R.Slemon, "Analysis of an ac-to-dc Voltage Source Converter Using PWM with Phase and Amplitude Control," IEEE Trans.Industry Applications, vol.27, no.2, pp 355-364, 1991.
- [4] S.B.Devan, and R.Wu, "A microprocessor based dual PWM converter fed four quadrant ac drive system," in Conf.Rec. IEEE-IAS, 1987, pp 755-759.
- [5] C.T.Pan, and T.C.Chen, "Modelling and analysis of a three-phase PWM AC-DC converter without current sensor," IEE Proceedings-B, vol.140, no.3, pp 201-208, May 1993.
- [6] Seshagiri R.Doradla, C.Nagamonii, and Subhankar Sanyal, "A Sinusoidal Pulsewidth Modulated AC to DC Converter-Fed DC Motor Drive," IEEE Trans.Industry Applications, vol.IA-21, no.6, pp 1394-1408, 1985.
- [7] M.E.Fraser, C.D.Monniing, and B.M.Wells, "Transfonnerless four-wire PWM rectifier and its application in AC-D-AC converters," IEE Proc-Electr.Pover Appl., vol.142, no.6, pp 410-416, November 1995.
- [8] Eduardo P.Weichman, Phoivos D.Ziogas, and Victor R.Stefanovic, "Generalized Functional Model for Three-Phase PWM Inverter/Rectifier Converters," IEEE Trans.Industry Applications, vol.IA-23, no.2, pp 236-246, 1987.



Şekil-5: Doğrultucu durumunda hat akım ve gerilimlerinin ortalama değer modelinden çıkan sonuçları. (t-25ms/div, V-30V/div, i-6A/div)



Şekil-6: Doğrultucu durumundan regenerative duruma geçişin kesikli zaman modelinden çıkan sonuçları. (t-25ms/div, V-30V/div, i-6A/div)



Şekil-7: Doğrultucu durumundan regenerative duruma geçişin ortalama değer modelinden çıkan sonuçları. (t-25ms/div, V-30V/div, i-6A/div)



# KÜÇÜK GÜÇLÜ 3 FAZLI RELUKTANS MOTORUNUN MİKROİŞLEMCI İLE KONTROL DEVRESİNİN TASARIMI

A. URAL, F. ERFAN, H. MAVRUK, S. ÇAMUR

Kocaeli Üniversitesi Müh. Fakültesi Elektrik Müh. Bölümü, KOCAELİ

## ABSTRACT

There are a wide range of possible combinations of phase windings, stator and rotor pole number in reluctance machines. In this study, commonly described forms of switched reluctance motor include those with stator/rotor pole numbers of 6/4 (3Phase) and electronic commutation machine were designed. H type power converter circuits and control circuits by using 80C31 microcontroller has been developed. A decrease in current ripple and subsequently an increase motor efficiency is the result.

## ÖZET

Değişik stator ve rotor kutup sayılarına sahip relüktans motorları bulunmaktadır. Bu çalışmada 6/4 lük 3 fazlı bir motor kullanılmaktadır. Burada elektronik komutasyonlu bir motor ile klasik relüktans motorunun karşılaştırılması yapılmaktadır. Bunun yanında motorların her ikisi için doyma da dikkate alınarak matematiksel model çıkartılmaktadır. Güç katı için H-tipi devre kullanılmaktadır. Bu çalışmada amaç, motorun sargı akımındaki dalgalılığını azaltmak, motorun verimini ise arttırmaktır.

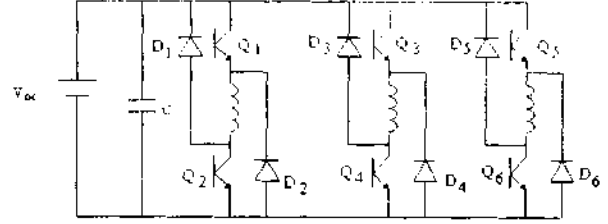
## / Giriş

Çalışmada tasarlanan AR motoru ile elektronik komutasyonlu doğru akım relüktans motorunun işleyişleri ve çalışma prensipleri kısaca özetlendikten sonra kontrol edilebilirliği tanımlanmaktadır. Ayrıca endüktans tanımından hareketle matematik modeli de yapılarak sayısal sonuçlar ile ölçülen endüktans büyüklükleri aynı eğride karşılaştırmalı olarak verilmektedir. Geri beslemeli kontrol devresinde ise 80C31 tipi mikroişlemci kullanılmakta olup her iki motorun faz sargılarından çekilen akım değişimleri deneysel olarak elde edilmektedir.

## //. Anahtarlı Relüktans Motoru

Bu çalışmanın ilk bölümünde kontrolü gerçekleştirilen Anahtarlı Relüktans Motoru 3 fazlı olup küçük güçte tasarlanmıştır. Kutup sayısı 6/4 olan motorda bilindiği gibi, faz sargıları birbirlerinden bağımsızdır. Güç kontrol devresinin her fazında iki adet anahtarlama elemanı (MOSFET) kullanılmakta olup üç faz için toplam altı adettir. Doğru akım kaynağına enerjili diyot elemanları yardımı ile aktarılmaktadır. İş yapacak konumdaki faz sargısı enerjilendirilerek dönme ve moment üretimi sağlanmaktadır. Daha sonra faz geçişlerinde, şekil 1 de gösterilen yarı H-tipi devrede

hava aralığı ve malzeme üzerinde binken artık enerji, diyotlar aracılığı ile kaynağa iade edilmektedir.



Şekil 1. Yarı H-Tipi güç kontrol devresi.

Yukarıda da belirtildiği gibi, iş yapacak konumdaki faz sargısı enerjilendirilmelidir. Buradan, rotor konumunun kesin olarak algılanması zorunluluğu ortaya çıkmaktadır. Rotor konumunu direkt olarak algılayabileceğimiz gibi, rotor geri beslemesi olmaksızın faz sargısından çekilen akıma bakarak konum algılanabilmektedir. Bu çalışmada, rotor konumu direkt olarak iki adet optik sensörler kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Üç faza ilişkin sargı endüktansları denklem (1)'de tanımlandığı gibi, Cosinüs formunda değişmektedir. Endüktansın minimum olduğu konumda faz sargısının enerjilendirilmesi gerekmektedir. Bunun sebebi de küçük endüktans değerlerinde akımın daha kısa sürede yükselme eğilimi göstermesidir.

$$\begin{aligned} L_a &= \frac{L_{\max} + L_{\min}}{2} + \frac{L_{\max} - L_{\min}}{2} \cos(N_r \theta) \\ L_D &= \frac{L_{\max} + L_{\min}}{2} + \frac{L_{\max} - L_{\min}}{2} \cos(N_r \theta - 120^\circ) \\ L_C &= \frac{L_{\max} + L_{\min}}{2} + \frac{L_{\max} - L_{\min}}{2} \cos(N_r \theta + 120^\circ) \end{aligned} \quad (1)$$

Denklem (2)'de görüldüğü üzere, doymanın ihmal edildiği durumda motor momenti, akımın karesi ile orantılıdır. Bu nedenle akımın çok kısa bir sürede yükselmesi, üretilen momentin dalgalılığının azaltılması için gereklidir.

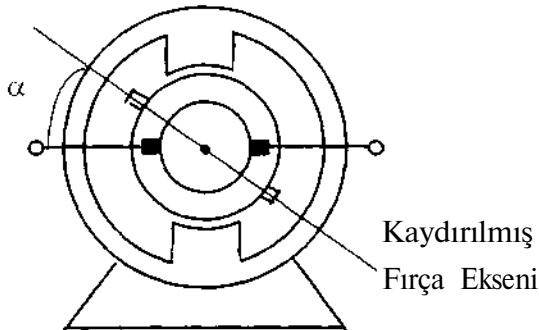
$$T_m = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (2)$$

Faz geçişlerinin zamanlaması negatif moment üretmeyecek şekilde olmalıdır. Her faz 30° devrede kalmaktadır ve toplam 12 darbeye bir turunu tamamlamaktadır. Yarı H-tipi devre kullanıldığından

rotor dişleri üzerinde her 6 darbede yani  $180^\circ$  'lik mekanik açıda akı yön değiştirmektedir. Rotor  $360^\circ$  döndüğünde histeresiz çevrimi tamamlanır. Bu durum, tam H-tipi devre kullanılarak giderilebilmektedir. Fakat diyotların kontrolsüz olarak devreye girip çıkmaları nedeni ile kontrol kolaylığı sağladığı için, yarı H-tipi devre tercih edilmektedir. Çalışma sırasında elde edilen eğriler ve sonuçları VI.kısımda yer almaktadır.

### ///. Elektronik Komutasyonlu DA Relüktans Motoru

Elektronik komutasyonlu DA Relüktans Motoru, klasik doğru akım motorunda bulunan uyarma sargıları sökülüp statorun çıkık kutuplu kalması sağlanmaktadır. (Şekil 2) Fırçaların nütür ekseninden  $\alpha$  açısı kadar kayması ile, endüviden bir akım geçirilmesi durumunda oluşacak magnetik alan, minimum relüktans eğilimi sayesinde çıkık kutupları kendine doğru çeker. Stator kutuplarının hareketsiz kalmasından dolayı rotor kutuplara doğru kayacaktır. Hareket sırasında kolektörler fırçalar tarafından taranarak magnetik olarak hareket başlangıcındaki durumuna geri dönecektir. Kollektörlerin değişmesi ile motorun bir fazlık çevrimi tamamlanmıştır.



Şekil 2. Statoru sargısız DC motor.

Elektronik Komutasyonlu Doğru Akım Relüktans Motoru (EKRM) şekil 2 de gösterilen yapının ters yüz edilmiş durumudur. Böylece hareketli olan kolektörler statora geçmiş olacak, bu sayede, statik komütasyon ile kolektörün rotordaki kutupların konumuna bağlı olarak belirli bir faz farkı ile taranması sağlanmaktadır. Bu faz farkı, kutup eksenini ile fırça eksenini arasındaki bilinen açıdır. Bunun sonucunda, kolektör elemanlarına çift yönlü akım akışı, ilgili güç elektroniği elemanlarının aktif edilmesi ile sağlanmakta ve bu işlem elektronik komütasyon olarak adlandırılmaktadır. Kontrol devresine iletilen konum geri besleme bilgileri rotor konum algılayıcısından sağlanmaktadır. Rotor konum algılayıcısı iki adet optik sensörden oluşmaktadır. Gerçekleştirilen EKRM, dört kutuplu ve oniki kolektör esaslıdır. Makinanın relüktans modunda

çalışabilmesi,  $\frac{dL}{d\theta} \neq 0$  olması ile mümkündür. Bu da fiziksel anlamda kutup eksenini ile fırça eksenini arasında bir bölgedir. Makinanın dönüş yönü kaydırma açısının yönüne bağlı olarak değişmektedir. Motorun faz eşdeğer gerilim eşitliği aşağıdaki gibidir.

$$U = r \frac{dI}{dt} + \frac{d\Phi}{dt} \quad (3)$$

Makinanın dört bölgede çalışması da mümkündür.

### IV. Motor Modelinin Çıkartılması

Her iki motorunda matematiksel yaklaşımı elde edebilmek için faz sargısı endüktans değişimlerinin akım ve rotor yer değiştirme açısına bağlı değişimle kullanılmaktadır.

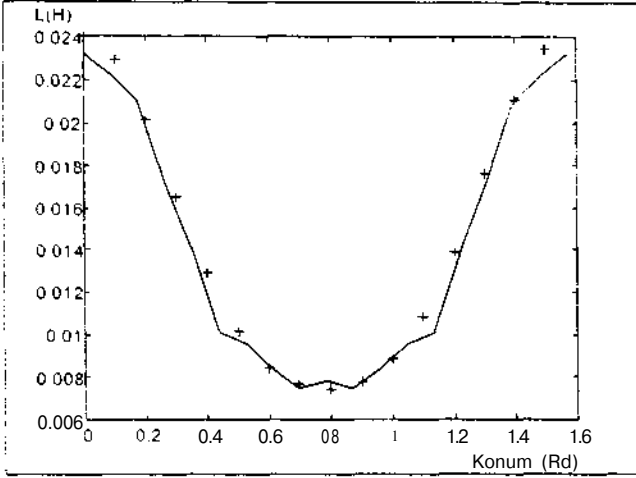
$$L(\theta, i) = L_0(i) + L_1(i) \cos(Nr) - L_2(i) \cos(2Nr) \quad (4)$$

$$L_0(i) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n i^n \cdot L_1(i) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n i^n \cdot L_2(i) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n i^{n+2} / \quad (5)$$

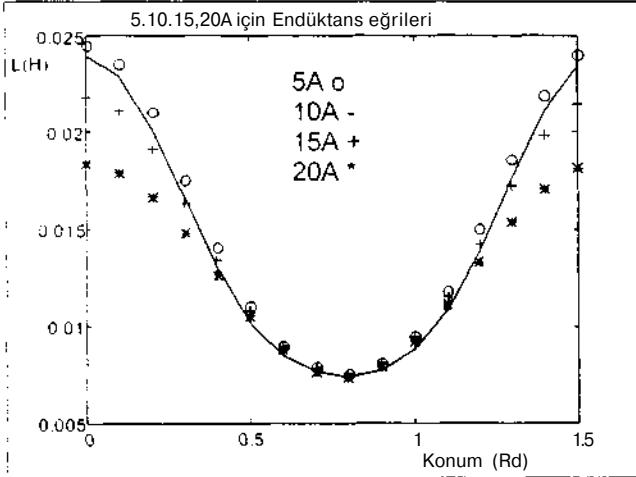
$$T_m = \frac{dW}{d\theta} \quad (6)$$

$$T_m = -Nr \frac{\sum_{n=0}^{\infty} a_n i^{n+2}}{n+2} \cdot \sin(Nr) - 2Nr \frac{\sum_{n=0}^{\infty} a_n i^{n+2}}{n+2} \cdot \sin(2Nr) \quad (7)$$

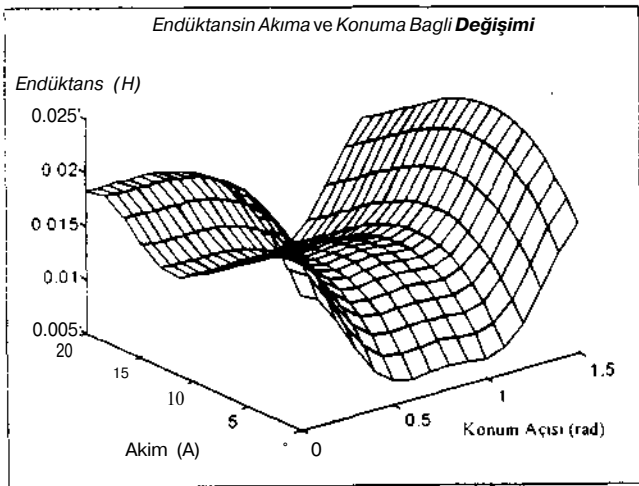
Denklem 4'te konuma bağlılığı Cosinüs fonksiyonları şeklinde, akıma bağlılığı ise  $L_0, L_1, L_2$  gibi denklem 5'te gösterildiği gibi polinomal bir fonksiyondur. Buradaki polinomal katsayılar ( $a_0, a_1, a_2, \dots$ ) motorun ölçülen endüktans değerlerine FFT (Fast Fourier Transform) uygulanması ve bulunan değerlere polinomal eğri uydurulması ile bulunmaktadır. Doymayı dikkate alabilmek için moment denklemi, ko-enerjiden hesaplanmaktadır. (Denklem 7) Bu modelleme yöntemi, her iki tipteki motor için de uygulanmaktadır. Aralarındaki fark, sadece gerilim denklemlerindedir ki bunun sebebi de, EKRM nin fazlararası geçiş anında komütasyonun oluşmasıdır. Faz sargı endüktansının üçte birlik bir kısmı kaynağa ters paralel bağlanarak akım yön değiştirmekte ve artan üçte ikilik kısımda ise uçları birleşerek doğal sönüme girmektedir. Bu durum, küçük sargının yön değiştiren akımı ile, doğal sönüme giren büyük sargı akımlarının eşitlenmesine kadar devam eder. Bu andan sonra, akım toplam endüktans üzerinden akmaya devam eder. Yukarıda anlatılan yöntem kullanılarak uydurulan eğriler Şekil 3 Şekil 4'te ve Şekil 5'te verilmektedir.



Şekil 3. Deneysel ve uydurulan endüktans eğrileri. (+:uydurulan, sürekli çizgi;deneysel)



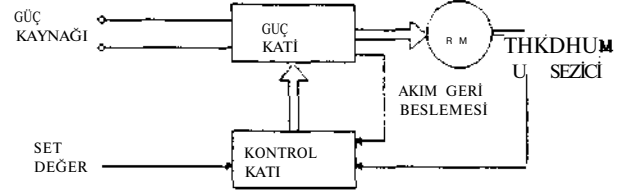
Şekil 4. Ölçüm değerleri kullanılarak bulunan 5A, 10A, 15A, 20A akım değerleri için endüktansın konuma göre uydurulan değişim eğrileri.



Şekil 5.  $L(0,i)$  eğrisinin üç boyutlu değişimi.

#### V. Tasarlanan Kontrol Devresi

Şekil 6 da görüldüğü gibi Anahtarlı Relüktans Motorunun geri besleme kontrol devresinin başlıca kısımları gösterilmektedir.

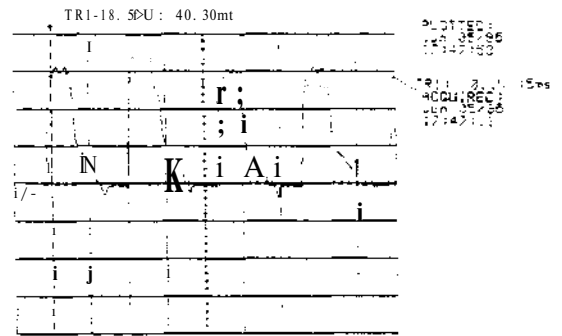


Şekil 6. AR Motor tahrik sisteminin temel kısımları.

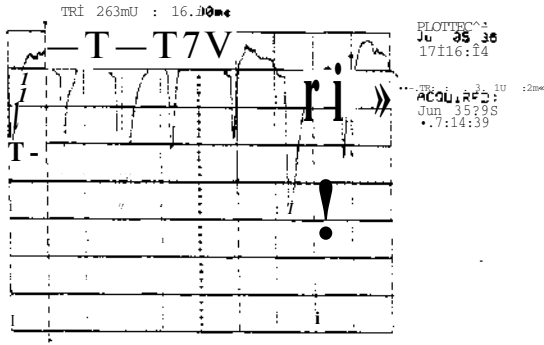
Devrenin kontrol katında set hız değerleri ile hız ölçüm aralığında rotor hızını belirli aralıklarla karşılaştırıp aradaki hata büyüklüğüne, ve bir önceki hata büyüklüğünü de dikkate alarak motor sargısına uygulanan gerilim mikroişlemci ile kontrol edilmektedir. Bu çalışmada dijital kontrolü gerçekleştirmek için 80C31 tipi mikroişlemci kullanılmış olup, maksimum program belleği 64K değerindedir. Mikroişlemcinin içinde iki adet zamanlayıcı ve sayıcının ise üç mod seçeneği bulunmaktadır.

#### VI. Deneysel Sonuçlar

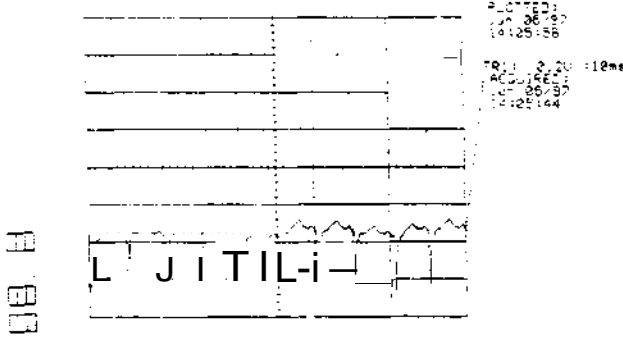
Çalışmalar sırasında alınan akım eğrileri AR motor ve EKRM için ayrı ayrı aşağıda verilmiştir. Şekil 7 'de AR motorunun faz sargısından geçen akım ve Şekil 8'de ise, EKR Motorunun yarı H-tipi devre ile kontrolü sonucunda hat akımını gösterilmektedir. Şekil 9'da EKRM tam H-tipi güç devresinin çektiği hat akımı ve Şekil 10'da ise tam H-tipi devreden beslenen motorun faz sargı akımı gösterilmektedir. AR motorunun akım eğrileri 100mQ değerindeki direnç üzerinden alınmakta olup EKRM'nin akım eğrileri ise LEM modül aracılığı ile elde edilmektedir. LEM, (Hall Effect akım sensörü) 30mV/A kazanç değerine sahiptir.



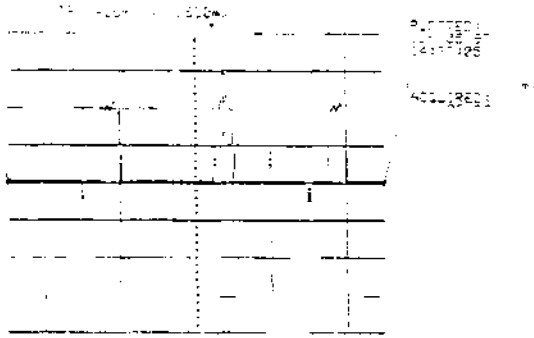
Şekil 7. AR motorun bir faz sargısına ilfşkin akım eğrisi.



Şekil 8. EKRM nin yarı H-tipi devre ile sürülmesine ait hat akım eğrisi.



Şekil 9. EKRM nin tam H-tipi devre ile sürülmesine ait hat akımı eğrisi.



Şekil 10 EKRM nin tam H-tipi devre ile sürülmesine ait faz sargısına ait akım eğrisi

Şekil 7 de gösterilen AR motorunun hat akımındaki bilinen negatif değerleri, bağımsız faz sargılarının devre dışı kalması sonucunda hava aralığında ve manyetik malzemede biriken artık enerjinin kaynağa aktarılmasıdır.. Şekil 8'de EKRM nin yarı H-tipi hat akımında görüleceği üzere çok küçük bir negatif akım oluşmaktadır. Bunun nedeni motorun tek bir sargıdan oluşması ve bu sargını sadece besleme noktalarının değiştirilmesi ile sürülmesinden kaynaklanmaktadır. Bu sargının ateşlenmesi esnasında üçte ikilik kısmı yeni durumda da aynı yönde akım akıtmaktadır. Geriye kalan üçte birlik kısmı ise kaynağa ters paralel bağlanarak artık enerjisini kaynağa aktarmaktadır.

Şekil 8'deki EKRM nin hat akımında iki fazında görülmeyen negatif değerlerin bir fazında görülmesinin sebebi yarı H-tipi devrede her üç adımdan sonra rotorda alanın yön değiştirmesidir. Bu yön değişikliği rotor akısının zayıflamasına ve bunun neticesi olarak üçüncü faz sırasında motorun hızlandığı, faz süresinin daralmasından görülmektedir. Ayrıca bu fazdaki akımın negatif değerler almasına sebep olmaktadır. Yarı H-tipi çalışma şeklinde rotorda histeresiz oluşmakta, verimi ve motor performansını da olumsuz etkilemektedir. Bu olumsuzluklar tam H-tipi devre kullanılarak giderilmektedir. Şekil 9 ve Şekil 10'da gösterilen hat ve faz akımlarından anlaşılacağı üzere dalgalılık çok düşük, akımdaki negatif değer yok ve faz sürelerinin eşitlendiği gözlenmektedir.

## VII. Sonuç

Çalışmada tanımlanan her iki motor tipi de kontrol edilerek faz sargısından çekilen akımlar karşılaştırılmış olup motorun farklı dönüş hızları için de irdelenmektedir. Özgün bir tasarım olarak üretilen ve relüktans prensibine göre çalışan yeni bir motor türü ile klasik relüktans motorunun karşılaştırılmasına da bu çalışmada yer verilmektedir.

## VIII. Kaynaklar

ÇAMUR,S.,1991, "Kollektörsüz Doğru Akım Makinası Tasarımı İçin Yeni Bir Yaklaşım",Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul  
MAVRUK,H.,1996, "Relüktans Motorunun 80C31 Mikroişlemdsi ile Kontrol Devresinin Tasarımı", Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli  
ERFAN,F.,1992,"Anahtarlamalı Relüktans Motorunun. Statik ve Dinamik Davranışı ile Ulaşımında Kullanılabilirliğinin Analizi", Doktora Tezi,Yıldız Üniversitesi FeN Bilimleri Enstitüsü,İstanbul

## IX. Teşekkür

Çalışmanın içeriğinde yer alan 6/4 kutuplu relüktans motorunun imalatını gerçekleştiren Faz Elektrik A.Ş. yetkililerine ve kontrol devresinin imalatında destek sağlayan Kocaeli Üniversitesi Araştırma Fonuna teşekkür ederiz.

