

# Haziran'12

## June'12

Sayı/Number: 3 Cilt/Volume: 2  
Yıl/Year: 2012  
ISSN: 1309-5501

### Yayın Sahibi

TMMOB Elektrik Mühendisleri  
Odası adına  
Cengiz GÖLTAŞ

### Sorumlu Yazı İşleri Müdürü

Mehmet BOZKIRLIOĞLU

### Yayın İdare Merkezi

İhlamur Sokak No: 10 Kat: 4  
Kızılay/Ankara  
Tel: (0312) 425 32 72  
Faks: (0312) 417 38 18  
<http://bilimseldergi.emo.org.tr>  
[bilimseldergi@emo.org.tr](mailto:bilimseldergi@emo.org.tr)  
EMO üyelerine parasız dağıtılır

### Teknik Editör

E. Orhan ÖRÜCÜ

### Teknik Sekreteryası

Emre METİN

### Yayın Türü

Yerel süreli yayın  
6 ayda bir yayınlanır

### Basım Adedi

5000

### Basım Tarihi

Haziran 2012

### Sayfa Düzeni

PLAR

Planlama Yayıncılık Reklamcılık  
Turizm İnşaat Tic. Ltd. Şti.  
Yüksel Cad. No: 35/12 Yenışehir-Ankara  
Tel: (0.312) 432 01 83-93  
Faks: (0.312) 432 54 22  
e-posta: [plar1td@gmail.com](mailto:plar1td@gmail.com)

### Baskı Yeri

Matttek Matbaacılık  
Basım Yayın Tanıtım Tic. San. Ltd. Şti.  
Adakale Sokak No: 32/27 Kızılay/Ankara  
Tel: (0312) 433 23 10 • Faks: (0312) 434 03 56

# EMO BİLİMSEL DERGİ

Elektrik, Elektronik, Bilgisayar, Biyomedikal  
Mühendisliği Bilimsel Dergisi

The Journal of Electrical, Electronics, Computer and  
Biomedical Engineering

## ELEKTRİK MAKİNALARI ve GÜÇ ELEKTRONİĞİ ÖZEL SAYISI

### KONUK EDITÖR

Prof. Dr. H. Bülent ERTAN

*Ortadoğu Teknik Üniversitesi*

### YAYIN KURULU

#### BAŞ EDITÖR/EDITOR IN CHIEF

Prof. Dr. A. Hamit SERBEST

*Çukurova Üniversitesi*

#### EDİTÖRLER/EDITORIAL BOARD

Prof. Dr. Bahri ERCAN

*Hacettepe Üniversitesi*

Prof. Dr. Murat EYÜBOĞLU

*Ortadoğu Teknik Üniversitesi*

Prof. Dr. H. Altay GÜVENİR

*Bilkent Üniversitesi*

Prof. Dr. Hakan KUNTMAN

*İstanbul Teknik Üniversitesi*



TMMOB

Elektrik Mühendisleri Odası

UCTEA/Chamber of Electrical Engineers

# EMO BİLİMSEL DERGİ

Elektrik, Elektronik, Bilgisayar, Biyomedikal  
Mühendisliği Bilimsel Dergisi

The Journal of Electrical, Electronics, Computer  
and Biomedical Engineering

## KONUK EDITÖR

**Prof. Dr. H. Bülent ERTAN**

*Ortadoğu Teknik Üniversitesi*

## YAYIN KURULU

### BAŞ EDITÖR/EDITOR IN CHIEF

**Prof. Dr. A. Hamit SERBEST**

*Çukurova Üniversitesi*

### EDİTÖRLER/EDITORIAL BOARD

**Prof. Dr. Bahri ERCAN**

*Hacettepe Üniversitesi*

**Prof. Dr. Murat EYÜBOĞLU**

*Ortadoğu Teknik Üniversitesi*

**Prof. Dr. H. Altay GÜVENİR**

*Bilkent Üniversitesi*

**Prof. Dr. Hakan KUNTMAN**

*İstanbul Teknik Üniversitesi*

## DANIŞMA KURULU

Prof.Dr. Metin AKAY	Arizona State University	Prof.Dr. Oya KALIPSIZ	Yıldız Teknik Üniversitesi
Prof.Dr. Mehmet AKŞİT	Twente University	Prof.Dr. İrfan KARAGÖZ	Gazi Üniversitesi
Müjdat ALTAY	Netaş	Prof.Dr. Aydın KÖKSAL	Bilişim AŞ
Prof.Dr. Ayhan ALTINTAŞ	Bilkent Üniversitesi	Fikret KÜÇÜKDEVECİ	Tepa AŞ
Prof.Dr. Volkan ATALAY	ODTÜ	Prof.Dr. Duran LEBLEBİCİ	
Serdar BOZKURT	SIEMENS	Prof.Dr. Kemal LEBLEBİCİOĞLU	ODTÜ
Prof.Dr. Alinur BÜYÜKAKSOY	GYTE	Turgay MALERİ	Gate Elektronik
Prof.Dr. Işık ÇADIRCI	Hacettepe Üniversitesi	Dr. Ahmet MEREV	Tübitak UME
Doç.Dr. Hakan ÇAĞLAR	Anel	Prof.Dr. Banu ONARAL	Drexel Üniversitesi
Dr. Semih ÇETİN	Cybersoft	Prof.Dr. Sermin ONAYGİL	İTÜ
Prof.Dr. İnci ÇİLESİZ	İTÜ	Prof.Dr. M. Bülent ÖRENCİK	Tübitak MAM Bilişim Enstitüsü
Bülent DAMAR	Pelka	Prof.Dr. Aydoğan ÖZDEMİR	İTÜ
Prof.Dr. Oğuz DİKENELLİ	Ege Üniversitesi	Prof.Dr. Erdal PANAYIRCI	Kadir Has Üniversitesi
Doç.Dr. Ali Hikmet DOĞRU	ODTÜ	Prof.Dr. Bülent SANKUR	Boğaziçi Üniversitesi
Dr. Hakan ERDOĞMUŞ	IEEE	Tarkan TEKCAN	Vestel
Prof.Dr. Muammer ERMİŞ	ODTÜ	Dr. Erkan TEKMAN	Tübitak UEKAE
Prof.Dr. Osman EROĞUL	GATA	Prof.Dr. Belgin TÜRKAY	İTÜ
Prof.Dr. H. Bülent ERTAN	ODTÜ	Ahmet Tark UZUNKAYA	Entes AŞ
Doç.Dr. H. Özcan GÜLÇÜR	Boğaziçi Üniversitesi	Prof.Dr. Yekta ÜLGEN	Boğaziçi
Prof.Dr. Yusuf Ziya İDER	Bilkent Üniversitesi	Davut YURTTAŞ	Inform AŞ
Prof.Dr. Yorgo İSTEFANAPULOS	İşık Üniversitesi		

## İÇERİK/CONTENTS

### Önsöz

*Prof. Dr. H. Bülent Ertan*

### Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Benzetim Çalışmasının Gerçekleştirilmesi ..... 1

*Analysis and Realization of Simulation Study on Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor*

*Selin Özçira, Nur Bekiroğlu, İbrahim Şenol, Engin Ayçiçek*

### Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorların Doğrudan Sürümlü Beyaz Eşya Uygulamalarında Kullanımı ..... 7

*Permanent Magnet Synchronous Motors Used in Direct-Drive*

*Metin Aydın, Oğuzhan Ocak, Günsu Çırpanlı Albaş*

### Eş Zamanlı Arıza Teşhisi İçin FPGA Tabanlı Akıllı Durum İzleme Yönetmelerinin Geliştirilmesi..... 13

*Development of FPGA Based Intelligent Condition Monitoring Methods for Synchronously Fault Diagnosis*

*İlhan Aydın, Mehmet Karaköse, Erhan Akın*

### Kafesli Asenkron Motorlarda Maliyet Kısıtı Altında Rotor Çubuklarının Analizi..... 23

*The Analysis of The Squirrel Cage Induction Motor Rotor Bars Under the Cost Constraint*

*Sinan Şal, Murat İmeryüz, Lale T. Ergene*

### Asimetrik Çok Seviyeli Eviricilerin İncelenmesi ..... 29

*A Review on Asymmetric Multi-Level Inverters*

*İlhami Çolak, Ersan Kabalcı, Gökhan Keven*

### Asenkron Motorlarda Oluk Sayısının Gövde Dışına Takılan Bir Bobinle Belirlenmesi..... 37

*Determination of Number of Rotor Slots of an Induction Machine Using an External Search Coil*

*Ozan Keysan, H. Bülent Ertan*

### Motor Akım İmza Analizinde Park Dönüşümüyle Temel Harmonik Bastırımı ..... 45

*Fundamental Harmonic Suppression in MCSA by Park Transformation*

*Ferzan Güran, Levent Eren*

### 200 Amper, Yüksek Frekans Anahtarlama DA Kaynak Makinesinin Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi ..... 51

*Design and Implementation of a 200 Ampere High Frequency Switching DC Welding Machine*

*Arzu Koparan, M. Timur Aydemir, Oğuz Şimşek*

## ÖNSÖZ

EMO Bilimsel dergi 3. Sayısı özel bir sayı olarak çıkıyor ve Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği alanında makalelerden oluşuyor. Bu sayının Türkiye'nin mühendislik tarihinde önemli olduğunu düşünüyorum. Bilmediğim kadarı ile bu sayı öncesinde hakem denetiminden geçmiş belli bir alanda toplanmış, Türkçe bilimsel makalelerden oluşan bir dergi yayımı yapılmamıştır. Bu düşünce ile bir ufuk turu yapmayı düşündüm. Neden bu kadar geç kaldık acaba? Mühendislikte nerelerdeyiz?

Osmanlı İmparatorluğu'nun endüstriyel devrimi kaçırdığı bir gerçek. Kayıtlar, Türkiye Cumhuriyeti kurulduğunda, el sanatları düzeyinde bir sanayiden bahsediyor. 1923 yılında İstanbul, İzmir ve Adana'da "enkaz" durumunda bir kaç dokuma fabrikası ve İstanbul'da harap durumda bir kaç askeri fabrikadan başka bir sanayimiz yok. İğneden ipliğe ne gerekiyorsa dışardan geldiğini çocukluğumuzda duyardık. Zaten "yerli malı" haftasında da bir parça bez, biraz kuru üzüm, incir dışında okula götürecektir pek bir şey bulamazdık.

Osmanlı eğitim sisteminde 16. Yüzyıldan sonra, beşeri bilimler nerede ise hiç yer almıyor. Avrupa'daki buluşlar, teknik gelişmeler imparatorluğun giderek dışa bağımlılığının artmasına, endüstriyel üretim karşısında el ile üretim yapan zanaatkarların rekabet edememesi ve askeri alanda üstünlüğün kaybedilmesi sonucunu beraberinde getirmiştir. 19. Yüzyılda başlanan reform çalışmaları ise ardı arkası kesilmeyen savaşların içinde çok yaygınlık kazanamamıştır.

Çeşme'de Osmanlı donanmasının Ruslar tarafından yok edilmesi, 1773 yılında çağdaş anlamda ilk mühendislik okulu olan Mühendishane-i Bahr-i Hümayun'un kurulmasına yol açmıştır. Bu okulu 1795 yılında Mühendishane-i Berr-i Hümayun takip etmiştir. Her iki okul da askeri personel yetiştirme amaçlıdır. 1883 yılında sivil mühendis ihtiyacını karşılamak üzere Mühendishane-i Berri Hümayun, Hendese-i Mülkiye mektebine dönüştürülmüştür. Bu okullardan mezun olanların sayısının çok az olduğu ve 1909 yılına kadar 239 mühendis mezun olduğu anlaşılıyor. 1909 yılında Mühendis Mektebi Ali'si adını alan bu eğitim kurumu, 1928 yılına kadar 237 mezun daha vermiştir. Bu rakamlar teknik açıdan ne durumda olduğumuzu çarpıcı bir şekilde ortaya koyuyor.

Mühendislik eğitiminden bahsederken 1863 yılında kurulan ve özel bir okul olan "Robert Collage"dan da bahsetmek gerekir. Bu kuruluş 1912 yılında inşaat, makina ve elektrik mühendisliği lisansı verecek şekilde yapılmıştı. Türkiye'nin ilk elektrik mühendisi 1925 yılında bu okuldan mezun olmuştur. 1973 yılına kadar bu okuldan sadece 314 elektrik mühendisi mezun olduğu kaydedilmektedir.

Şimdi bu yetersiz görünen sayıları bir çerçeveye oturtabilmek için yurtdışında neler olup bittiğine bakalım. İngiltere'de elektrik mühendisliği alanındaki ilk sivil örgütlenme, Society of Telegraph Engineers (STE) adı ile 17 Mayıs 1871 yılında kurulmuştur. Kuruluş sırasında kayıtlı üye sayısı 110'dur. Bu sayı Türkiye'de ilk elektrik mühendisi mezun olduğunda 6.589'u aşmıştır.

STE 1878-1880 arasında "Journal of STE" adında bir dergi de çıkartmıştır. 1880 yılında Society of Telegraph Engineers and of Electricians adını alan kuruluş 1887 yılında ise Institution of Electrical Engineers adını almıştır. Hatırlayalım, Türkiye Elektrik Mühendisleri Odası'nın kurulmasına daha nerede ise 60 yıl var, ilk elektrik mühendisi ise 40 yıl sonra mezun olacak. Bugün IET (Institution of Engineering and Technology) adını taşıyan bu kuruluşun halen bilimsel ağırlıklı 22 dergisi yayımlanıyor.

Amerika'ya baktığımızda American Enstitute of Electrical Engineers adlı kuruluşun 1884 yılında oluştuğunu görüyoruz. 1965 yılında Institute of Electrical and Electronics Engineers adını alan bu kuruluşun o tarihte 140.000'i ABD'de olmak üzere 150.000 üyesi olduğunu görüyoruz. Bugün bu sayı yarısı ABD'de olmak üzere 400.000 üyeye ulaşmıştır. IEEE şu anda 38 uzmanlık alanından kaynaklanan çoğu bilimsel ağırlıklı 148 dergi yayımlamaktadır.

Şimdi Türkiye'ye geri dönelim. 1932 yılına gelindiğinde Türkiye'de mühendis sayısının 300 civarında olduğu kaynaklarda geçiyor. Bu grubun içinde önemli sayıda Macar teknik eleman olduğu not ediliyor.

Çocukluk yıllarımda bir anımı anlatayım. 1950-1960'lı yıllarda illerimizin çoğunda elektrik enerjisi jeneratörlerle üretilmekte idi. Elektrik enerjisi belediyelere bağlı birimlerde üretiliyordu. 60'lı yılların başında, babam Samsun Elektrik İşleri Müdürlüğü'nü yürütmekte idi. İdarenin yeni temin ettiği kömür ile çalışan buhar makinesi, sanırım 700 kW civarında bir jeneratörü sürmekte idi. Bu jeneratör bir türlü anma gücünü vermiyor, elektrik kesintileri sürüyor, babam da uykusuz geceler geçiriyordu. Problemin çözülmesi için bir mühendis bulunması haftalar aldı. Sonuçta meselenin buhar makinesi gücünün yetersiz olmasında kaynaklandığı anlaşılmıştı.

Muhakkak ki ülkedeki mühendis sayısının yetersizliğinden devrin hükümetleri de bilgi sahibi idi. 1955 yılından sonra bir dizi yeni üniversite ve bunların bünyesinde elektrik mühendisliği derecesi veren kuruluşlar bir biri ardına açılmıştır.

Elektrik Mühendisleri Odası'nın kuruluşu da bu yıllara rastlar. Kuruluş 26 Aralık 1954 tarihinde, 672 üye ile dünyaya gelmiştir. 1960 yılına gelindiğinde üye sayısı 1206'ya ulaşmıştır. Üye sayısı 1982 yılına gelindiğinde 11.163'e ulaşmıştır. O yıllarda üniversitelerin elektrik mühendisliği bölümlerine her yıl 700 kadar öğrenci kayıt olmakta idi. Kaynaklara göre 1983-2005 yılları arasında üniversitelerimizden 44.544 elektrik mühendisi mezun olmuştur. Bunların 23.549'u EMO'ya kayıtlıdır. 2005 yılında EMO'nun toplam üye sayısı 35.004'tür. 2012 itibari ile odaya kayıtlı mühendis sayısının 50.135 olduğunu tesbit ediyoruz. Üye olma oranının 1983-2005 arasındaki gibi kaldığını düşünürsek, Türkiye'de toplam elektrik mühendisi sayısının 86.000 civarına ulaştığı söylenebilir.

2010 yılı itibari ile; Türkiye'de 98'i devlet 77'si özel 175 üniversitede, her sene EMO'nun alanına giren programlara, 11.617 yeni kayıt yapıldığı ve 6.543 mezun verildiği bilinmektedir.

Bu sayılara bakınca insan kendini “nerelerden nerelere gelmişiz” demekten alamıyor. Ancak sayılar başka şeyler de söylüyor.

- Birincisi Türkiye'de yaklaşık 9.000 kişilik nüfusa 1 mühendis düşer hale gelinmiştir. ABD de IEEE kayıtlarına bakılırsa bu oran kabaca 15.000 kişiye 1 mühendis şeklindedir (IEEE'ye kayıtlı olmayan mühendis sayısına erişemedim). IET kayıtlarına göre Birleşik Krallık'ta bu oranın yaklaşık 8.000 kişiye 1 mühendis olduğunu görüyoruz.
- İkincisi bu kadar yüksek mühendis sayısına karşın yapılabilen bilimsel yayımların sayısının Türkiye'de bir bilimsel dergiyi yaşatmaya ancak yettiğini gözluyoruz. Bu yayımların çok azının sanayiden geldiği de izlenmektedir.
- Mühendislerimizin 30.000'i aşkını 2005 yılından sonra mezun olmuştur, aktif mühendis sayısını dikkate alırsak, bu meslek grubunun yarısının çok genç ve tecrübesiz olduğu sonucuna varabiliriz.
- Elektrik mühendisi sayısının yılda 6.000'i aşkın artacağını ve zaten sanayileşmiş ülkelerdeki 10.000 nüfusa düşen mühendis sayısına ulaştığımızı dikkate alırsak, kısa zamanda önemli sayıda mühendisin işsiz kalacağını söylemek kehanet olmayacaktır. Bu durumun ilgililerce şimdiden düşünülmesi ve gereken önlemleri alınması gerektiği çok açıktır.

IET ve IEEE kurulurken ABD ve Birleşik Krallık dünya endüstriyel üretiminin %40'ından fazlasını yapmakta idi. Bilimsel dergilerde yapılan yayımlar endüstrinin problemlerini çözmekte yardımcı olmakta, bu ülkelerin teknolojik üstünlüğünü korumaya hizmet etmekte idi. Türkiye'de ise endüstrinin araştırma ve geliştirmeye ilgisi mevcut teşviklerin de kısıtlı kalması ve insan kaynağının düzeyi nedeni ile ihtiyaçlarını araştırma ile çözmekten çok uzaktır. Özetle, sayılar açısından hatırı sayılır bir noktaya gelmiş olsak da henüz araştırma alanında çiraklık dönemini yaşadığımızı söylemek yanlış olmaz. Türkiye'nin her konuda olduğu gibi, bu alanda da gidilecek yolun uzunca olduğu anlaşılıyor.

Umarım, elektrik mühendisliği alanında bilimsel dergi yayınlamaya batıdan 130 yıl sonra başlamamızın nedenlerine bu ufuk turu bir parça ışık tutabilmiştir.

Türkiye’de ilk bilimsel dergi olarak TÜBİTAK’ın 1976 tek sayı olarak yayınladığı Doğa Bilim Dergisi’nden bahsedilebilir. İngilizce yayımlanan bu dergi, 1994 yılına kadar tüm doğa bilimlerini kapsamakta idi. 1991’de başlatılan EMO ile TÜBİTAK işbirliği görüşmeleri 1993 yılında “ELEKTRİK” adını taşıyan, İngilizce yayımlanan hakemli bir bilimsel derginin çıkartılması ile meyvesini vermiştir. Ancak, bu işbirliği uzun sürmemiştir. Derginin birlikte sürdürülen yayın hayatı 3. sayısı ile sona ermiştir. TÜBİTAK dergiyi tek başına çıkarmaya devam etmiştir.

Bu gün TÜBİTAK’ın yayınladığı dergi sayısı 12’ye ulaşmıştır. Bu dergilerden elektrik mühendisliği alanında olanı 2008 yılından itibaren “Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences” adı ile okuyucuları ile buluşmaktadır. TÜBİTAK bilimsel dergileri 2009 yılından itibaren Sciences Citation Index tarafından da taranmaktadır.

EMO 1956 yılından itibaren, Elektrik Mühendisliği adında bir dergi çıkarmıştır. Bu dergide teknik konularda bilgilendirici yazılar da yayımlanmıştır. Bilimsel bir dergi olma iddiası yoktur. Üniversitelerce yayımlanan ve genellikle mühendisliğin her alanındaki çalışmaların yayımlandığı dergileri bir tarafa bırakırsak, Elektrik Mühendisliği alanında bilimsel ve Türkçe yayımlanan bir dergi için 2011 yılının, 1 Haziran’ının beklenmesi gerekmiştir.

EMO bilimsel derginin hedeflerinin çok doğru konulduğu düşüncesindeyim (1. Sayıya bakınız). Umalım ki bu derginin yayınları sanayimize, kimlerle, hangi problemleri çözebileceği konusunda da ışık tutar, ARGE faaliyetlerinin yayılmasında bir katalizör görevi yapar.

2010 yılında EMO’nun ODTÜ’de düzenlediği 13. Ulusal Kongre’de, Türkiye’nin 20 kadar üniversitesinden bilim adamları ile toplanarak, Elektrik Makinaları ve Güç Elektronikliği alanında çalışan mühendisleri nasıl bir araya getirebileceğimizi, amacın ne olması gerektiğini ve nasıl bir yol izleyebileceğimizi tartışmıştık. Bu nedenle EMO Bilimsel Dergi’nin yayım hayatına başlamasını bu fikri de hayata geçirebilmek için iyi bir fırsat olarak gördüm. Derginin baş editörü Prof. Serbest’e bir özel sayı çıkartabileceğimizi bahsettiğimde memnuniyetle karşıladı. Verdiği destek için kendisine teşekkürlerimi sunuyorum. Derginin bu özel sayısında 8 makale var. Umarım meslektaşlarımız makalelerin teknik düzeyini iyi ve içeriklerini yararlı bulurlar. Bu sayının oluşumuna makaleleri ile destek veren meslektaşlarıma ve makaleleri değerlendiren hakemlerimize de çok teşekkür borçluyuz.

Bu çalışmada EMO’daki makale değerlendirme sistemini de kullanma fırsatını buldum. Ufak kusurları da olsa iyi bir başlangıç yapıldığını gözlemledim. Katkıda bulunanları hepimiz adına tebrik ediyorum. Bu çalışmada Sayın Emre Metin her soruna çözüm bularak ve çözülmesine emek vererek inanılmaz destek verdi. Ona da burada teşekkürlerimi sunmak isterim.

**NOT:** Bu yazıda verilen bilgilerin hazırlanmasında Sayın E. O. Örucü’nün Elektrik Mühendisliği Dergisi’nin Aralık 2004 tarihli sayısındaki “Türkiye’de Elektrik, Elektronik, Bilgisayar Mühendislikleri Eğitiminin Tarihiçesi” başlıklı makalesinden yararlandım. IET kendilerinden istediğim bilgileri hiç tereddütsüz sağladı. Diğer bilgiler internet üzerinde bulunan çeşitli makalelerden sağlanmıştır.

*Prof. Dr. H. Bülent Ertan*

## Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Benzetim Çalışmasının Gerçekleştirilmesi

### Analysis and Realization of Simulation Study on Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor

Selin Özçira, Nur Bekiroğlu, İbrahim Şenol, Engin Ayçiçek

Elektrik Mühendisliği Bölümü  
Yıldız Teknik Üniversitesi

sozcira@yildiz.edu.tr

nbekir@yildiz.edu.tr

senol@yildiz.edu.tr

eaycicek@yildiz.edu.tr

#### Özet

Son yıllarda sürekli mıknatıslı senkron motorlar yüksek güç yoğunluğu, moment ve verim gibi avantajlarından dolayı yaygın olarak kullanılmaktadır. Sürekli mıknatıslı senkron motorun (SMSM) rotoruna yerleştirilmiş sürekli mıknatıslar sabit alan akısı ürettiklerinden, rotor akımının değişimi klasik tip senkron motorlarda olduğu gibi kolaylıkla kontrol edilemez. Bu amaçla vektör kontrolü ve vektör kontrolünde moment kontrolünü kolaylaştıran doğrudan moment kontrolü yöntemleri SMSM'nin kontrolünde yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Bu çalışmada sürekli mıknatıslı senkron motorun doğrudan moment kontrolü (DTC) incelenmiş ve referans eksen dönüşümleri kullanılarak MATLAB™ tabanlı bir benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. DTC ile motor ve yük parametrelerinin değişimlerinden etkilenmeden, motorun moment ile akısını etkin bir şekilde ve istenen yörengede doğrudan kontrol etmek mümkün olduğu görülmüştür.

#### Abstract

In recent years, permanent magnet synchronous motors (PMSM) are widely used because of their advantages such as high power density, high torque and high efficiency. Due to the fact that the permanent magnets which are placed in a permanent magnet synchronous motor's rotor produce fixed field, the change of rotor current can not be easily controlled as in the classical synchronous motors. Therefore, vector control and direct torque control which simplifies the torque in the theory of vector control have been commonly used for control of PMSM. In this study, direct torque control (DTC) of the permanent magnet synchronous motor is analyzed and MATLAB™ based simulation work is carried out by using the reference frame transformations. It is observed that DTC is feasible to control torque and flux without effects of the motor parameter and load variations.

#### 1. Giriş

Günümüzde teknolojinin her alanında olduğu gibi endüstriyel tahrik sistemlerinde de hızlı bir gelişim süreci başlamıştır. Güç elektroniği anahtarlama elemanlarında anahtarlama hızlarının artmış olması, yüksek anahtarlama frekansı isteyen denetim tekniklerinin kullanılmasını ve yüksek performanslı tahrik sistemlerinin uygulanabilirliğini mümkün kılmıştır. Ayrıca

mikroişlemci mimarilerinin geliştirilmesi ile karmaşık kontrol algoritmalarının uygulanabilmesi mümkün olmuştur. Ancak asenkron motorların veriminin kayma ile değişmesi, reaktif akıma ihtiyaç göstermesi ve özellikle robotik gibi üstün performanslı uygulamalarda gerek duyulacak olan yüksek moment/ağırlık oranına sahip olmayışı nedeniyle, alternatif çözüm arayışları başlamıştır. Bu nedenle yüksek performanslı uygulamalar için özellikle sürekli mıknatıslı senkron motorların yüksek güç yoğunluğu, moment ve verim gibi avantajlarından dolayı sistem modellemesi ve denetimi uygulamaları için farklı algoritma geliştirme çalışmaları sürekli mıknatıslı senkron motorlar üzerine yoğunlaşmıştır. Sürekli mıknatıslı senkron motorlarda uyarma akısını sağlamak amacıyla rotorda sargı yerine sürekli mıknatısların kullanılması ile fırça ve kolektörden kaynaklanan dezavantajlar da giderilmiş olur. Bunun yanı sıra, uyarma kayıpları ortadan kalktığı için termik sınırlar genişlemekte ve aynı hacimli bir makineden daha büyük güçler alınabilmektedir. Rotorda  $Sm_2Co_{17}$  veya Nd-Fe-B gibi yüksek enerjili sürekli mıknatıs kullanılması, hava aralığı indüksiyonunu sargılı makinelerden daha yüksek değerlerde tutar ve rotor sargılarında meydana gelen bakır kayıplarını ortadan kaldırarak verimin aynı güçteki asenkron motordan daha yüksek olmasını sağlar. Ayrıca motor boyutları da oldukça küçülür. Ancak SMSM içerisindeki sürekli mıknatıslar sabit alan akısı ürettiklerinden, rotor akımının değişimi klasik tip senkron motorlarda olduğu gibi kolaylıkla kontrol edilemez. Bu nedenle SMSM'nin kontrolü ile ilgili çalışmalar vektör kontrolü üzerine yoğunlaşmıştır. Bu çalışmada da vektör kontrolünde moment kontrolünü kolaylaştıran doğrudan moment kontrolü yöntemi incelenmiş ve MATLAB™ yazılımı kullanılarak benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Sürekli mıknatıslı senkron motorun doğrudan moment kontrolü için zaman içerisinde bir çok farklı akademik çalışma literatüre sunulmuştur. Bu çalışmalardan bazıları aşağıda verilmiştir.

1985 yılında Almanya'da Depenbrock [1] ve 1986 yılında Japonya'da Takahashi ve Noguchi [2] tarafından geliştirilen doğrudan moment kontrolü ilk olarak asenkron makineler için uygulanmış, ancak 1997 ve 1999'da Zhong ve arkadaşları sürekli mıknatıslı senkron motor için doğrudan moment kontrolü üzerine ilk akademik çalışmalardan birini gerçekleştirmişlerdir [3-4]. Rahman ve arkadaşları d ve q

gerilimlerinin bulunması için belirli katsayılarla dayanan bir yöntem kullanarak doğrudan moment kontrolünü gerçekleştirmişlerdir [5]. Luukko ve arkadaşları doğrudan moment kontrolünde vektör seçme algoritmasına sıfır vektörlerini ilave ederek anahtarlama tablosunu geliştirmiştir [6]. Vaez Zadeh ve arkadaşları deneysel bir vektör kontrollü denetleyici üzerinde TMS320C31 DSP kullanarak sabit moment kontrolünü gerçekleştirmiştir. DSP teknolojisinin motorun dinamik davranışını karşılayamamış olmasından dolayı bu çalışmada momentin istenilen değerlerde ve istenilen sürede cevap vermesi mümkün olmamıştır [7]. Dariusz ve arkadaşları uzay vektör modülasyonunu DSP vasıtasıyla uygulayarak doğrudan moment kontrolünü gerçekleştirmişlerdir [8]. Balazovic ve arkadaşları sürekli mıknatıslı senkron motor için moment kontrolünü ve vektör kontrolünü açıklayan bir teknik rehber yayınlamıştır [9]. Zhao ve arkadaşları çok yüksek hızlarda 20000 rpm sabit mıknatıslı senkron motorun DSP tabanlı kontrolünü gerçekleştirmişlerdir [10]. Popescu ve arkadaşları tek fazlı sabit mıknatıslı senkron motorun moment davranışını incelemişlerdir [11]. Luukko ve arkadaşları doğrudan moment kontrolü için farklı rotor ve yük açıları tayin yöntemleri sunmuşlardır. Yük açısını SMSM denklemlerinden doğrudan doğruya hesaplamışlardır. Bu hesaplamalarda tanjant fonksiyonundan faydalanmışlardır. DSP vasıtası ile tetikledikleri inverter ve motor test düzeneğinden alınan sonuçlara bakıldığında rotor açısı değişimi tahmininin osilasyonlu olduğu görülmektedir. Gerçek rotor açısı ile tahmin edilen değer arasında, osilasyonun yaşandığı periyot aralıklarında hata artışı olmuştur. Bu hatayı kompanze edebilmek için PID katsayılarının çok yüksek tutulması gerekliliği ortaya çıkmaktadır [12]. Noriega ve arkadaşları DTC için bulanık mantık kontrolcüsü tasarlamışlardır. Bulanık mantık üyelik fonksiyonları için moment hatasını ve stator akımını kullanmışlardır. Benzetim çalışmalarının yanı sıra deney çalışmalarını Platform III adındaki bir AC motor sürme düzeneğinden faydalanarak bu sürücünün yazılımına bulanık mantık fonksiyonlarını eklemişlerdir. Hem benzetim sonuçlarından hem de deneysel sonuçlardan alınan grafiklere bakıldığında stator akımının dalga formunda olmadığı ve bir sonrası belirsiz ve rastlantısal şekillerde çıktığı gözlemlenmiştir. PI kontrollü histerisiz DTC metoduna göre akımda çok fazla bozulma meydana gelmiştir [13]. Wang ve arkadaşları DTC için uzay vektör modülasyonunda referans akı vektörü hesabını geliştirmişlerdir. Bunun için gerilimin periyoda bağlı trigonometrik fonksiyonunu çıkartmışlar ve düzlem dönüşümlerinde faydalanarak akımın açılal frekansına bağlı olarak sıfır vektörlerinin kullanım periyotlarını hesaplamışlardır. Ancak bu çok karmaşık kontrol yapısı benzetim olarak yapılmış ve deneysel anlamda gerçekleştirilmemiştir. Benzetim sonuçlarına bakıldığında moment grafiğinde gerçek değerle hesaplanan değer arasında uzun gecikme aralıklarının olduğu gözlemlenmiştir [14]. Swierczynski ve arkadaşları uzay vektör modülasyonu yöntemiyle sürülen bir inverter kullanarak DTC metodunu toplu taşıma araçlarında kullanılan yüksek güçlü bir SMSM üzerine uygulamışlardır. Bu çalışmada yapılan MATLAB™ benzetim çalışmasının doğrudan uygulanabileceği platform olan DSPACE 1103 kontrol ünitesi kullanılmıştır [15]. Guo ve arkadaşları doğrudan moment kontrolünde uzay vektör modülasyonunu deniz araçlarında kullanılmak üzere bir matris dönüşürücü üzerine uygulamışlardır. Çift uzay modülasyonu tekniğinin kullanıldığı bu çalışmada matris dönüşürücü için sinyaller DSP tarafından üretilmiştir. Ancak matris dönüşürücünün çektiği akım incelendiğinde toplam

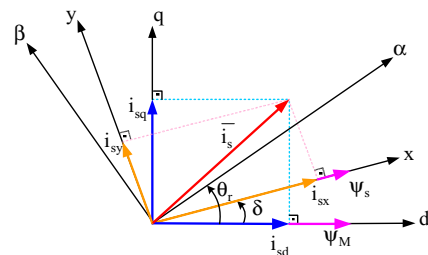
harmonik bozulmasının çok yüksek olduğu gözlemlenmiştir [16]. Geyer ve arkadaşları anahtarlama frekansını ve buna bağlı olarak kayıpları azaltan bir model ön görülebilir kontrol algoritması uygulayarak SMSM'nin doğrudan moment kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Bu sayede anahtarlama kayıpları 50%, THD 25% oranında azaltmışlardır [17]. Özcira ve arkadaşları DTC gözlemleyicisiz ve sensörsüz hız kontrolü simülasyonunu sürekli mıknatıslı senkron motor için gerçekleştirmişlerdir [18]. Bossoufi ve arkadaşları ve sürekli mıknatıslı senkron motor için FPGA temelli bir uygulama gerçekleştirmişlerdir. Ancak bu uygulamada FPGA için 50Mhz sistem frekansında çalışmışlar bu nedenle yüksek anahtarlama frekanslarına ulaşamamışlardır [19].

## 2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Doğrudan Moment Kontrolü

Doğrudan moment kontrolünün temel prensibi stator manyetik akısı ve momentin referans ve gerçek değerlerine arasındaki farka bağlı olarak uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesidir. Sürekli mıknatıslı senkron motorda, mıknatıslı manyetik akısı sabit olduğundan moment kontrolünde, darbe genişlik modülasyonu (PWM) karşılaştırıcısı ile oluşturulan akım kontrol devresinin kullanılması zorunluluğu ortadan kalkar. Bu nedenle sürekli mıknatıslı senkron motorlarda doğrudan moment kontrolü, PWM akım kontrolü yardımıyla yapılan moment kontrolüne göre daha az parametre bağımlılığı ve hızlı moment cevabı gibi avantajlar sağlar. Sürücü sistemleri gibi karmaşık yapılarda kullanılan kontrol yönteminden bağımsız olarak, kontrol değişkenlerinin sayısının düşürülmesi, sistemin parametre bağımlılığının azaltılması sistemin uygulanabilirliği açısından zorunlu hale gelir. Bu nedenle elektrik makinesine ait üç fazlı denklemler iki faza indirilerek işlem yoğunluğu ortadan kaldırılabilir ve yüksek dinamik performans için akım kontrolü, rotor akı referans sisteminde gerçekleştirilir. Aşağıda bu çalışmada kullanılan doğrudan ve dolaylı vektör kontrolünde kullanılan referans sisteminde motor denklemleri ve sürekli mıknatıslı senkron motorun matematiksel modeli verilmiştir.

## 3. Rotor Referans Sisteminde Motor Denklemleri ve SMSM'nin Matematiksel Modeli

Stator manyetik akı vektörü  $\psi_s$  ve rotor manyetik akı vektörü  $\psi_M$  Şekil 1'de görüldüğü gibi rotor akı (dq), stator akı (xy) referans sistemlerinde çizilebilir. Stator ve rotor manyetik akılarının arasındaki açı  $\delta$ , yük açısıdır.  $\delta$  sabit bir yük momenti altında değişmez. Bu durumda stator akısı da, rotor akısı da senkron hızda döner. Ancak farklı yüklerde  $\delta$  değişir. Burada, stator akımının dönüş hızı ya da  $\delta$ 'deki değişiklik kontrol edilerek, momentteki artışın kontrol edilebileceği gösterilmiştir.



Şekil 1. Farklı referans sistemlerinde stator ve rotor akıları



$$\psi_{sd} = L_{sd}i_{sd} + \psi_M \quad (1)$$

$$\psi_{sq} = L_{sq}i_{sq} \quad (2)$$

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt}\psi_{sd} - \omega_r \psi_{sq} \quad (3)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt}\psi_{sq} + \omega_r \psi_{sd} \quad (4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (5)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_M i_{sq} - (L_{sq} - L_{sd}) i_{sd} i_{sq}] \quad (6)$$

Sürekli miknatıslı senkron motorların yapısal farklılıklarına göre d ve q eksenleri endüktans değerleri eşit yada farklı olabilir. Bu çalışmada benzetimi gerçekleştirilen motor, rotor içine gömülü miknatıs yapısına sahip olduğundan, d ve q eksenleri endüktans değerleri farklıdır. Denklem (6)'da verilen moment denklemi daha basit bir şekilde ifade edilebilir. Denklem (7) ile verilmiş olan ifade, Şekil 1. de gösterilmiş olan  $\delta$  yük açısı yardımıyla yapılan dönüşümü ifade etmektedir. Denklem (8)'de verilen trigonometrik ifadelerin bileşenleri (6)'da yerlerine yazıldığında denklem (9) elde edilir.

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} \quad (7)$$

F; gerilim, akım ya da manyetik akıyı temsil etmektedir [4]. Şekil 1'den;

$$\sin \delta = \frac{\psi_{sq}}{|\psi_s|} \quad (8)$$

$$\cos \delta = \frac{\psi_{sd}}{|\psi_s|}$$

olduğu bulunur. Burada ifade edilen  $|\psi_s|$ ; stator manyetik akısının genliğini gösterir. Şekil 1 yardımıyla gerekli ifadeler yerine yazılırsa;

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} p [\psi_{sd} (i_{sx} \sin \delta + i_{sy} \cos \delta) - \psi_{sq} (i_{sx} \cos \delta - i_{sy} \sin \delta)] \\ &= \frac{3}{2} p \left[ i_{sx} \frac{\psi_{sd} \psi_{sq}}{|\psi_s|} + i_{sy} \frac{\psi_{sd}^2}{|\psi_s|} - i_{sx} \frac{\psi_{sd} \psi_{sq}}{|\psi_s|} + i_{sy} \frac{\psi_{sq}^2}{|\psi_s|} \right] \end{aligned}$$

$$T_e = \frac{3}{2} p |\psi_s| i_{sy} \quad (9)$$

İfade (9)'dan stator akımının y-eksen bileşeniyle momentin doğrudan orantılı olduğu anlaşılmaktadır.

DTC'nin temel prensibi, uygun anahtarlama tablosundan doğru gerilim vektörlerini seçmektir. Bu seçim, moment ve stator manyetik akısının histerezis kontrolüne dayandırılır. Bu sayede stator manyetik akısının genlik ve hız değişimi doğru stator gerilim vektörleri seçilerek kontrol edilmiş olur. Stator manyetik akısı denklem (10) ile hesaplanır.

$$\bar{\psi}_s = \int_t^{t+\Delta t} (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (10)$$

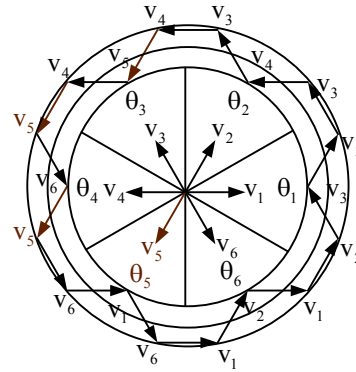
Denklem (10)'daki stator direnci ihmal edilerek, stator manyetik akısı, gerilim uzay vektörünün integrasyonu ile doğrudan belirtilebilir.

$$\bar{\psi}_s = \int \bar{u}_s dt \quad (11)$$

Ancak düşük hızlarda gerilim çok düşük olması, omik gerilim düşümünün etkili olması nedeniyle stator direncinin ihmal edilmesi düşük hızlarda integratör hatalarına neden olabilir.

Denklem (11)'den stator manyetik akısı ile gerilim uzay vektörünün aynı yöne sahip olduğu anlaşılmaktadır. Bu yüzden uygun gerilim uzay vektörlerinin seçimi ile stator manyetik akısının genlik ve yön kontrolü mümkündür.

Stator manyetik akısının genliğinin kontrolü için gerilim vektörleri seçilir. Gerilim vektör düzlemi Şekil 2'de görüldüğü gibi altı bölgeye ayrılmıştır. Her bir bölgede en düşük anahtarlama frekansını veren iki komşu gerilim vektörü, verilen sıraya göre  $\psi_s$ 'in genliğini arttırmak ya da azaltmak için seçilir.



Şekil 2. Uzay vektör modülasyonunda vektörler

Burada, stator manyetik akısı 1 bölgesi içinde saat dönüş yönünün tersine hareket ettiğinde, gerilim uzay vektörü  $v_2$  stator manyetik akı genliğini arttırmak için ya da gerilim uzay vektörü  $v_3$ , genliği azaltmak için seçilmektedir. Stator manyetik akısı saat dönüş yönünde hareket ettiği zaman, hala 1 bölgesinin içinde ise, o zaman  $v_6$  genliği arttırmak,  $v_5$  ise; genliği azaltmak için seçilecektir [18].

Çizelge 1. Anahtarlama vektörleri

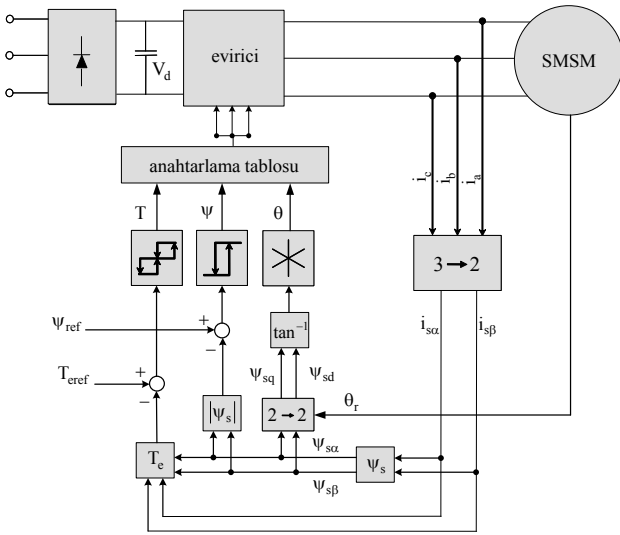
$\psi$	$t_e$	$\theta$					
		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
1	1	V <sub>2</sub> (110)	V <sub>3</sub> (100)	V <sub>4</sub> (101)	V <sub>5</sub> (001)	V <sub>6</sub> (011)	V <sub>1</sub> (010)
	0	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>0</sub> (000)
	-1	V <sub>6</sub> (101)	V <sub>1</sub> (001)	V <sub>2</sub> (011)	V <sub>3</sub> (010)	V <sub>4</sub> (110)	V <sub>5</sub> (100)
0	1	V <sub>3</sub> (010)	V <sub>4</sub> (110)	V <sub>5</sub> (100)	V <sub>6</sub> (101)	V <sub>1</sub> (001)	V <sub>2</sub> (011)
	0	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)
	-1	V <sub>5</sub> (001)	V <sub>6</sub> (011)	V <sub>1</sub> (010)	V <sub>2</sub> (110)	V <sub>3</sub> (100)	V <sub>4</sub> (101)

Bu çalışmada her anahtarlama periyodu için stator manyetik akısı değişim aralığı  $2\Delta\psi_s$  olarak alınmış. Aynı şekilde moment değişim aralığı da  $2\Delta t_e$  olarak belirlenmiştir. Çizelge 1, bir örnekleme periyodu içinde uygulanması gereken gerilim vektörlerinin sıralamasını, akı ve moment değişimlerine bağlı olarak göstermektedir. Buna göre akı histeresis denetleyicisinin çıkışı, akı değerinde artış gerekli olduğunda  $d\psi_s = 1$  düşüş gerekli olduğunda ise  $d\psi_s = 0$  olarak tanımlanmıştır. Aşağıda iki seviyeli histeresis denetleyicisine ait bağıntı verilmiştir.

$$d\psi_s = \begin{cases} 1, & |\psi_s| \leq \psi_{sref} - \Delta\psi_s \\ 0, & |\psi_s| \geq \psi_{sref} + \Delta\psi_s \end{cases} \quad (12)$$

Moment histeresis denetleyicisinin çıkışı ise momentte bir artış gerekli olduğunda  $dt_e = 1$  düşüş gerekli olduğunda ise  $dt_e = -1$ , gerçek moment değerinde bir değişim gerekmediği durumda ise  $dt_e = 0$  olarak tanımlanmıştır. Aşağıda üç seviyeli histeresis denetleyicisine ait bağıntılar verilmiştir.

$$dt_e = \begin{cases} 1, & |t_e| \leq |t_{eref}| - \Delta t_e \\ 0, & |t_{eref}| \geq |t_{eref}| \\ -1, & |t_e| \leq |t_{eref}| + \Delta t_e \\ 0, & |t_{eref}| \geq |t_{eref}| \end{cases} \quad (13)$$



Şekil 3. Benzetim çalışması gerçekleştirilen sistemin blok şeması

Benzetim çalışması gerçekleştirilen sistemin blok şeması Şekil 3'de verilmiştir. Üç fazlı büyüklükler 2 fazlı büyüklüklere indirgenerek değişken sayısı azaltılmıştır. Bu işlem şemadan da görüldüğü gibi bir kez stator akımları için denklem (14)'te verilen Clarke dönüşümü ve akı için denklem (15)'te verilen Park dönüşümü kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

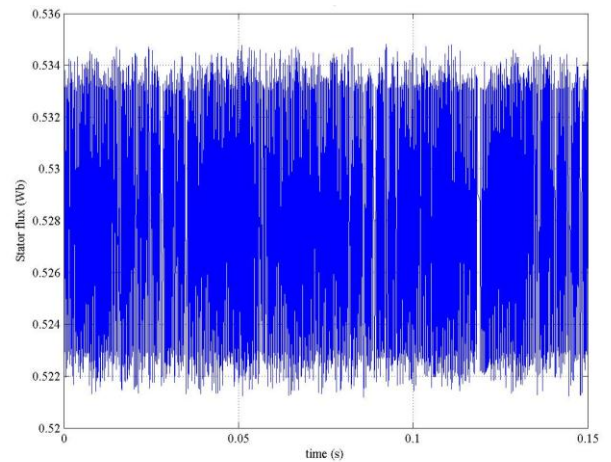
$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ 0 & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (15)$$

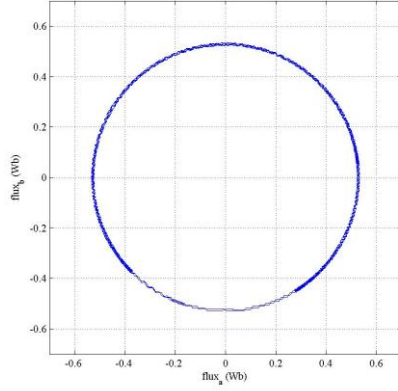
3 faz stator akımlarının dönüşümünde rotor açısının kullanılmasından kaçınılarak sabit düzleme dönüşüm gerçekleştirilmiş ve açı bilgisinin kullanılması sırasında oluşabilecek hatalardan sakınılmıştır. Ancak Çizelge 1'den görüldüğü gibi stator akı vektörünün bölgesinin bilinmesi gerekliliği nedeniyle stator akısı vektörünün açısının bilinmesi gerekmektedir. Bu nedenle rotor açısı kullanılarak Park dönüşümü gerçekleştirilmiştir.

#### 4. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Doğrudan Moment Kontrolüne Ait Benzetim Çalışması Sonuçları

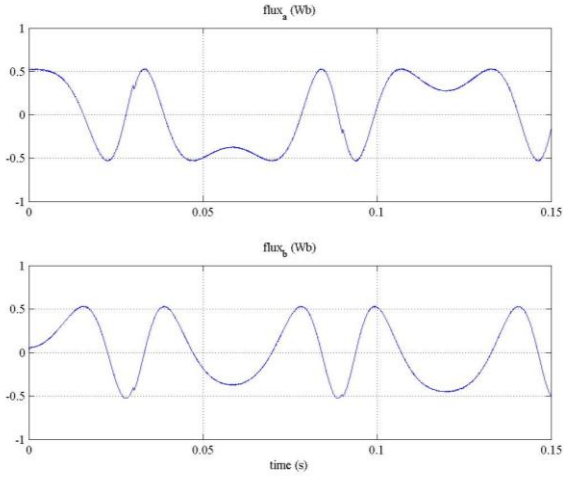
Benzetim çalışmasından elde edilen sonuçlar örnekleme zamanı  $100\mu s$  için aşağıda gösterilmiştir. Akı referansı  $0.533\text{Wb}$  olarak uygulanmıştır. Bunun dışında moment referansı olarak;  $t=0.03s$ 'de  $2\text{Nm}$ 'den  $-2\text{Nm}$ 'ye ve  $t=0.09s$ 'de ise  $-3\text{Nm}$ 'den  $3\text{Nm}$ 'ye değişim basamağı uygulanmıştır. Benzetimi yapılan motor Siemens marka rotorunda ferrit mıknatıslar bulunan,  $1.5\text{ kW}$ , 4 kutuplu,  $50\text{ Hz}$ ,  $380\text{V}$  nominal gerilim ve  $3.2\text{A}$  nominal akım etiket değerlerine sahip sürekli mıknatıslı senkron motordur. Şekil 4'te görüldüğü gibi stator akısı cevabı yaklaşık olarak  $0.534$  ile  $0.522\text{ Wb}$  arasında değişmektedir. Akı referans değeri  $0.533\text{Wb}$  bu aralık içinde bulunmaktadır. Şekil 5'te stator manyetik akı vektörlerinin vektör yörüngesini düzgün bir biçimde takip ettiği görülmektedir. Şekil 6'da verilen akı bileşenlerinin birbiriyle uyumlu olduğu görülmektedir. Şekil 7 de eksen dönüşümü kullanılarak  $i_{d,q}$  ve  $V_{d,q}$  grafikleri elde edilmiştir. Buna göre  $q$  bileşenin elektromanyetik moment üretimine katkısı olmadığı ve moment bileşeninin  $d$  eksen akımı olduğu görülmektedir. Şekil 8'de ise eksen dönüşümü kullanılarak  $V_{d,q}$  grafikleri elde edilmiştir. Şekil 9 ve 10'dan görüldüğü üzere moment referansı moment cevabına oldukça yakındır. Şekil 11'de ise moment değişimleri sırasında hızda meydana gelen değişim grafiği verilmiştir.



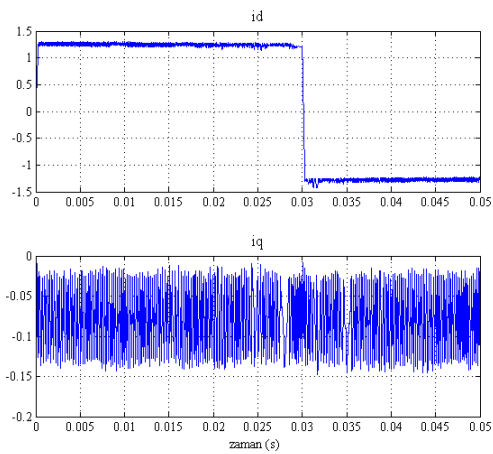
Şekil 4. Stator manyetik akısı benzetim cevabı



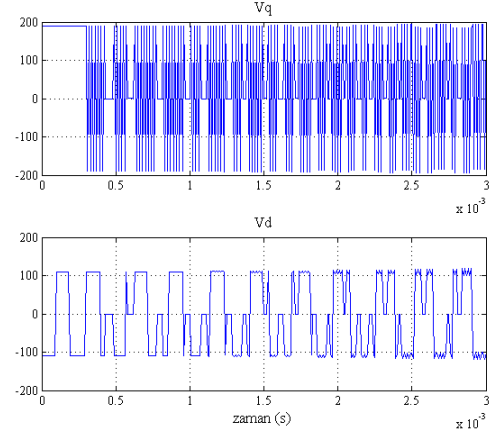
Şekil 5. Stator akı yörüngesi



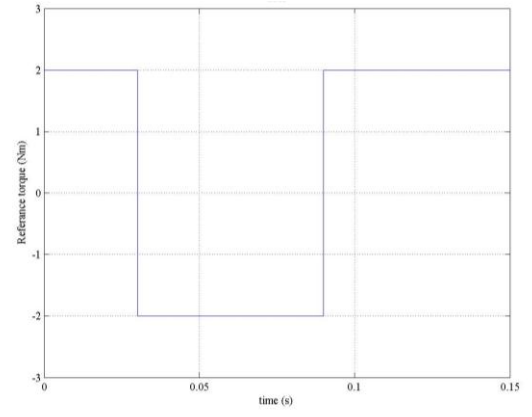
Şekil 6. Stator manyetik akı vektörleri  $\psi_{s\alpha}$  ve  $\psi_{s\beta}$  benzetim cevapları



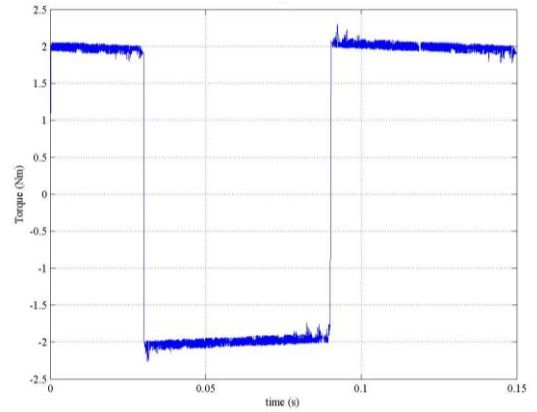
Şekil 7.  $i_d$  ve  $i_q$  akımlarının değişimi



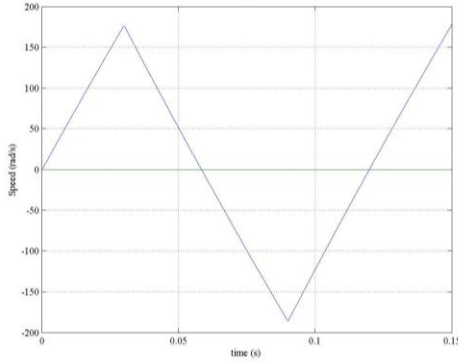
Şekil 8.  $V_d$  ve  $V_q$  akımlarının değişimi



Şekil 9. Referans moment



Şekil 10. Gerçek moment benzetim cevabı



Şekil 11. Hız benzetim cevabı

## 5. Sonuçlar

Bu çalışmada sürekli mıknatıslı senkron motorlarda doğrudan moment kontrolü incelenmiş ve bir benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen benzetim çalışmasında belirli stator akı ve moment referansları, hesaplanan değerler ile karşılaştırılarak hatalar, histerezis karşılaştırıcılarına verilmiş, akı ve moment karşılaştırıcısının çıkışları, stator akısı uzay vektörünün konumu ile uygun gerilim vektörünün seçilmesinde kullanılmıştır. Stator akı vektörleri sonuçları ayrı ayrı gösterilmiş, buna göre stator akı vektörlerinin, anahtarlama tablosunun gerçeklediği yörüngeyi takip ettiği gözlemlenmiştir. PID gibi kontrol döngüsü geri besleme elamanları kullanılmadan moment cevabının referans değeri sağladığı görülmüştür. DTC ile motor ve yük parametrelerinin değişimlerinden etkilenmeden, motorun moment ile akısını etkin bir şekilde ve istenen yörüngede doğrudan kontrol etmek mümkündür. Özellikle yüksek dinamik performans gerektiren uygulamalarda, hızlı moment cevabı sağlayabildiği için DTC metodu, diğer kontrol yöntemlerine göre önemli bir avantaj sahiptir.

## 6. Kaynaklar

[1] Depenbrock, M., "DTC leans on the theory of field-oriented control of induction machines and the theory of direct self-control", *Etz-Archive* BD.7, H7, pp. 211-218, 1985.  
 [2] Takahashi I., Noguchi T., "A New Quick Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.IA-22, No. 5, pp. 820-827, 1986.  
 [3] Zhong, L.; Rahman, M. F.; Hu, W. Y. & Lim, K. W., "Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.12, No.3, pp. 528-536, 1997.  
 [4] Zhong, L.; Rahman, M. F.; Hu, W. Y.; Lim, K. W. & Rahman, M. A. "A Direct Torque Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol.14, No.3 pp. 637-642, 1999.  
 [5] Rahman, M. F.; Zhong, L. & Haque, E., "Selection of Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor", *School of Electrical Engineering and Telecommunications Lect. The University of New South Wales, Sydney*, 1999.  
 [6] Luukko, J., "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machines-Analysis and Implementation", *Dissertation Lappeenranta University of Technology, Stockholm*, 2000.

[7] Vaez-Zadeh, S., "Variable Flux Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives for Constant Torque Operation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 16, No.4, pp. 527-534, 2001.  
 [8] Dariusz, S.; Martin, P. K. & Frede, B., "DSP Based Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Space Vector Modulation", *Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE*, pp. 723-727, 2002.  
 [9] Balazovic, P., "3-Phase PM Synchronous Motor Torque Vector Control. Application Note DRM018, Motorola Czech System Laboratories, 2003.  
 [10] Zhao, L.; Ham, C. H.; Wu, T. X.; Zheng L.; Sundaram, K.B.; Kapat, J. & Chow, L., "DSP-Based Super High-Speed PMSM Controller Development and Optimization", *Digital Signal Processing Workshop and the 3rd IEEE Signal Processing Education Workshop*, pp. 187-190, 2004.  
 [11] Popescu, M.; Miller, T.J.E.; McGilp, M. I.; Strappazon, G.; Trivillin, N. & Santarossa, R., "Torque Behavior of One-Phase Permanent-Magnet AC Motor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 21, No. 1, pp. 19-26, 2006.  
 [12] Luukko, J.; Niemela, M. & Pyrhonen, J., "Estimation of Rotor and Load Angle of Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Machine Drive", *IET Electronics Power Applications*, Vol.1, No. 3, pp. 209-306, 2007.  
 [13] Noriega, G.; Restrepo, J.; Guzman, V.; Gimenez, M. & Aller, J., "Direct Torque Control of PMSM using Fuzzy Logic with PWM", *Proceedings of 42nd International Universities Power Engineering Conference UPEC*, pp. 203-209, 2007.  
 [14] Wang, L. & Gao, Y., "A Novel Strategy of Direct Torque Control for PMSM Drive Reducing Ripple in Torque and Flux", *Proceedings of IEEE International Electric Machines & Drives Conference IEMDC*, pp. 403-406, 2007.  
 [15] Swierczynski, D.; P. Wojcik, P.; Kazmierkowski, M. P. & Janaszek, M., "Direct Torque Controlled PWM Inverter Fed PMSM Drive for Public Transport", *Proceedings on IEEE International Workshop on Advanced Motion Control AMC*, pp. 716-720, 2008.  
 [16] Guo, Y.; Xianbing, C. & Chen, C. L. P., "DTC-SVM-based Matrix Converter for a PMSM in a Vessel Electric Propulsion System", *Proc. of the IEEE Control and Decision Conference and Chinese Control Conference*, pp. 3397-3401, 2009.  
 [17] Geyer, T.; Beccuti, G. A.; Papafotiou, G. & Morari, M., "Model Predictive Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors", *Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ECCE Atlanta*, pp. 1-8, 2010.  
 [18] Ozcira, S.; Bekiroglu, N.; Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors in "Torque Control", Editor: Moulay Tahar Lamchich, Chapter 6, pp. 129-154, 2011.  
 [19] Bossoufi, B; Karim, M; Ionita, S; Lagrioui, A; "The Optimal Direct Torque Control of A PMSM Drive: FPGA-Based Implementation with Matlab & Simulink Simulation" *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, Vol. 28, No. 2, pp. 63-72, 2011.  
 [20] Ozcira, S., Bekiroglu, N., Aycicek E., "Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Direct Torque Control Method, Proceedings on International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM, pp. Ischia, 268-272, 2008.

# Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorların Doğrudan Sürüşlü Beyaz Eşya Uygulamalarında Kullanımı

## Permanent Magnet Synchronous Motors Used in Direct-Drive Home Appliance Applications

Metin AYDIN<sup>1,2</sup>, Oğuzhan OCAK<sup>2</sup>, Günsu Çırpanlı ALBAŞ<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Mekatronik Mühendisliği Böl.  
Kocaeli Üniversitesi, Umuttepe, Kocaeli  
[Metin.aydin@kocaeli.edu.tr](mailto:Metin.aydin@kocaeli.edu.tr)

<sup>2</sup> Ar-Ge Böl., MDS Motor Tasarım Ltd.  
KOU Teknopark, Başiskele, Kocaeli  
[oguzhan@mdsmotor.com](mailto:oguzhan@mdsmotor.com)

<sup>3</sup>Ar-Ge Merkezi  
ARÇELİK A.Ş., Tuzla, İstanbul  
[gunsu.albas@arcelik.com](mailto:gunsu.albas@arcelik.com)

### Özet

*Bu çalışmada doğrudan sürüş (DS) beyaz eşya uygulaması için kalıcı veya sürekli mıknatıslı bir motor tasarımı gerçekleştirilmiştir. Farklı oluk sayısı-kutup sayısı seçenekleri incelenmiş, uygun kombinasyon belirlenmiş, verilen tasarım kriterleri doğrultusunda motor elektromanyetik, termal ve yapısal analizleri gerçekleştirilerek motor tasarımı sonlandırılmış ve motor prototip aşamasına getirilmiştir.*

**Anahtar kelimeler:** Doğrudan Sürüş, Kalıcı Mıknatıslı Motor, PM Motor, Sonlu Elemanlar Analizi

### Abstract

*This paper talks about a permanent magnet motor design for direct-drive home appliance applications. Within the study, various slot and pole number combinations are investigated and appropriate combination is found. Motor electromagnetic design, thermal and structural analyses are all completed for given design specifications and the motor prototype work is started.*

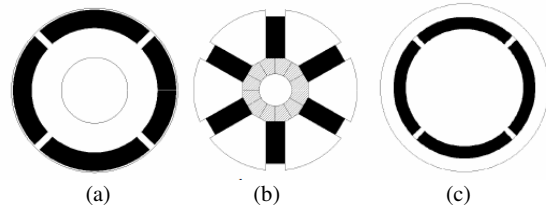
**Keywords:** Direct-Drive, Permanent Magnet Motor, PM Motor, Finite Element Analysis.

### 1. Giriş

Radyel Akılı Sürekli Mıknatıslı (RASM) motorlar günümüzde birçok uygulamada sıklıkla kullanılmaktadır. NdFeB (Neodymium Iron Boron) ve SmCo (Samarium Cobalt) mıknatısların 1980'li yılların başında keşfinin ardından Sürekli (veya Sabit) Mıknatıslı (SM) motorlar birçok uygulamada asenkron, DC ve klasik senkron motorların yerini hızla almaya başlamıştır. Bu motorlar, asenkron yada DC motorların kullanılmayacağı özel uygulamalar başta olmak üzere çok sayıda uygulamada, verimlerinin yüksek olması, hacimlerinin ve ağırlıklarının düşük olması, moment yoğunluklarının ve moment/ağırlık oranlarının fazla olması

nedeniyle tercih edilmeye başlanmıştır [1-3]. Özellikle günümüzde robotlu otomasyonlarda kullanılan servomotorlarda, savunma ve beyaz eşya sektörlerinde, elektrikli taşıtlarda, havacılık ve uzay uygulamalarında, bu tip motorlara sıkça rastlamak mümkündür. Bir uygulama için uygun sürekli mıknatıslı motoru seçerken yada tasarlarken uygulamanın moment-hız ve moment-güç gibi karakteristiği sürekli mıknatıslı motorun rotor yapısını belirleyici unsurdur. Örneğin, motorun özellikle geniş bir sabit güç bölgesinde çalışacağı uygulamalar için dâhili mıknatıslı motorlar tercih edilir. Çok yüksek hızlı uygulamalarda ise yüzeyden mıknatıslı motorlar tasarım avantajları nedeni ile daha sık kullanılmaktadır. Benzer şekilde üretim maliyeti az ve kontrolün basit olması önemli bir unsur ise yüzeyden mıknatıslı motorlar, hatta yüzük şekilli mıknatıslar iyi bir seçimdir.

Kalıcı mıknatıslı motorlar rotor yapılarına göre sınıflandırılabilirler gibi yaygın olarak besleme akımı dalga şekline göre de sınıflandırılırlar. "Fırçasız DC Motor" (Brushless DC Motor – BLDC Motor) olarak bilinen motorlar literatürde besleme akımı trapezoidal dalga şeklinde olan motorlardır. "Fırçasız AC motor" (Brushless AC Motor –



Şekil 1: Farklı sürekli mıknatıslı motor yapıları: (a) yüzey mıknatıslı, (b) dahili mıknatıslı ve (c) dış rotorlu yüzey mıknatıslı motorlar

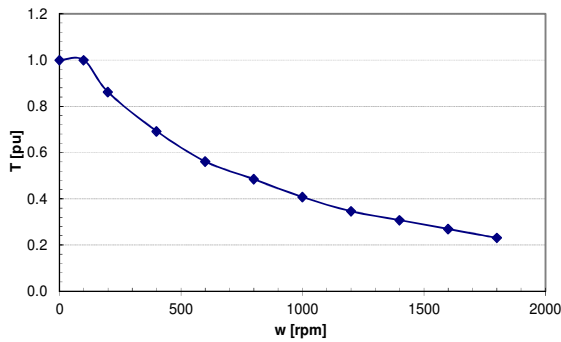
BLAC Motor)” veya “Sürekli mıknatıslı senkron motor” olarak bilinen motorlar ise literatürde besleme akımı sinüzoidal dalga şeklinde olan motorlardır. Unutulmaması gereken nokta, her iki motorun da DC veya AC bir kaynaktan beslenebilmeleri ve her iki tür motorun da fırçasız motor olmalarıdır. Şekil 1’de de gösterildiği gibi sürekli mıknatıslı motorlar rotor yapılarına göre yüzeyden mıknatıslı, gömülü mıknatıslı ve dış rotorlu yapılar olmak üzere 3 temel kısımda sınıflandırılabilirler. Bu 3 grubun dışında yer alan yüzük tip mıknatıslı yapılar da yüzeyden mıknatıslı guruba dahil edilebilirler.

Standart sürekli mıknatıslı motorların tasarımı ve üretimi, dünyada birçok firma tarafından belirli güç ve hızlarda yapılmaktadır. Ancak, her ne kadar tasarım aşamasında kullanılan yazılımlara sahip olunsu bile, özel uygulamalar için motor tasarımı uzmanlık istemekte ve zaman almaktadır. Standart dışı, özel sürekli mıknatıslı motorların tasarımı ise, başlı başına uzmanlık gerektiren zor bir iştir. Bu tür motorların denklemleri motor yapısına bağlı olarak değişmektedir ve modelleme ile sonlu elemanlar analizi (SEA) gibi analizler olmaksızın tasarımları sonlandırmak zaman kaybı ve ek maliyet getirme gibi riskleri beraberinde taşımaktadır.

Bu çalışmada doğrudan sürürlü beyaz eşya uygulamasında kullanılan bir SM motor için dış rotorlu kalıcı mıknatıslı senkron motorun tasarımı özetlenmiştir. Tasarım süreci, elektromanyetik sonlu elemanlar analizi, yapısal ve termal tasarımlar SPEED, Flux 2D ve MotorCAD gibi modern yazılımlar kullanılarak gerçekleştirilmiş ve motor prototip üretimi aşamasına getirilmiştir.

## 2. Tasarım Kriterleri

Tasarımda kullanılacak temel kriterlerden biri olan moment ve hız verileri Şekil 2’de özetlenmiştir. Motor tasarımı, biri düşük hız, diğeri ise yüksek bir hız olmak üzere iki farklı çalışma noktası için gerçekleştirilecek ve bu noktalarda 1pu ve yaklaşık 0.2pu momente ihtiyaç duyulacaktır. Kullanılan elektriksel verilerin yanında kritik diğeri bir veri ise mekanik kısıtlamalardır. Beyaz eşya motorunun monte edileceği hacmin boyutları tasarım aşamasında göz önüne alınarak, tasarlanan motorun bu hacmin içerisine gireceğinden emin olunması gerekmektedir. Ayrıca tasarlanacak motorun seri üretime uygun olması da diğeri bir önemli tasarım kriteridir.



Şekil 2: DS Beyaz eşya uygulaması için tasarlanacak SM motorun moment-hız karakteristiği

## 3. Konsantre Sargılı Motorlar

Üretim kolaylığı ve üretim maliyetinin düşük olması nedeniyle konsantre sargılı motorlar günümüzde bir çok uygulamada yer bulmaktadır. Bu tip sargı yapısına sahip motorlar yüksek hızlı uygulamalarda olduğu kadar, doğrudan sürürlü, yüksek kutuplu uygulamalarda da sıkça görülmektedir. Konsantre sargı yapısına sahip 3 fazlı dengeli motorların temel özellikleri Tablo 1’de kısaca özetlenmiştir. Bu tip motorları sinüzoidal motor olarak tasarlamamın yanında, tasarımın getireceği üretim avantajı ve maliyet faktörü de bu motorların çok adetli uygulamalarda kullanılmasını daha cazip kılmaktadır [4].

Tablo 1:  $q \neq 1$  Olan Sargı Yapılarının Karşılaştırılması

Oluk/kutup/faz oranı ( $q$ )	Özellikler
$q = 0.5$	<ul style="list-style-type: none"> <li>Kısa kutup adımları</li> <li>Sinüzoidal akımlar için performansta sorun</li> <li>Düşük sargı faktörü <math>K_w = 0.866</math></li> <li>Kare dalge besleme için yüzey mıknatıslı motorlarda yüksek moment dalgalanması</li> <li>Moment dalgalanma şartı olmayan düşük güçlü uygulamalarda kullanım</li> </ul>
$q = 0.5 - 0.33$	<ul style="list-style-type: none"> <li><math>q = 0.5</math>'e göre yüksek performans</li> <li>12 oluk - 10 kutuplu ilginç tasarım</li> <li>Tek katmanlı sargı yapısını destekler</li> <li>Düşük moment dalgalanması ve düşük vuruş momenti</li> </ul>
$q = 0.33 - 0.25$	<ul style="list-style-type: none"> <li>Moment yoğunluğu sargıların daha fazla akı kesmesi nedeniyle yüksektir.</li> <li>Yüksek sargı faktörü avantajdır</li> <li>12 oluk, 14 kutuplu ilginç tasarım</li> <li>Tek katmanlı sargıları destekler</li> <li>Sinüzoidal akımla beslemeye uygundur</li> </ul>
$q \leq 0.25$	<ul style="list-style-type: none"> <li>Daha sinüzoidal moment fakat genlik düşük</li> <li>Kare dalga besleme durumunda, olukların düzensiz dağılımı yüksek performans sağlar</li> </ul>

## 4. Dış Rotorlu Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motor Tasarım Süreci

Farklı tip elektrik motorlarının tek bir model kullanarak analizi ve tasarımı mümkün değildir. Farklı motorlar yada farklı rotor yapıları için denklemler ayrı ayrı oluşturulmalı ve motor boyutlandırması gerçekleştirilmelidir. Genelleştirilmiş motor boyutlandırma denklemleri yüzey mıknatıslı motorlar için daha önce geliştirilmiş, doğruluğu ve işlerliği ispatlanmıştır [5-6]. Bu tasarım yöntemi kullanılarak elektrik motorlarının optimum boyutları tasarım kriterleri doğrultusunda elde edilebilmektedir. Motorları, maksimum güç yoğunluğu noktası, minimum maliyeti verecek şekilde tasarlamak, maksimum verim noktası için yada minimum motor ağırlığı için tasarlamak aşağıda açıklanan sistematik metod ile mümkündür.

Stator kaçak endüktansı ve direncinin ihmal edildiği herhangi bir 3 fazlı elektrik motorunun çıkış gücü,

$$P_R = 3\eta K_p E_{PK} I_{PK} \quad (1)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $E_{PK}$  hava aralığı faz EMF'si tepe değeridir. Benzer şekilde  $I_{PK}$  ise faz akımı tepe değeri ve  $\eta$  motor verimi olarak tanımlanmıştır. (1) Denklemindeki  $K_p$  katsayısı ise elektriksel güç dalga katsayısıdır. Bu katsayı motor EMF ve akım dalga şekline bağlı bir parametredir.

Hava aralığı faz EMF'sinin tepe değeri standart sürekli mıknatıslı motorlar için denklem (2) de verilmiştir.

$$E_{PK} = K_e N_t B_g \frac{f}{p} \lambda_o D_o L_e \quad (2)$$

Burada  $K_e$  sargı faktörünüde içeren EMF faktörü,  $N_t$  sarım sayısı,  $B_g$  hava aralığı akı yoğunluğu,  $f$  besleme frekansı,  $p$  kutup çifti,  $\lambda_o$  ise motor çap oranı olarak tanımlanır:

$$\lambda_o = \frac{D_g}{D_o} \quad (3)$$

Çap oranı standart radyal akılı motorlar için  $D_o$  motor dış çapı,  $D_g$  hava aralığı çapı olacak şekilde verilmektedir. Bu oran motorun oluk uzunluğuna, arka nüve kalınlığına, mıknatıs kalınlığına ve kutup sayısına bağlı olduğu unutulmamalıdır.  $L_e$  ise tüm denklemlerde motor paket boyu olarak tanımlanmıştır.

Tasarım denklemlerindeki faz akımının tepe değeri ise denklem (4)'de verilmiştir;

$$I_{PK} = \frac{1}{1 + K_\phi} K_t A \pi \lambda_o \frac{D_o}{2m_1 N_t} \quad (4)$$

Bu denklemde  $A$  toplam elektriksel yüklemeye,  $K_\phi$  ise rotor elektriksel yüklemesinin stator yüklemesine oranı olarak verilmiştir. Sürekli mıknatıslı motorlarda rotorda sargı olmadığı için  $K_\phi=0$  olarak alınmalıdır.

Bu denklemler birleştirilirse, kalıcı mıknatıslı motorlar için çıkış gücü kolaylıkla elde edilir. Şayet çıkış gücü  $D^2L$  denklemi olarak yazılmak istenirse;

$$P_R = \frac{3}{m_1} \frac{\pi}{2} K_e K_t K_p \eta B_g A \frac{f}{p} \lambda_o^2 D_o^2 L_e \quad (5)$$

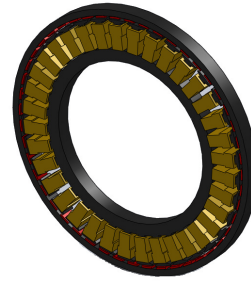
elde edilir. Motor çıkış gücünü  $D^2L$  denklemi yerine  $D^3$  denklemi olarak hem radyal akılı hem de disk motorlar için yazmak da mümkündür;

$$P_R = \frac{3}{m_1} \frac{\pi}{2} K_e K_t K_p K_l \eta B_g A \frac{f}{p} \lambda_o^2 D_o^3 \quad (6)$$

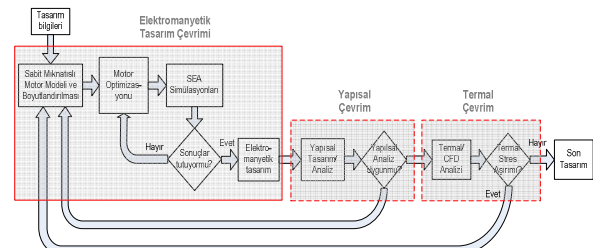
SM motorlar için verilmiş bu denklemlerde  $P_R$  anma gücü yada motorun mil gücü,  $m_1$  statorun faz sayısı,  $K_t$  akım dalga faktörü,  $K_p$  elektriksel güç dalga faktörü, olarak tanımlanmıştır. Endüklenen EMF ve besleme akımı dalga şekline göre bu faktörler değişiklik göstermektedir.

Bu tasarım denklemleri kullanılarak dış rotorlu, mıknatısları yüzeye yapılandırılmış kalıcı mıknatıslı bir motorun boyutları

tesbit edilebilmektedir. Dış rotorlu bir SM motorun 3 boyutlu katı modeli Şekil 3 de verilmiştir. Bu aşamadan sonra elde edilen ön elektromanyetik tasarım, kendi içerisinde performans kontrolü, SPEED [7] yada benzeri bir yazılım kullanılarak parametrik optimizasyonu, 2 yada 3 boyutlu Sonlu Elemanlar Analizi (SEA) gibi uzun, yorucu ve zaman alıcı aşamalara tabi tutulur. Motor topolojisi sonlu elemanlar yazılımının 2D yada 3D olacağını belirler. Elde edilen tasarım yada tasarımlardan uygulamanın özelliklerine uygun olanı yada olanları SEA ile analizi yapılarak tasarım kriterlerine uygunluğu belirlenir. Bu döngüsel prosesin kriterlerin zorluk derecesine göre birkaç defa tekrarlanabileceği göz ardı edilmemelidir. Elektromanyetik tasarım aşamasını geçmiş bir motor, yapısal tasarım yada analiz aşamasını geçemez ise elektromanyetik tasarım aşamasına geri dönmelidir. Yüksek hızlı uygulamalarda, rotorun yapısal bütünlüğünü korumak için tasarımın bu aşaması çok önemlidir. Rotor yapısının maruz kalacağı stres ve yer değiştirme değerleri dikkatlice kontrol edilmelidir. Şayet uygulamada yüksek rotor hızları söz konusu değilse yapısal analize gerek kalmayabilir. Tasarım sürecinde son aşama ise termal streslerin kontrol edilmesidir. Motor yapısı uygulamaya bağlı olarak sürekli çalışma yada maksimum çalışma durumu için manyetik tasarım aşamasında belirlenen tüm kayıp değerleri kullanılarak sıcaklık artışları ve sıcaklıkların hangi seviyelere ulaştığı kontrol edilmelidir. Bu bir SEA olabileceği gibi CFD türü bir çalışma da olabilir. Benzer şekilde elektromanyetik ve yapısal tasarım aşamalarını geçen bir motorun termal tasarım aşamasında sorun yaratması elektromanyetik tasarım aşamasına geri dönmesi anlamını taşımaktadır. Akım yoğunluğu düşük uygulamalarda veya çok sıcak ortamlarda çalışmayan sürekli mıknatıslı motorlarda termal tasarıma gerek kalmayabilir. Tasarımcının tecrübesi, bu tip yapısal ve termal analizlere gerek olup olmayacağını belirleyen en önemli unsurlardan biridir. Ancak, özel bir uygulama için tasarlanan sürekli mıknatıslı bir motor, tüm tasarım aşamalarını geçtikten sonra prototip veya üretim aşamasına geçilmelidir. Tüm bu tasarım süreci Şekil 4'de detaylıca gösterilmiştir.



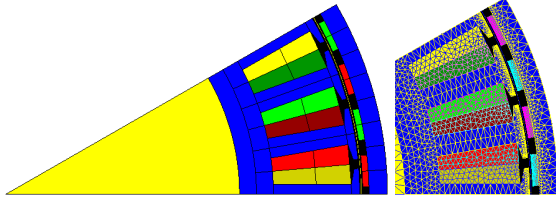
Şekil 3: Dış rotorlu SM bir motorun 3 boyutlu görünümü



Şekil 4: Dış rotorlu SM motorun tasarım aşamaları

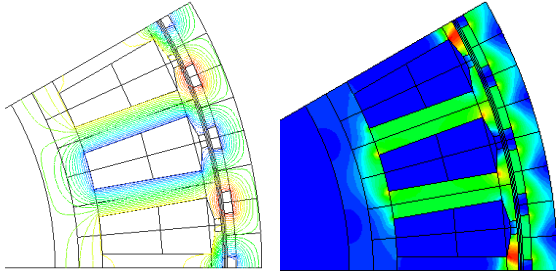
### 5. Dış Rotorlu Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motor Sonlu Elemanlar Analizi

Sonlu elemanlar analizinin (SEA) elektrik motorlarının analizinde kullanılmasının temel amaçları, motorun stator ve rotor nüvesi, diş, oluk gibi farklı noktalarında ki doyum seviyeleri hakkında bilgi sahibi olmak, motor tasarım modelinin doğruluğunu test etmektir. Ayrıca motordan alınabilecek vuruğu momenti, moment dalgalanması ve ortalama moment gibi motorun moment kalitesini ve kabiliyetini gösteren moment bileşenlerinin seviyeleri SEA ile belirlenebilmektedir. Farklı SEA programları sayesinde motor kayıpları ve motor verimi dahi hesaplanabilmekte, zamana bağlı geçici durum SEA'leri mevcut yazılımlar sayesinde yapılabilmektedir. Genelde, radyal akılı standart SM motorlarda 2 boyutlu SEA, aksel akılı SM motorlarda ise 3 boyutlu SEA kullanılır. Motor paket boyunun motor çapına oranının çok küçük olduğu radyal akılı SM motorlarda ise 2 boyutlu SEA'den çok 3 boyutlu SEA daha doğru sonuç vermektedir. Günümüzde birçok SEA yazılımı sürekli mıknatıslı motorların analizinde kullanılmaktadır ve programların doğrulukları birçok araştırmacı tarafından gösterilmiştir. Bu makaledeki çalışmalarda Flux2D (Cedrat) yazılımı kullanılmıştır [8]. Flux2D yazılımı kullanılarak oluşturulan SEA modeli ve ağ yapısı, incelenen dış rotorlu motor için Şekil 5'de gösterilmiştir. Simetri özelliğinden faydalanılarak motorun tamamı analiz edilmemiş ve bu sayede çözüm süresi bir hayli kısaltılmıştır. Ayrıca şekilden de görüldüğü üzere, özellikle elektrik makinelerinde enerji dönüşümünün gerçekleştiği yer olan hava aralığında ki mesh yapısı oldukça iyidir. Bu da analizin doğruluğunu artırıcı önemli bir faktördür.



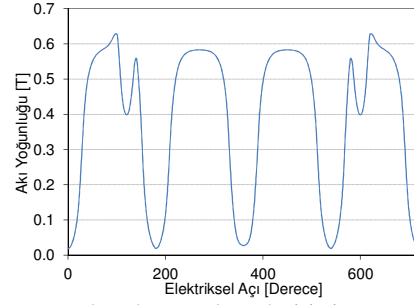
Şekil 5: Dış rotorlu SM motorun SEA modeli ve ağ yapısı

Şekil 6, Şekil 7 ve Şekil 8'de motor yüksüz ve yüklü durum analizleri gösterilmektedir. Motor akı yoğunlukları her iki çalışma noktası için de makul seviyelerde olduğu gerçekleştirilen SEA'lerinde görülmektedir. Belirlenen kutup sayısı-oluk kombinasyonu ile motor vuruğu momenti anma momentinin %6'ları mertebesine çekilebilmiştir. Bu sayede düşük hızlarda motor kontrolü daha rahat yapılabilecektir.

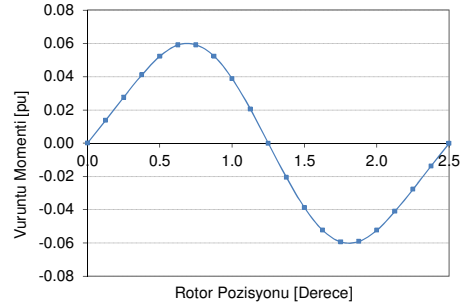
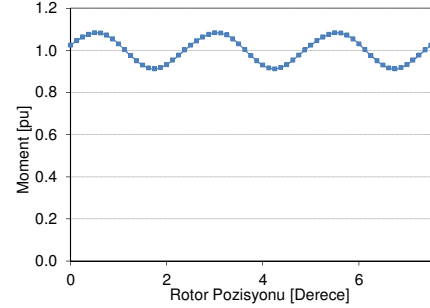


Şekil 6: Dış rotorlu SM motorun manyetik akı çizgileri ve akı yoğunluğu değişimi

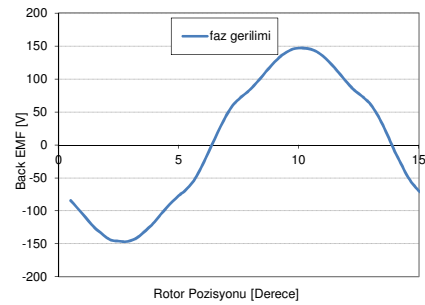
Ayrıca yüklü durum analizleri de bu motor için gerçekleştirilmiş, hem yüksek hemde düşük hızlarda yüklü durum momenti istenen moment-hız şartını sağladığı görülmüştür. Flux yazılımı kullanılarak elde edilen endüklenen faz gerilimi dalga şekli 500rpm için Şekil 9'da verilmiştir. Düşük harmonikleri içermeyen, yüksek harmonik içeriği olan bu dalga şekli istenen şartları sağlamaktadır.



Şekil 7: Hava aralığı akı yoğunluğu değişimi



Şekil 8: Dış rotorlu yapının çıkış momenti ve vuruğu momentinin değişimi

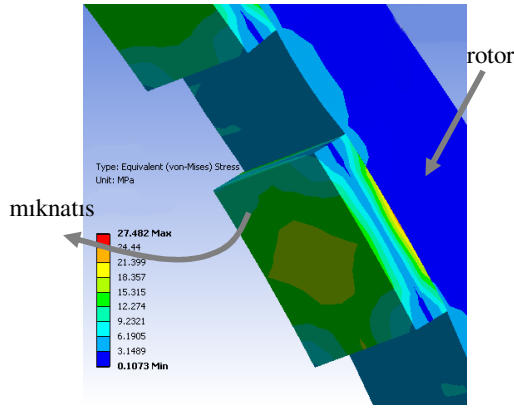


Şekil 9: Dış rotorlu yapının 500rpm hız için back EMF dalga şeklinin değişimi



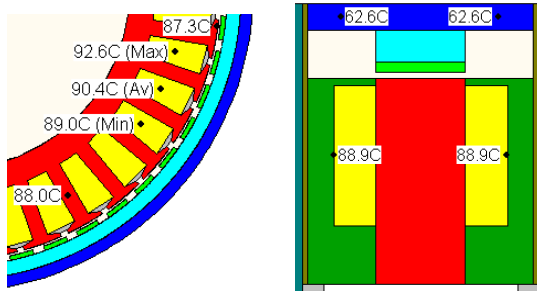
## 6. Yapısal ve Isıl Analizler

Elektromanyetik tasarım çalışması tamamlanmış dış rotorlu kalıcı mıknatıslı motorun yapısal sonlu elemanlar analizi gerçekleştirilmiş ve motorun çalışacağı maksimum hızda yapısal olarak bir problem olup olmadığı incelenmiştir. Miknatısların merkezkaç kuvvetlerinden dolayı oluşan kuvvetlere karşı kullanılan yapıştırıcının oluşturduğu bağ kuvvetinin oldukça yeterli olduğu yapılan çalışmalar neticesinde görülmüştür. Şekil 10'dan da görüldüğü gibi maksimum hızda oluşan stres seviyeleri 20Mpa mertebelerindedir ve bu değer kullanılan malzemelerin yapısal özellikleri göz önüne alındığında önemsiz değerlerdir. Ayrıca rotor yapısında maksimum hız altında 0.0016 mm radyal yönde deformasyon olduğu görülmüş ve önemsiz miktarda bir deformasyon olduğu sonucuna ulaşılmıştır.



Şekil 10: Eşdeğer gerilmelerin miknatıs etrafındaki değerleri.

Ayrıca dış rotorlu kalıcı mıknatıslı yapının en zor koşul olan maksimum yük altında termal analizleri yapılmış ve stator ile rotordaki kararlı durum sıcaklık değerleri incelenmiştir. Dış rotorlu yapının termal analizi Motor CAD [9-10] yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 11'de Motor CAD yazılımından elde edilen motora ait sıcaklık değerleri verilmiştir. Bu yazılım kullanılarak motor modellenmiş ve motorun sargı sonları dahil değişik noktalarda kararlı durum sıcaklıkları farklı ortam sıcaklıkları da hesaba katılarak tesbit edilmiştir. Modelleme, en zor koşul olan düşük hız çalışma noktasında 1pu moment için gerçekleştirilmiş ve kararlı durumda motor sıcaklıkları Şekil 11'de verilmiştir. Sonuçlardan da görüldüğü gibi ortam sıcaklığı 20 °C alınırca, motorun sargı sonu sıcaklık değeri 90.4 °C seviyelerine



Şekil 11: Motor CAD yazılımından elde edilen motorun sıcaklık profili (kararlı durum profili) – radyal ve eksenel görünüm

ulaşmaktadır. Bu durumda miknatıs sıcaklığı 63.2 °C gibi düşük bir seviyededir. Kullanılan miknatısın yüksek sıcaklıklara dayanabilen bir NdFeB tür miknatıs olduğu düşünülürse bulunan değerler makul seviyelerdedir. Ortam sıcaklığının 50 °C seviyelerine çekilmesi durumunda ise Motor CAD yazılımından elde edilen maksimum sıcaklık 118 °C seviyelerine, miknatıs sıcaklığı ise 89 °C seviyelerine ulaşmakta, sargı ve miknatıslarda bir problem gözlenmemektedir.

## 7. Sonuçlar

Bu çalışmada doğrudan sürüş (DS) beyaz eşya uygulaması için analizlerle desteklenen kalıcı mıknatıslı bir motor tasarımı çalışması gerçekleştirilmiştir. Belirlenen oluk-kutup kombinasyonuna göre yapının uygulama ve kriterler açısından tasarımı yapılmış, elektromanyetik, mekanik ve termal analizleri tamamlanmış, moment kalitesi incelenmiş ve tasarım sonlandırılmıştır. Motor vuruş momenti, çıkış momenti değerlerinin tasarım kriterlerine uygun olduğu yapılan elektromanyetik analizler sonucunda görülmüştür. Ayrıca akı yoğunluğu seviyelerinin de kritik seviyelerin altında olduğu yine yapılan analizler sonucunda gözlemlenmiştir. Rotor, maksimum hızda yapısal analize tabi tutulmuş, motor nüvesinde ve miknatıslarda oluşan yapısal stres ve deformasyon incelenmiş ve bir problem olmadığı teyit edilmiştir. Ayrıca termal analizler akım yoğunluğu da göz önüne alınarak gerçekleştirilmiş ve kararlı durumda miknatıs ya da sargıların farklı ortam sıcaklıklarında termal problem yaratmayacak olmasına tasarım sürecinde dikkat edilmiş, tasarım sonlandırılmış ve motor prototip üretimi aşamasına getirilmiştir.

## 8. Kaynaklar

- [1] T. Sebastain and G. R. Slemon, "Operation limits of an inverter-driven permanent magnet motor drives", *IEEE Trans. on Industry App*, Vol.23, No.2, 1987, pp.327-333.
- [2] T. Sebastian, G. R. Slemon and M. A. Rahman, "Design considerations for variable speed permanent magnet motors", *Proceedings of International Conference on Electrical Machines (ICEM)* 1986, pp.1099-1102.
- [3] N. Boules, "Prediction of no-load flux density distribution of permanent magnet machines", *IEEE Tran. on Industry App.*, Vol.21, No.3, 1987, pp.633-643.
- [4] A. El-Refai, "High Speed Operation of Permanent Magnet Machines", PhD Thesis, Univ. of Wisconsin, 2005.
- [5] S. Huang, M. Aydın and T. A. Lipo, "A direct approach to electrical machine performance evaluation: Torque density assessment and sizing optimization", *15th Int. Conference on Electrical Machine ICEM 2002*, Belgium.
- [6] S. Huang, J. Luo, F. Leonardi, and T. A. Lipo, "A General Approach to Sizing and Power Density Equations for Comparison of Electrical Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, *IEEE Trans. IA-34*, No.1, pp.92-97, 1998.
- [7] SPEED Software, PC-BDC 9.04 User's Manual, February 2010.
- [8] Flux 2D Application Manual, Cedrat, March 2010.
- [9] D. A. Staton, "Thermal computer aided design – Advancing the revolution in compact motors," in *Proc. IEEE IEMDC*, Boston, MA, Jun. 2001, pp. 858–863.
- [10] Motor-CAD v3.1 software manual, April 2006.



# Eş zamanlı Arıza Teşhisi için FPGA Tabanlı Akıllı Durum İzleme Yöntemlerinin Geliştirilmesi

## Development of FPGA Based Intelligent Condition Monitoring Methods for Synchronously Fault Diagnosis

İlhan Aydın, Mehmet Karaköse, Erhan Akin

Bilgisayar Mühendisliği Bölümü

Fırat Üniversitesi

iaaydin@firat.edu.tr, mkarakose@firat.edu.tr, eakin@firat.edu.tr

### Özet

Çağdaş endüstriyel sistemlerde bütün sistem başarımının iyi bir düzeyde tutulması gerekir. Bu sistemlerde asenkron motor önemli bileşenlerden biridir ve iş gücünün büyük bir kısmını karşılarlar. Bu motorlarda oluşan arızalar sistem çalışmasını önemli bir ölçüde etkiler. Bu motorlar genellikle çevrimdışı olarak belirli zamanlarda izlenir. Fakat bu yöntem hem maliyetli hem de fabrikada üretimin durmasına neden olur. Bu çalışmada asenkron motorlarda oluşan stator, rotor ve sonlandırıcı halka arızalarının gerçek zamanlı teşhisi için bir akıllı durum izleme yaklaşımı sunulmuştur. Stator arızalarının teşhisi için önerilen bulanık sistem üç faz akım sinyalinin büyüklüğünden faydalanmaktadır. Rotor ve sonlandırıcı halka arızaları ise negatif seçim tabanlı bağışık sistem algoritması ile teşhis edilmektedir. Donanımsal tasarım Altera Cyclone III FPGA (Sahada Programlanabilir Kapı Dizileri) kartı üzerinde gerçekleştirilmiştir.

**Anahtar kelimeler:** FPGA, bulanık mantık, negatif seçim algoritması, arıza teşhisi, asenkron motor.

### Abstract

In modern industrial systems, the overall system performance should be hold at a good level. In these systems, induction motor is one of major components and it constitutes a big part of work-power. The faults occurred in induction motors dramatically affect the system performance. These motors are generally monitored offline in a scheduled time. However, this method is both cost and it causes breakdown of the production in a factory. In this study, an intelligent condition monitoring approach is proposed to diagnose stator and rotor faults in real time. Fuzzy system which proposed to diagnose stator faults utilizes the magnitudes of three phase currents. Rotor and end-ring faults are diagnosed by negative selection based immune system algorithm. Hardware design was implemented on Altera Cyclone III FPGA.

**Keywords:** FPGA, Fuzzy logic, negative selection algorithm, fault diagnosis, induction motor.

### 1. Giriş

Endüstride kullanılan elektromekanik sistemler çalışma ortamlarındaki nem, toz ve aşınma gibi etkenlerden dolayı arızalara maruz kalabilirler [1]. Oluşan arızaların erken bir aşamada belirlenmesi, bileşenlerin çalışma durumlarının sürekli izlenmesine bağlıdır. Arıza ne kadar erken belirlenirse, bakım süreci o kadar erken başlatılabilir. Ayrıca maliyet ve

bakım zamanı da düşürülür. Asenkron motorlar endüstriyel uygulamaların %85'inde kullanılan enerji dönüşüm aygıtlarıdır [2]. Asenkron motorlar yalın yapıları ve sağlıklarından dolayı endüstride geniş yer bulmuşlardır. Fakat çalışma ortamlarından dolayı farklı arızalara maruz kalabilirler. Oluşan arızalar motorun stator, rotor ve mil yatağı bileşenleri ile ilgilidir. Stator ve rotor arızaları oluşan arızaların %28'ini oluşturur [3]. Bir asenkron motor arızası üretim yapan bir fabrikada üretimin aksamasına sebep olur. Bu durum maliyet, ürün kalitesi ve güvenlik üzerinde ciddi sonuçlar doğurur. Bu yüzden durum izleme ve elde edilen verim düşüklüklerine göre bakım işlemi bu motorlar için oldukça önemlidir.

Geçmişten günümüze kadar arıza teşhis ve durum izleme yöntemleri farklı şekillerde uygulanmıştır. Son yıllarda akım, titreşim, gerilim ve hız gibi ölçümlerin değerlendirilmesi yapılarak durum izleme algoritmaları geliştirilmiştir [3]. Özellikle kolay elde edilebilmesi ve bütün arıza türleri için kullanılabilmesinden dolayı akım sinyallerinin kullanımı yaygındır. Motor akım imza analizi arıza teşhisinde iyi sonuçlar vermektedir. Motor düşük yükte çalışırken arıza ile ilgili frekans bileşeni hat frekansına yakın çıktığından arızalı durumu ayırt etmek zorlaşır [4]. Arıza teşhisi için dalgacık yöntemi, park vektör dönüşümü, zaman serileri yöntemi gibi yöntemlerden faydalanılmıştır. Yüksüz durumlarda rotor çubuğu arızalarının teşhisi için ayrık dalgacık yöntemi kullanılmıştır [5, 6]. Kararlı durumdaki faz akım sinyali kullanılarak sürekli dalgacık değerlendirme yöntemi ile rotor arızaları belirlenmiştir [7]. İki boyutlu park vektör örüntüsündeki maksimum değişimlerin büyüklükleri temel bileşen çözümlemesi ile çıkarılarak rotor ve stator arızaları belirlenmiştir [8, 9]. Durum izleme ve arıza teşhis işlemlerinin otomatikleştirilmesi için işaret işleme sonucu elde edilen özellikler akıllı hesaplama teknikleri ile öğrenilerek farklı durumlar modellenilebilir. Sinyal işleme ile elde edilen özelliklere göre uygun bir akıllı hesaplama tekniği seçilmektedir. Arıza teşhisi ve durum izleme için destek vektör makinalar [5, 10], yapay sinir ağları [2, 11-12], bulanık mantık [13-14], yapay bağışık sistemler [9] ve Bayesian sınıflandırma [15] gibi akıllı teknikler kullanılmıştır. Arıza teşhisinde akıllı tekniklerin sinyal işleme yöntemleri ile birlikte kullanımı sonuçların yorumlanması için uzman bilgisi gerekliliğini ortadan kaldırmaktadır.

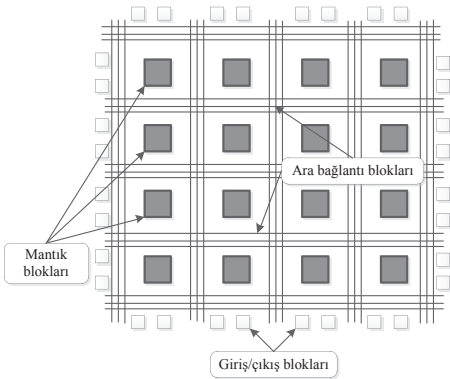
Fakat şimdiye kadar önerilen durum izleme ve arıza teşhis algoritmalarının büyük bir kısmı bilgisayar ortamında

gerçekleştirilmiştir. Bu tür bir durum izleme sistemi; bilgisayar, veri toplama kartı ve diğer çevre birimlerine gereksinim duyar. Ayrıca bu tür sistemler ile dönemsel aralıklar ile izleme işlemi yapılabilir. Fakat arızanın ne zaman oluşacağını kestirmek mümkün olmadığından dönemsel izleme kullanışlı değildir. FPGA ve DSP gibi sayısal işaret işlemcilerin gelişimi ile birlikte yerinde ve sürekli izleme ile arızalar daha hızlı teşhis edilebilir. Fakat bu işlemciler ile yapılan gerçek zamanlı durum izleme algoritmaları sınırlıdır. Geçiş akım sinyalleri ve dalgacık çözümü kullanılarak rotor arızalarının teşhisi için FPGA tabanlı bir yöntem sunulmuştur [16]. Fakat önerilen yöntem geçiş akım sinyallerini kullandığından arıza teşhisi için motorun her defasında yeniden başlatılması gerekmektedir. Faz akım sinyalinden hesaplanan entropi değeri, bulanık mantık ile değerlendirilerek FPGA tabanlı gerçek zamanlı bir arıza teşhis yöntemi sunulmuştur [2]. Önerilen yöntemin özellik çıkarım aşaması basit olmasına rağmen, farklı arıza durumları için elde edilen entropi değerleri birbirine yakındır. Ayrıca farklı yük durumları altında sağlam ve arızalı sinyallerin entropisinin değişimi belirtilmemiştir. Arıza teşhis, tespit ve tahmini için akıllı hesaplama tekniklerine dayalı yöntemler FPGA üzerinde gerçekleştirilmiştir [17, 18].

Bu çalışmada stator, rotor ve sonlandırıcı halka arızalarının eş zamanlı teşhisi için iki akıllı hesaplama tekniğinden faydalanılmaktadır. Stator arızalarının teşhisi için üç faz akım sinyalinin büyüklüğü bulanık sistem ile değerlendirilip arızalar belirlenmektedir. Negatif seçim algoritmasının eğitim aşamasında elde edilen detektörleri ile sına örnekleri karşılaştırılarak etkinleşen detektörlere göre kırık rotor çubuğu ve sonlandırıcı halka arızaları teşhis edilmektedir. Her iki yöntemin bütün aşamaları FPGA üzerinde gerçekleştirilmektedir.

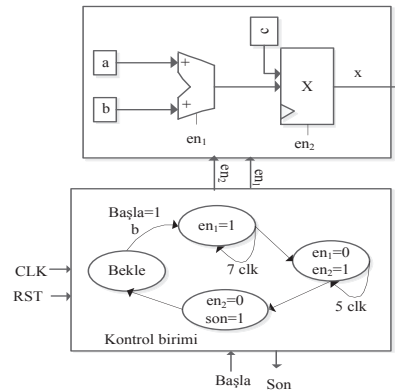
## 2. FPGA'da Algoritma Geliştirme

Programlanabilir devrelerin geçmişi, 1970'li yıllarda programlanabilir mantık dizilerin üretilmesine dayanır [19]. Özel mantık öbekler dizisine dayalı kapı dizileri tekniğinin gelişimi ile birlikte 1984'te Xilinx firması tarafından ilk FPGA geliştirildi [20]. Bir FPGA donanımı temel olarak yeniden ayarlanabilen mantık öbekler (CLBs) matrisi olarak tanımlanır. Bir FPGA G/Ç öbekleri, ara bağlantı öbekleri ve mantık öbekleri olmak üzere üç kısımdan oluşur. Şekil 1'de bir FPGA'nın genel yapısı gösterilmiştir.



Şekil 1: Bir FPGA'nın genel yapısı

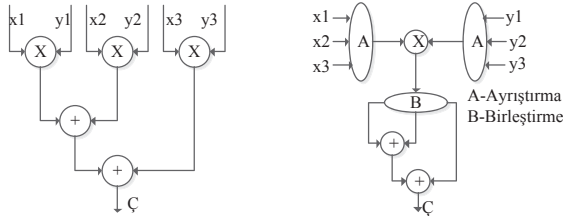
FPGA ortamında algoritma geliştirmek için VHDL ve Verilog gibi donanım tanımlama dilleri kullanılır. İki önemli FPGA üreticisi olan Altera ve Xilinx bu iki dili destekler. SOPC Builder tasarım aracı ile 32-bit Nios II işlemcisi ve çevre birimleri arasında bağlantıların gerçekleştirilmesi ve oluşturulan donanımın C programlama dili kullanılarak programlanması ile FPGA kartına yüklenebilir hale getirilir. MATLAB/SIMULINK tarafından desteklenen DSP Builder gibi araçlar kullanılarak SIMULINK ortamında tasarımlar geliştirilebilmektedir. Fakat bu şekilde yapılan tasarımlar FPGA kaynaklarını optimum şekilde kullanmazlar. Bu yüzden tasarımların VHDL veya Verilog gibi diller ile gerçekleştirilmesi daha hızlı çalışan tasarımların yapılmasını sağlar. Bu çalışmada Altera Cyclone III FPGA geliştirme kiti kullanılmıştır. Altera tasarımların gerçekleştirilmesi için Quartus II ortamını sağlamaktadır. Quartus II ortamında VHDL kodları ile tasarım yapılabildiği gibi öbek çizimler ile işlem yapılabilmektedir. VHDL tamamen sayısal çalışmaktadır. Bu yüzden reel sayılar üzerinde işlem yapmak için sayıların sabit noktalı veya IEEE-754 kayan noktalı biçimde ifade edilmesi gerekir. Sabit noktalı sayı biçimi hızlı ve kolay uygulanabilmesine rağmen, kayan noktalı sayı biçimi daha duyarlı işlemler için kullanılır. Quartus II ortamında 32 veya 64-bit kayan noktalı sayılar tanımlanıp kullanılabilir. Quartus II ortamı aynı zamanda kayan noktalı sayılar üzerinde birçok aritmetik işlemi de desteklemektedir. Her bir aritmetik işlem belirli saat çevrimi kadar sürede yapılmaktadır. Örneğin toplama işlemi 7 saat çevrimi süren çarpma işlemi 5 saat çevriminde hesaplanır. FPGA paralel çalışmayı desteklerken yapacağımız birçok uygulamada ardışık çalışan işlemlere de gereksinim duyarız. Örneğin  $x=a*b+c$  işlemi FPGA'da gerçekleştirilirken önce a ile b çarpılmalı daha sonra elde edilen sonuç c ile toplanmalıdır. Quartus II ortamında her bir işlemin çalışma sırası VHDL'de yazılan sonlu durum makinası ile denetlenebilir. Şekil 2'de bu örnek için öbek diyagramı ve sonlu durum makinası verilmiştir.



Şekil 2: FPGA'da ardışık işlemler

Tasarımlar karmaşıktıkça FPGA kaynakları yetersiz kalabilir. Bu yüzden tasarımcılar FPGA kaynaklarını en uygun şekilde kullanabilmek için uygulamasını kendisi kodlayarak geliştirmelidir. FPGA tabanlı mimarinin en iyileştirilmesi A<sup>3</sup> yöntemine dayalıdır [19]. Bu yöntemin temeli minimum sayıda operatör kullanarak paralel şekilde maksimum işlemin gerçekleştirilmesine dayanır. Bu yöntemde iki grafiksel gösterim kullanılır: veri akış çizgesi ve

ayrıştırılmış veri akış çizgesi. Şekil 3'te bu grafiksel gösterimler verilmiştir.



(a) Veri akış çizgesi

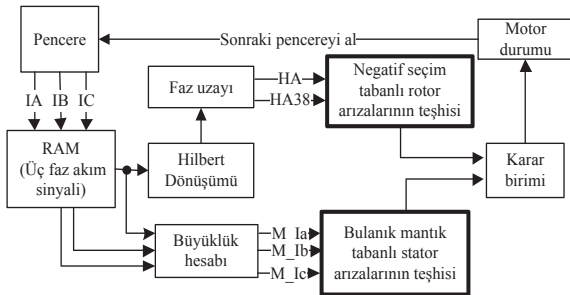
(b) Ayrıştırılmış veri akış çizgesi

Şekil 3: A³ yöntemindeki mimari en iyileştirme şekilleri [19]

Şekil 3'te verilen mimariler iki aritmetik operatör içeren  $C = x_1.y_1 + x_2.y_2 + x_3.y_3$  denkleminin gerçekleştirilmesidir. Şekil 3 (a) paralel çalışan üç adet çarpma işlemi ve ardışık çalışan iki adet toplayıcıdan ibarettir. Bu mimari paralel çalışan kısımlardan dolayı hızlı çalışmasına rağmen her bir işlem için ayrı bir FPGA kaynağı kullanmaktadır. Yapılan tasarım karmaşıklıkla kullanılan FPGA kaynakları da daha fazla olmaktadır. Şekil 3 (b)'de verilen mimaride ise bir adet çarpıcı ve iki adet toplayıcı kullanılmaktadır.

### 3. Eş zamanlı Arıza Teşhisi için FPGA Tabanlı Akıllı Durum İzleme Yöntemleri

Erken bir aşamada arıza teşhisi için önerilen akıllı teknikler FPGA üzerinde gerçekleştirilmektedir. Birinci yöntem RAM'den okuduğu tek faz akım sinyali üzerinden elde ettiği özellik sinyalinin faz uzayını negatif seçim algoritması ile değerlendirerek rotor ve sonlandırıcı halka arızalarını belirlemektedir. İkinci yöntem ise üç faz akım sinyalinin büyüklüklerini bulanık sistem ile değerlendirerek stator arızalarını belirlemektedir. İki algoritmadan gelen sonuçlara göre motor durumu karar biriminde değerlendirilerek karakter LCD'de gösterilir. Önerilen eş zamanlı arıza teşhisi yönteminin öbek çizimi Şekil 4'te verilmiştir.

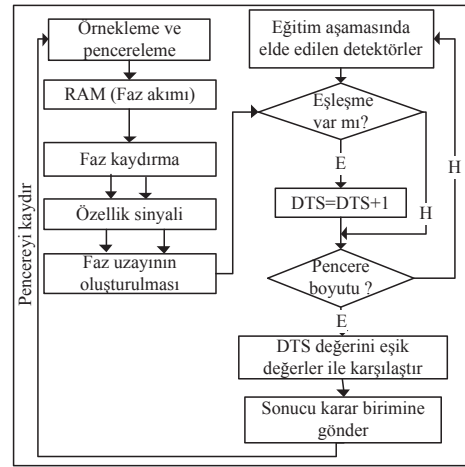


Şekil 4: FPGA tabanlı akıllı durum izleme yönteminin öbek çizimi

Şekil 4'te VHDL dilinde yazılan pencere fonksiyonu ile üç faz akım sinyali RAM'den okunmaktadır. Okunan üç fazın büyüklüğü hesaplanarak bulanık sisteme verilmekte ve stator arızaları teşhis edilmektedir. Tek faz akım sinyali üzerinde uygulanan Hilbert dönüşümünün faz uzayı oluşturularak rotor ve sonlandırıcı halka arızaları negatif seçim algoritması ile belirlenmektedir. Karar birimi algoritmaların çıktılarına göre motor durumunu LCD göstergede göstermektedir.

### 3.1. Rotor ve Sonlandırıcı Halka Arızalarının Teşhisi için Bağışık Sistem Algoritması

Rotor ve sonlandırıcı halka arızaların otomatik olarak belirlenmesi için negatif seçim algoritmasından faydalanılmıştır. Negatif seçim algoritması sağlam veri örneklerini kullanarak problemi öğrenir ve arızalı durumları teşhis edebilen detektörler üretir. Üretilen detektörler sınamaya aşamasında kullanılarak arızalar belirlenebilir. Önerilen negatif seçim algoritması; özellik çıkarımı ve teşhis aşamalarından oluşur. Önerilen yöntemin öbek diyagramı Şekil 5'te verilmiştir.



Şekil 5: Gerçek zamanlı bağışık arıza teşhisi sistemi

Şekil 5'te RAM 'den okunan akım sinyali örnekleri için özellik sinyali oluşturulmakta ve oluşturulan sinyalin faz uzayı lineer olmayan zaman serileri yöntemi ile elde edilmektedir. Faz uzayında alınan bir örnek ile herhangi bir detektör arasında eşleşme var ise detektör teşhis sayısı (DTS) arttırılmaktadır. Pencere boyutuna ulaşıldığında ise teşhis edilen örnek sayısına göre motor durumu gösterilmektedir. İşlem bir sonraki pencere alınarak gerçek zamanlı bir şekilde devam ettirilmektedir.

#### 3.1.1. Özellik Çıkarımı

Faz akım sinyali RAM'den okunmaktadır. RAM'den akım sinyallerini okumak ve faz kaydırmasını gerçekleştirmek için VHDL'de yazılan pencere fonksiyonu kullanılmaktadır. Yazılan VHDL kodunun bir kısmı Şekil 6'da verilmiştir.

```

If (clk'event and clk='1') then
  If(enb='1') then
    adr1 := adr1 + 1;
    adr2:=adr2+1;
    If(adr1=pen+1410) then
      pen:=pen+100;
      adr1:=pen;
      adr2:=pen+89;
    End if;
  End if;
End if;

```

Şekil 6: Pencere ve faz kaydırma için VHDL kodu

Şekil 6'da adr1 değişkeni RAM'den okunacak birinci adresi adr2 ise faz kaydırma için kullanılacak ikinci adresi gösterir.

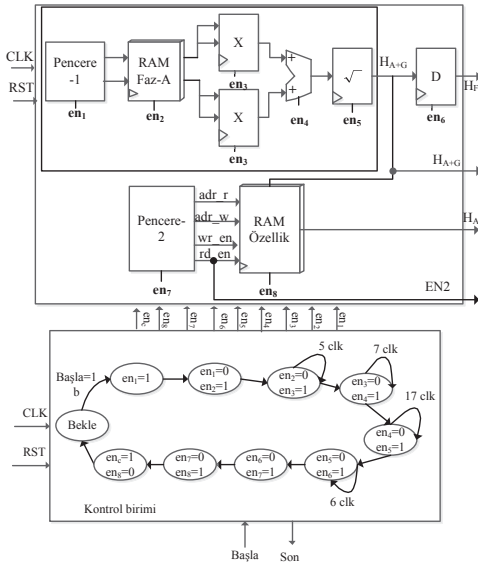
Her bir pencere boyutu 1500 adet örnekten oluşmaktadır. Pencere boyutuna ulaşıldığında pen değişkeni 100 artırılarak bir sonraki pencere için veriler okunmaktadır. Özellik sinyali, tek faz akım sinyali üzerinden elde edilmektedir. Bu sinyal tek faz akım sinyaline Hilbert dönüşümü uygulanması ile oluşturulur. Sinüs bir sinyalin Hilbert dönüşümünün iki karmaşık bileşeni olup, biri sinyalin kendisi diğeri ise orijinal sinyalin  $90^\circ$  faz kaydırılmış halidir. Dolayısıyla ROM'dan veri okunurken bu faz kaydırması göz önüne alınmıştır. Faz kaydırması ile oluşturulan iki bileşene Hilbert dönüşümünün uygulanması aşağıda verilmiştir.

$$H(I) = I[k] + jI_{S\_90}[k] \quad (1)$$

Denklem (1)'den de görüldüğü gibi Hilbert dönüşümü iki karmaşık bileşenden oluşur. Bu bileşenlerin büyüklüğü hesaplanarak özellik sinyali denklem (2)'ye göre elde edilmektedir.

$$|H_A[k]| = \sqrt{I[k]^2 + I_{S\_90}[k]^2} \quad (2)$$

RAM'den okunan ve aralarında faz farkı olan iki örnek alındıktan sonra özellik sinyali oluşturulur. Elde edilen özellik sinyalinin her bir örneği zaman gecikmeli faz uzayını oluşturmak için ikinci bir pencere bloğu ile başka bir RAM'e yazılmaktadır. Önerilen özellik çıkarım yönteminin öbek çizimi Şekil 7'de verilmiştir.



Şekil 7: Özellik sinyalinin elde edilmesi

Şekil 7'de öncelikle pencere-1 fonksiyonu ile RAM'den faz akım örneği ve faz kaydırması oluşturulmuş örnek okunmaktadır. Okunan iki örnek için özellik sinyali denklem (2)'ye göre hesaplanmaktadır. Hesaplanan özellik sinyali ikinci pencere fonksiyonu yardımıyla ikinci RAM'e yazılırken aynı zamanda sabit noktalı sayıya dönüştürülerek (D bloğu) benzetim esnasında grafiksel gösterim sağlanmaktadır. Yazılan örnek sayısı faz uzayı için belirlenen zaman gecikmesinde ulaşıldığında ikinci pencere bloğu ikinci RAM'den okumayı (rd\_en) etkinleştirir. Örneğin zaman gecikmesi 10 seçilmiş ise hesaplanan özellik sinyalinin örnekleri ikinci RAM'e yazılmakta ve ikinci pencere fonksiyonu ile yazılan örnek sayısı denetlenmektedir. RAM'e yazılan örnek sayısı 10 olduğunda rd\_en etkinleştirilerek yazılan örneklerin ilkenden itibaren okuma işlemi

gerçekleştirilir. Dolayısıyla iki boyutlu faz uzayı için elimizde ilk örnek ile onuncu örnek olmaktadır. İkinci RAM'den okuma işlemi etkinleştirilen sinyal, aynı zamanda okunan faz uzayı örneklerini detektörler ile karşılaştırmak için negatif seçim bloğunu (EN2) etkinleştirir. Önerilen yöntemde pencere fonksiyonu dışında bütün işlemler 32-bit kayan noktalı sayı biçimine göre yapılmaktadır. Seri çalışan öbeklerin çalışma sıralarının belirlenmesi için VHDL dilinde yazılan sonlu durum makinası tabanlı bir denetleme bloğu kullanılmaktadır. Özellik vektörü elde edildikten sonra, bu vektörün faz uzayı oluşturulur. Faz uzayı lineer olmayan zaman serileri yöntemine dayalıdır. Faz uzayı bir zaman serisini farklı boyutlarda haritalar. Bir  $X_t$  zaman serisi için faz uzayında bir nokta aşağıdaki gibi verilebilir.

$$X_t = (x_{t+b(\tau-1)}, x_{t+b(\tau-2)}, \dots, x_t) \quad (4)$$

Bu denklemde  $b$  gömülme boyutunu ve  $\tau$  ise zaman gecikmesini gösterir. Zaman gecikmesi  $\tau$  ardışık olmayan zaman gecikmeli örnekler üzerinde faz uzayının oluşturulmasını sağlar. Örneğin  $\tau=3$  ve  $b=4$  olduğunda  $X_t = (x_{t+8}, x_{t+4}, x_t)$  faz uzayında bir noktaya karşılık gelir.

### 3.1.2. Arıza Teşhisi: Negatif Seçim Algoritması

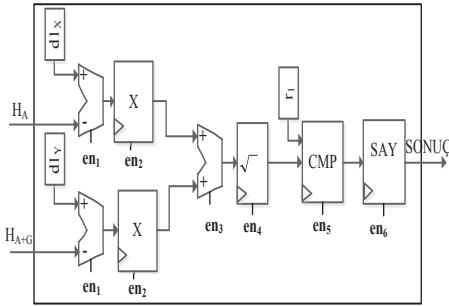
Doğal bağışık sistemi, insan vücudunu yabancı hücreler olarak bilinen antijen ve patojenlerden koruyan etkili bir mekanizmadır [21]. Virüs, bakteri, mantar ve parazitler gibi mikroorganizmalar patojen olarak adlandırılır ve bunlar vücuda girdikten sonra hastalığa sebep olurlar. Bağışık sistemlerdeki temel problem, bu patojenlerin tanınması ile ilgilidir. Patojenlerin antijen gibi bazı küçük molekülleri, bağışık sistem tarafından tanınabilir. Doğal bağışık sistemde vücuda giren bu patojen veya antijenleri tanıyan sistem negatif seçim olarak adlandırılır. Bu kural dışı davranışlara karşılık doğal bağışıklığın davranışını model alan negatif seçim algoritması ilk kez Forrest ve diğ. [22] tarafından bilgisayar güvenliğine uyarlandı. Negatif seçim algoritmasının eğitim aşaması temel olarak üç adımdan oluşup aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

- Adım 1:** Rastgele örnekler üret ve onları P kümesine yerleştir.
- Adım 2:** Öz küme K'nın bütün örnekleri ile P'deki bütün örneklerin benzerliğini belirle.
- Adım 3:** K'nın en az bir örneği ile P'nin bir örneğinin benzerliği verilen bir benzerlik eşik değerine eşit veya büyük ise, P'deki örnek öz örneği tanır ve elenir, aksi takdirde P'deki örnek öz olmayan bir kümeye ait olur ve D kümesine taşınır.

Orijinal negatif seçim algoritmasının eğitimindeki temel problem aynı detektörlerin bir sonraki aşamada üretilmesi olasılığıdır. Negatif seçim algoritmasının eğitimi genetik algoritma ile gerçekleştirilerek en uygun detektörlerin elde edilmesi sağlanmıştır [23]. Detektör ile sına veri örneği arasındaki eşleşme için kullanılan Öklid uzaklığı aşağıda verilmiştir.

$$B = \sqrt{\sum_{i=1}^L (K_i - D_i)^2} \quad (5)$$

Denklem (5)'te L veri örneğinin boyutunu gösterir. Elde edilen B mesafesi bütün detektörlerin yarıçapı ile karşılaştırılarak teşhis işlemi gerçekleştirilir. Şekil 8'de faz uzayında bir örnek ile bir detektör arasındaki eşleşme hesabı için oluşturulan öbek diyagramı verilmiştir.



Şekil 8: Negatif seçim algoritması teşhis aşaması.

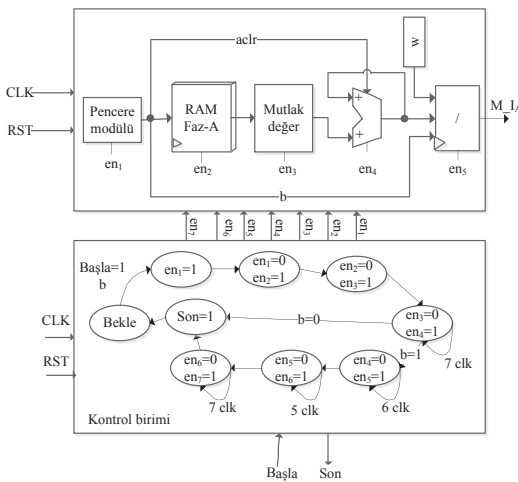
Eğer hesaplanan Öklid uzaklığı detektörün yarıçapından küçük ise VHDL’de yazılan SAY bloğu teşhis edilen detektör sayısını bir arttırmaktadır. Eğer herhangi bir detektör eşleşme teşhis ederse SAY bloğu DTS’yi bir arttırır.

### 3.2. Bulanık Mantık Tabanlı Stator Arızalarının Teşhisi

Stator ile ilgili arızaların gerçek zamanlı olarak teşhis edilmesi için bulanık mantık tabanlı bir yöntem önerilmiştir. Önerilen yöntem arıza teşhisi için üç faz akım sinyalinin büyüklüğünü bulanık sistemin girişleri olarak alır. Bulanık sistemin çıkışı motor durumu hakkında bilgi vermektedir. Bulanık sistem, özellik çıkarımı ve bulanık uygulama aşamalarından oluşur. Her iki aşama da FPGA üzerinde gerçekleştirilmektedir.

#### 3.2.1. Özellik Çıkarımı

Okunan ardışık sinyallerin mutlak değeri alınarak elde edilen pozitif örnekler pencere boyutuna ulaşmaya kadar üst üste toplanmaktadır. Elde edilen toplam değeri pencere boyutuna bölünerek her bir fazın ayrı ayrı büyüklüğü hesaplanmaktadır. Bulanık sistem üç faz büyüklüğünü alarak motor durumu hakkında bir sonuç elde eder. Tek faz akım sinyalinin büyüklüğünün hesaplanması için oluşturulan tasarımın öbek çizimi Şekil 9’da verilmiştir.



Şekil 9: Bir faz akımının büyüklüğünün hesaplanması

Şekil 9’da pencere bloğu ile okunan her bir örneğin mutlak değeri hesaplanmakta ve örnekler üst üste toplanarak okunan penceredeki örnek sayısına ulaşıldığında toplam pencere boyutuna bölünmektedir. Böylece ilgili penceredeki akım sinyallerinin büyüklüğü hesaplanmaktadır. Bulanık sistem

kısmı VHDL ortamında yazılmış olup tam sayı biçiminde çalışmaktadır. Bu yüzden elde edilen akım büyüklükleri 100 ile çarpılıp tam sayıya dönüştürülerek bulanık sisteme verilmektedir.

#### 3.2.2. Bulanık Sistem Tabanlı Stator Arızalarının Teşhisi

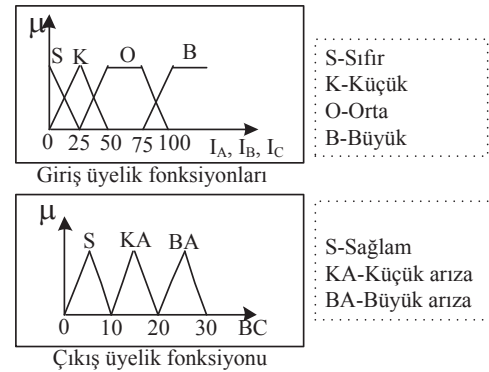
Bulanık sistemin her bir bloğu saat sinyali dışında bir etkinleştirme girişine sahiptir. Bulanık sistemin giriş ve çıkışlarını belirleyen VHDL kodu aşağıdaki gibidir.

```
ENTITY bulanik IS
PORT( IA, IB, IC: IN integer;
      Clock: IN std_logic;
      en_fuz, en_inf, en_defuz: IN std_logic;
      FO: OUT integer);
```

Bulanıklaştırma bloğu üyelik fonksiyonlarını kullanarak giriş değerlerini bulanık değerlere dönüştürür. Önerilen bulanık sistem tam sayı biçiminde çalıştığı için bulanıklaştırma işlemi eğime göre hesaplanmaktadır [24]. Örneğin S üyelik fonksiyonunun eğimi  $1/25=0.004$ 'tür. Bu değer 1000 ile çarpılarak bir tamsayı değere dönüştürülür. Bulanıklaştırma için yazılan VHDL kodunun bir kısmı aşağıdaki gibidir.

```
MIA_S<=0 WHEN (IA<=0)
ELSE
(4*(25-IA)) WHEN (IA<=25)
ELSE 0;
```

Önerilen bulanık sistemin üyelik fonksiyonları ve kural tabanı Şekil 10’da verilmiştir. Bulanık sistemin kural tabanı Tablo 1’de verilmiştir.



Şekil 10: Üyelik fonksiyonları

Tablo 1: Kural tabanı

Kural No	Girişler			Çıkış
	IA	IB	IC	
1	S	-	-	BA
2	-	S	-	BA
3	-	-	S	BA
4	B	-	-	BA
5	-	B	-	BA
6	-	-	B	BA
7	K	K	O	KA
8	K	O	O	KA
9	O	K	O	KA
10	K	O	K	KA
11	O	K	K	KA
12	O	O	K	KA
13	K	K	K	S
14	O	O	O	S

Çıkarım mekanizması olarak Mamdani Min-Max yöntemi kullanılmıştır. Örneğin Kural-7 "IF IA is K and IB is K and IC is O then BC is KA" kuralı için  $C^7 = \min[K_{IA}, K_{IB}, O_{IC}]$  ile verilir. Tasarlanan bulanık sistem 3 sınıfa sahip olduğundan kuralları birleştirmek için aşağıdaki işlem uygulanmaktadır [24].

$$D1 = \max[C^1, C^2, C^3, C^4, C^5, C^6]$$

$$D2 = \max[C^7, C^8, C^9, C^{10}, C^{11}, C^{12}]$$

$$D3 = \max[C^{13}, C^{14}]$$

Durulama aşaması ağırlıklı ortalama yöntemine göre yapılmıştır. Bu yöntem denklem 6'da verilmiştir.

$$y = \frac{\sum \mu(z_i) \times z_i}{\sum \mu(z_i)} \quad (6)$$

Durulandırma işlemi için yazılan VHDL kodunun PROCESS bloğu Şekil 11'de verilmiştir.

```

PROCESS(clk)
VARIABLE Dv, Ds:integer;
BEGIN
IF(defuz_enb='1') then
IF(CLK'EVENT AND CLK='1') THEN
DV:=(25*D1)+(15*D2)+(5*D3);
DS:=(D1+D2+D3);
IF(Ds=0) THEN
Y:=0;
ELSE
Y:=(DV/DS);
END IF;
END IF;
END IF;
END PROCESS;

```

Şekil 11: Durulandırma işlemi için PROCESS bloğu

Bütün uygulamalar Quartus II 10.1 SP1 ortamında VHDL donanım tanımlama dili ile gerçekleştirilmiştir [25]. Quartus II yazılımı aynı zamanda FPGA üzerinde tasarımın uygulanması ve çözümlenmesi için kullanılmıştır.

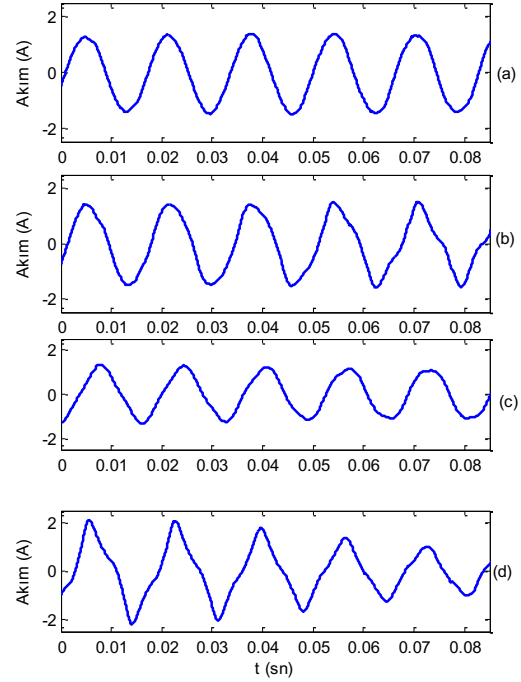
#### 4. Deneysel Sonuçlar

Önerilen eş zamanlı arıza teşhis yönteminin doğruluğu üç fazlı bir asenkron motordan alınan akım sinyalleri ile doğrulanmıştır. Sağlam, stator arızası, kırık rotor çubuğu ve sonlandırıcı halka arızasına sahip bir asenkron motordan alınan sinyaller ile özellik sinyalleri elde edilmektedir. FPGA uygulaması Quartus II 10.1 ortamında gerçekleştirilmiş olup benzetim sonuçları Altera Modelsim 6.5 ile elde edilmiştir [25]. Deneyde kullanılan motorun özellikleri Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 2: Deneyde kullanılan asenkron motorun özellikleri

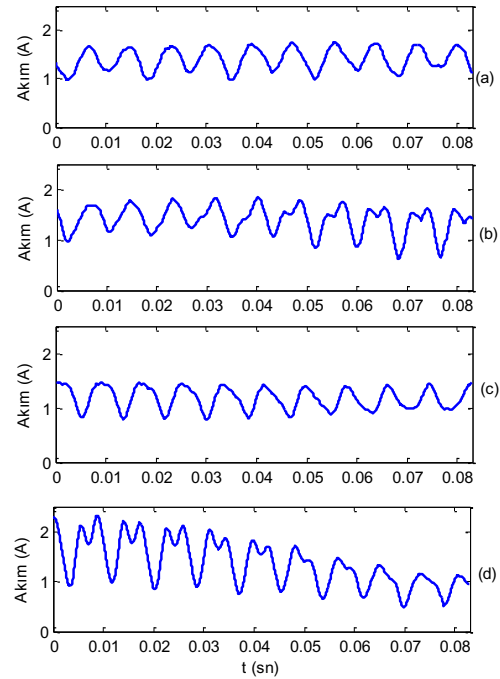
Özellik	Değer
Güç	0.37 kW
Giriş gerilimi	380 V
Tam yük akımı	1.2 A
Besleme frekansı	50 Hz
Kutup sayısı	4
Rotor çubuklarının sayısı	22
Tam yük hızı	1390

Şekil 12'de sağlam ve kırık rotor çubuğu arızası için akım sinyalleri ve özellik sinyalleri verilmiştir.



Şekil 12: Sağlam ve arızalı motor akım sinyalleri (a) Sağlam motor (b) Bir kırık rotor çubuğu arızası (c) İki kırık rotor çubuğu arızası (d) Sonlandırıcı halka arızası

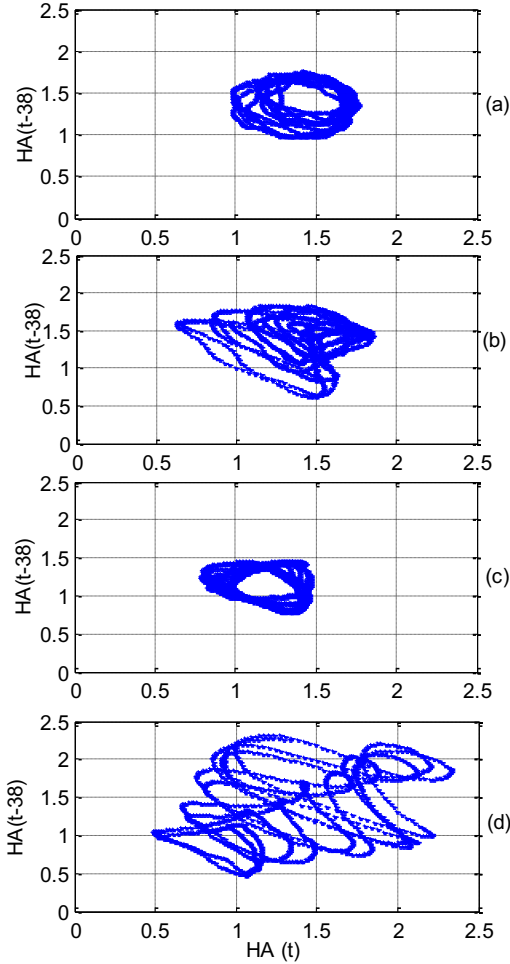
Şekil 13'te sağlam, bir kırık rotor çubuğu ve bir kırık sonlandırıcı arızası için elde edilen özellik sinyalleri verilmiştir.



Şekil 13: Sağlam ve arızalı motor özellik sinyalleri (a) Sağlam motor (b) Bir kırık rotor çubuğu arızası (c) İki kırık rotor çubuğu arızası (d) Sonlandırıcı halka arızası

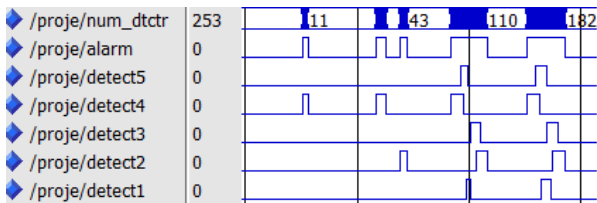


Orijinal sinyal ve bu sinyalin 90 derecelik bir faz kaydırması ile oluşturulan ikinci sinyalin kareleri toplanmakta ve toplamın karekökü alınarak negatif seçim için özellik sinyali oluşturulmaktadır. Özellik sinyali elde edildikten sonra faz uzayı oluşturularak detektörler üretilir. Faz uzayı için zaman gecikmesi 38 ve gömülme boyutu iki alınmıştır. Sağlam, bir kırık rotor çubuğu ve bir kırık sonlandırıcı arızası için faz uzayları Şekil 14’te verilmiştir.



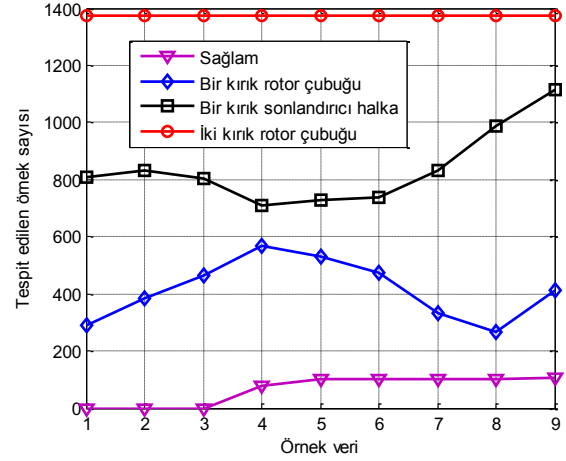
Şekil 14: Sağlam ve arızalı faz uzayları (a) Sağlam motor (b) Bir kırık rotor çubuğu arızası (c) İki kırık rotor çubuğu arızası (d) Sonlandırıcı halka arızası

MATLAB ortamında elde edilen detektörlerden öz olmayan uzayı en iyi kapsayanlar sına için kullanılacaktır. Sına veri kümesi detektörlerden herhangi birini etkinleştirirse DTS bir arttırılır. Bu durumu gösteren Modelsim benzetimi Şekil 15’te verilmiştir.



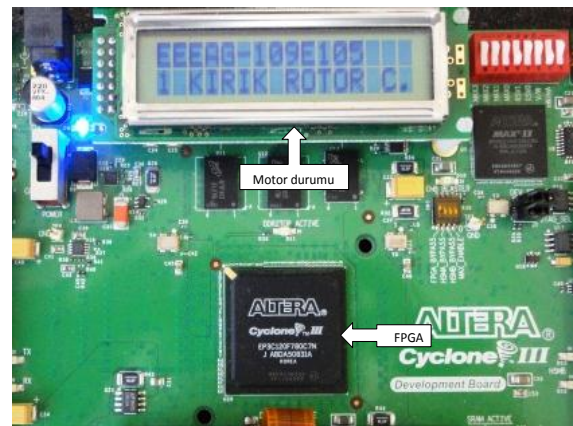
Şekil 15: Etkinleşen detektörlere göre DTS’nin değişimi

Şekil 15’te herhangi bir detektör bir sına örneğini tespit ederse num\_dtctr değişkeninin değeri bir arttırılmaktadır. Önerilen yöntemin başarımı farklı örnek sinyaller için değerlendirilmiştir. Toplam 30 adet veri örneği için sistemin başarımı değerlendirilmiştir. Şekil 16’da her bir durum için DTS değeri gösterilmiştir.



Şekil 16: Farklı durumlar için teşhis edilen örnek sayısı

Şekil 16’da ilk on veri örneği farklı sağlam durumları ifade etmektedir. Yönteme sağlam durum örnekleri verildiğinde maksimum 80 örnek detektörler tarafından teşhis edilir. Bir kırık rotor çubuğu arızasında ise minimum 250 örnek teşhis edilmektedir. Teşhis edilen örnek sayısı iki kırık rotor çubuğu arızasında okunan penceredeki örneklerin tamamına yakın olmaktadır. Her bir pencerenin sonunda detektörler tarafından teşhis edilen örnek sayısına göre motor durumu FPGA kartı üzerindeki LCD gösterge üzerinde gösterilmektedir. Şekil 17’de bir kırık rotor çubuğu arızası için yöntemin çalışması gösterilmiştir.

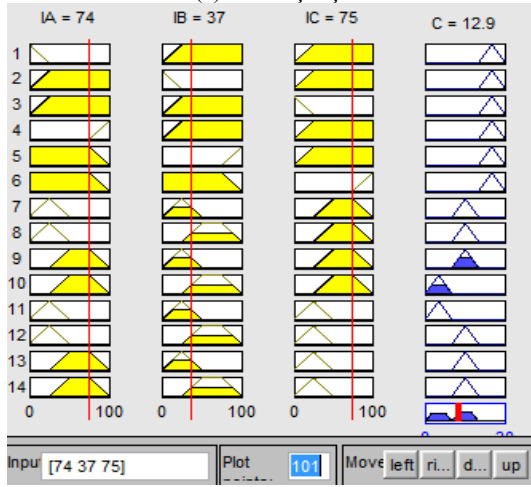


Şekil 17: Önerilen yöntemin FPGA uygulaması

Stator arızasına sahip motor için Quartus II ortamında ve MATLAB’ta gerçekleştirilen deneysel sonuçlar Şekil 18’de verilmiştir.

+	/proje/acc_a	413C6646	42...42...42...	42AFBA32	00.
+	/proje/acc_b	3F6119DF	42...42...42...	42434286	00.
+	/proje/acc_c	4141120E	42...42...42...	42A9FD4	00.
+	/proje/imag...	3F3F74AB	3F3E582D	Intege(0.7436*100) → 74	3F.
+	/proje/imag...	3ED8949D	3EBEEA9F	Intege(0.3729*100) → 37	3E.
+	/proje/imag_c	3F369674	3F409528	Intege(0.7523*100) → 75	3F.
+	/proje/bc	15	15		
+	/proje/ba	0			
+	/proje/ka	1			
+	/proje/s	0			
+	/proje/incl0	1			

(a) FPGA çıkışı



(b) Matlab çıkışı

Şekil 18: Bulanık sistemin FPGA ve Matlab sonuçları

Şekil 18’de okunan akım sinyallerinden her bir örneğin mutlak değeri alınarak üst üste toplanmaktadır. Her bir fazın toplam ifadesi acc\_a, acc\_b ve acc\_c ile gösterilmiştir. Bölme sonucu elde edilen faz akım sinyallerinin büyüklükleri imag\_c, imag\_b ve imag\_a ile gösterilmiştir. Elde edilen bu büyüklükler 100 sabit değeri ile çarpılarak altfp\_convert bileşeni ile tam sayıya dönüştürülmektedir. Dönüşüm sonucu elde edilen üç faz akım sinyalinin büyüklüğü bulanık sisteme verilerek arıza durumu hakkında bulanık sistem bir çıkış (bc) üretir. FPGA tabanlı bulanık sistem VHDL’de yazılıp tamsayı tabanlı çalışmaktadır. Bu yüzden Matlab Fuzzy Logic toolbox ile FPGA sonucu arasında bir hata değeri oluşmaktadır. Önerilen yöntem Cyclone III FPGA geliştirme kitinin çok az miktarda kaynağını kullanır. Gerçekleştirilen tasarımı kullandığı FPGA kaynaklarının oranı Tablo 3’te verilmiştir.

Tablo 3: FPGA kaynaklarının kullanım oranı

Hafıza birimi	NSA	BS	Toplam
Mantıksal elemanlar	% 15	% 10	% 25
Mantıksal kayıtlar	% 8	% 3	% 11
Hafıza bitleri	% 3	% 2	% 5
Gömülü çarpıcılar	% 15	% 13	% 28

Tablo 3’te bulanık sistem (BS) ve negatif seçim algoritmasının (NSA) kullandığı FPGA kaynaklarından en önemli kısmı gömülü çarpıcılarıdır. Çünkü IEEE-754 kayan noktalı sayılar üzerinde yapılan aritmetik işlemler bu kaynakları yoğun bir şekilde kullanmaktadır. Çalışmada kullanılan Cyclone III FPGA kartı 576 adet gömülü çarpıcıya

sahtir. Her iki algoritma toplamda 157 adet (%28) gömülü çarpıcıyı kullanmaktadır.

## 5. Sonuçlar

Bu çalışmada eş zamanlı arıza teşhisi için negatif seçim ve bulanık mantık algoritmalarını kullanan bir yöntem sunulmuştur. Önerilen yöntem arıza teşhisi için üç faz akım sinyalinin kullanır. Okunan akım sinyallerinden özellik çıkarımı ve iki akıllı hesaplama algoritmasının bütün aşamaları FPGA üzerinde gerçekleştirilmiştir. İki algoritmanın eş zamanlı çalışması sağlanarak birden çok arızanın gerçek zamanlı teşhisi sağlanmıştır. FPGA’nın paralel çalışabilme yeteneği sayesinde önerilen yöntem arıza teşhisi için düşük maliyetli çözümler sunar. Önerilen yöntemin başarımı Modelsim benzetim aracıyla doğrulanmıştır. Aynı zamanda tasarım Altera Cyclone III FPGA kartına yüklenerek çalıştırılmıştır.

## 6. Teşekkür

Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TUBITAK) tarafından 109E105 numaralı proje ile desteklenmiştir.

## 7. Kaynaklar

- [1] Chow, M.Y., “Methodologies of Using Artificial Neural Network and Fuzzy Logic Technologies for Motor Incipient Fault Detection”, World Scientific Publishing, Singapore, 1998.
- [2] Troncoso, R.J., Gallaga, R. S., Yopez, E.C., Perez, A.G., Rios, R. A. O., Salas, R.A., Vidales, H. M., Huber, N., “FPGA-Based Online Detection of Multiple Combined Faults in Induction Motors through Information Entropy and Fuzzy Inference”, *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 11, pp. 5263 – 5270, 2011.
- [3] Bellini, A., Filippetti, F., Tassoni, C., Capolino, G., “Advances in Diagnostic Techniques for Induction Machines”, *IEEE Trans. Indus. Electr.*, Vol. 55, No. 12, pp. 4109-4126, 2008.
- [4] Panadero, R. P., Sanchez, M. P., Guasp, M. R., Folch, J. R., Perez, E. H., Cruz, J. P., “Improved Resolution of the MCSA Method via Hilbert Transform, Enabling the Diagnosis of Rotor Asymmetries at Very Low Slip”, *IEEE Trans. on Energy Conv.*, Vol. 24, No. 1, pp. 52-59, 2009.
- [5] Briz, F., Degner, M. W., Garcia, P., Bragado, D., “Broken Rotor Bar Detection in Line-Fed Induction Machines using Complex Wavelet Analysis of Startup Transients”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 44, No. 3, pp. 760-768, 2008.
- [6] Bouzida, A., Touhami, O., Ibtouen, R., Belouchrani, A., Fadel, M., Rezzoug, A., “Fault Diagnosis in Industrial Induction Machines through Discrete Wavelet Transform”, *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 9, pp. 4385 – 4395, 2011.
- [7] Tsoumas, I. P., Georgoulas, G., Mitronikas, E. D., Safacas, A. N., “Asynchronous Machine Rotor Fault Diagnosis Technique Using Complex Wavelets”, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 23, No. 2, pp. 444-459, 2008.
- [8] Pires, V. F., Martins, J. F., Pires, A. J., “Eigenvector/eigenvalue Analysis of a 3D Current

- Referential Fault Detection and Diagnosis of an Induction Motor”, *Energy Conversion and Management*, Vol. 51, No. 5, pp. 901-907, 2010.
- [9] Chilengue, Z., Dente, J. A., Branco, P. J. C., “An Artificial Immune System Approach for Fault Detection in the Stator and Rotor Circuits of Induction Machines”, *Electric Power Systems Research*, Vol. 81, No. 1, pp. 158-169, 2011.
- [10] Aydin, I., Karakose, M., Akin, E., “A Multi-objective Artificial Immune Algorithm for Parameter Optimization in Support Vector Machine”, *Applied Soft Computing*, Vol. 11, No.1, pp. 120-129, 2011.
- [11] Ayhan, B., “Linguistic Rule Generation for Broken Rotor Bar Detection in Squirrel-Cage Induction Motors”, *PhD Thesis, North Carolina State University, Raleigh, NC, 2005.*
- [12] Su, H., Chong, K. T., “Induction Machine Condition Monitoring using Neural Network Modeling”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 1, pp. 241–249, 2007.
- [13] Zidani, F., Benbouzid, M. E. H., Diallo, D. Nait-Said, M. S., “Induction Motor Stator Faults Diagnosis by a Current Concordia Pattern-Based Fuzzy Decision System”, *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 18, No. 4, pp. 469–475, 2003.
- [14] Rodriguez, P. V. J., Arkkio, A., “Detection of stator winding fault in induction motor using fuzzy logic”, *Applied Soft Computing*, Vol. 8, pp. 1112–1120, 2008.
- [15] da Silva, A. M., Povinelli, R. J., Demerdash, N.A.O., “Induction machine broken bar and stator short-circuit fault diagnostics based on three phase stator current envelopes”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 3, pp. 1310-1318, 2008.
- [16] Moreno, A. O., Troncoso, R. J. R., Frias, J. A. V., Gillen, J. R., Perez, A. G., “Automatic Online Diagnosis Algorithm for Broken-Bar Detection on Induction Motors Based on Discrete Wavelet Transform for FPGA Implementation”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 5, pp. 2193- 2202, 2008.
- [17] Akin, E., Aydin, I., Karakose, M., “FPGA Based Intelligent Condition Monitoring of Induction Motors: Detection, Diagnosis, and Prognosis”, *IEEE International Conference on Industrial Electronics (ICIT) & Southeastern Symposium on System Theory (SSST)*, March 14-17, Auburn, Alabama, USA, pp. 373-378, 2011.
- [18] Aydin, I., Karakose, M., Akin, E., “Arıza Teşhisi için Gerçek Zamanlı Bağışık Sistem Uygulaması”, *Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi 2011 Ulusal Toplantısı*, 13-14 Eylül, İzmir, Türkiye, 2011.
- [19] Monmasson, E., Idkhajine, L., Cirstea, M. N., Bahri, I., Tisan, A., Naouar, M. W., “FPGAs in Industrial Control Applications”, *IEEE Trans. on Industrial Informatics*, Vol. 7, No. 2, pp. 224-243, 2011.
- [20] Xilinx Staff, “Celebrating 20 Years of Innovation”, *Xcell Journal*, 48, 2004.
- [21] de Castro, L.N., Zuben, F. J. V., “Learning and Optimization using the Clonal Selection Principle”, *IEEE Trans. on Evolutionary Computation*, Vol. 6, No. 3, pp. 239-251, 2002.
- [22] Forrest, S., Perelson, A. S., Allen, L., Cherkuri, R., “Self-non-self-discrimination in a Computer”, *Proceedings of IEEE symposium on research in security and privacy*, May 16-18, Oakland, CA , USA, pp. 202–212, 1994.
- [23] Aydin, I., Karaköse, M., Akin, E., “Genetik Algoritma Kullanan Yapay Bağışık Sistem Tabanlı Arıza Teşhis Modeli”, *Dokuz Eylül Üniversitesi Fen ve Mühendislik Dergisi*, Cilt: 11, No: 31, s:57-72, 2009.
- [24] Barriga, A., Sanchez-Solano, S., Brox, P., Cabrera, A., Baturone, I., “Modeling and Implementation of Fuzzy Systems based on VHDL”, *International J. of Approximate Reasoning*, Vol. 41, pp. 164-178, 2006.
- [25] Altera Data Book, 2010. [Online]. Available: [www.altera.com](http://www.altera.com).



# Kafesli Asenkron Motorlarda Maliyet Kısıtı Altında Rotor Çubuklarının Analizi

## The Analysis of The Squirrel Cage Induction Motor Rotor Bars under the Cost Constraint

Sinan Şal<sup>1</sup>, Murat İmeryüz<sup>2</sup>, Lale T. Ergene<sup>2</sup>

<sup>1</sup> İTÜ Makina Fakültesi  
sal@itu.edu.tr

<sup>2</sup>İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi  
Elektrik Mühendisliği Bölümü  
[imeryuz@itu.edu.tr](mailto:imeryuz@itu.edu.tr), [ergene@itu.edu.tr](mailto:ergene@itu.edu.tr)

### Özet

*Bu makalede günümüzde endüstride yaygın olarak kullanılan asenkron motorların performans analizine yönelik bir çalışma sunulmaktadır. Test motoru olarak üç fazlı 4 kW gücünde bir kafesli asenkron motor kullanılmıştır. Çalışmada aynı kesit alanı olan rotor çubukları ve aynı iletken malzeme kullanılarak oluk biçimleri değiştirilmiştir. Motorun analizleri farklı rotor oluk biçimleri için hem analitik hem de sayısal olarak incelenmiştir. Böylelikle motor üretim maliyeti aynı olan daha üstün işletme özelliğine sahip rotor oluk geometrisi belirlenmiştir. Farklı oluk biçimlerine ait sayısal sonuçlar ve bunların karşılaştırmaları makalede verilmiştir. Aynı zamanda rotor çubuk kaçak indüktansları analitik olarak hesaplanarak motor işletmesi üzerine etkileri tartışılmıştır.*

**Anahtar kelimeler:** kafesli asenkron motor, rotor oluğu, sonlu elemanlar yöntemi, rotor çubuk indüktansı, verim.

### Abstract

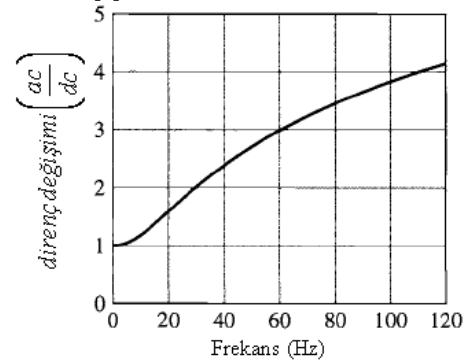
*In this paper, induction motors, which will be commonly used, have been presented due to their performances. A Three phase, 4 kW squirrel cage induction motor is chosen as a test motor. In this study, the rotor bar geometries are modified under the constrained of using the same cross sectional area and conductive material in the rotor bars. Motor analyses are performed by using the analytical and the numerical method for different type of the rotor bar slots. So the rotor bar geometry, which has the same manufacturing cost and better operating conditions compare to the original one, are determined. Numerical results and their comparison are given for different rotor bar geometries in the paper. Also, rotor bar leakage inductance values are calculated analytically and their effects on the motor operation are discussed.*

**Keywords:** Squirrel cage induction motor, rotor slots, finite element method, rotor bar inductance, efficiency.

### 1. Giriş

Asenkron motorlarda performans analizlerine yönelik olarak Alger ve Wray (1953) tarafından yapılan çalışmada belirtildiği gibi, çok fazlı asenkron motorların en önemli problemi; kalkışta yüksek moment (büyük rotor direnci) ve düşük akım

(yüksek rotor reaktansı), sürekli çalışmada ise düşük anma kayması ve yüksek verimin (düşük rotor direnç ve reaktansı) istenmesidir [1].Yapılan çalışma kapsamında akım için iki paralel yol sağlayacak bir rotor oluğu tasarımı düşünülmüştür. Bu düşünce doğrultusunda biri yüksek reaktans ve düşük dirençli (A), diğeri ise düşük reaktans ve yüksek dirençli (B) iki parçalı bir oluk tasarlanmıştır. Rotor frekansının nispeten yüksek olduğu kalkış anında akımın büyük çoğunluğu yüksek dirençli kısımdan geçerken, rotor frekansının düşük olduğu normal çalışma koşullarında ise düşük dirençli kısımdan geçmektedir. Böylece kalkış anında akım sınırlanmaktadır. Asenkron motorlarda yüksek kalkış momenti elde edilirken, motor veriminin düşmesi önlenmelidir. Alger (1970)' e göre derin oluk veya çift kafesli oluk kullanılarak rotor direncinin değişken olması sağlanabilir. Rotor direncinin kalkış anında yüksek bir değerde olması ve artan hızlarla birlikte rotor direncinin azalması sonucu motor verimi düşmeden yüksek kalkış momenti sağlanabilir [2]. Fitzgerald ve diğerlerine göre (2003), uygun bir derin oluk tasarımı yapıldığında oluk direncinin frekans ile değişmesi sağlanabilir. Bu tasarımla deri olayı etkisinden yararlanarak; rotor frekansının nispeten yüksek olduğu kalkış anındaki direncin etkin değerinin, normal çalışma koşullarındaki değerinin birkaç katı olması sağlanabilir [3]. 2.5 cm derinliğindeki bir rotor oluğu için direnç değerinin frekans ile değişimi Şekil 1' de gösterilmektedir [3].



Şekil 1: 2.5 cm derinliğindeki bir rotor oluğu için direnç değerinin frekans ile değişimi [3]

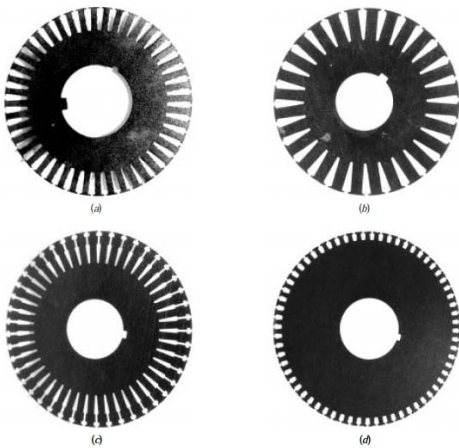
Deri etkisinden yararlanabilmek için, oluk derinliğinin en küçük değerinin ne olması gerektiği ile ilgili denklem

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \pi f}} \quad (1)$$

eşitliği ile verilmektedir [4]. Bu eşitlikte  $\delta$ ; en az deri etkisi derinliği (m),  $\rho$ ; özgül direnç ( $\Omega\text{m}$ ),  $f$ ; frekans (Hz),  $\mu_0$  (H/m); boşluğun magnetik geçirgenliği olarak tanımlanmıştır.

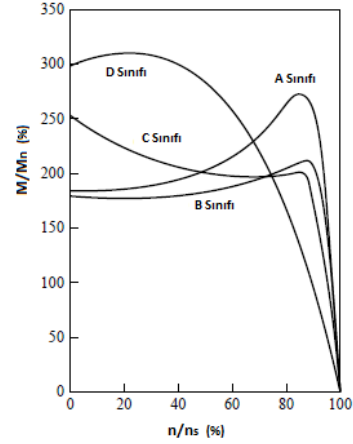
Kirtley Jr. tarafından yapılan çalışmada rotor oluk geometrisindeki değişimlerin motor performansı üzerindeki etkilerinin incelenmesi için çift kafesli oluğu olan 5,5 kW gücünde bir motor incelenmiştir [5]. Kalkış oluğu olarak adlandırılan üst kısımdaki oluk parçasının çapı değiştirilerek farklı oluk kombinasyonları elde edilmiştir. Bu çalışma sonucunda artan çap değerleri için motor verimi artarken, kalkış momentinin en büyük değerden geçtiği görülmüştür. Kalkış momentinin en büyük olduğu çap değeri optimum tasarım değeri olarak belirtilmiştir. Galindo ve diğerleri tarafından yapılan çalışmada motorun anma çalışma koşullarındaki performansını değiştirmeyecek ve sadece kalkış performansını arttıracak tasarımlar üzerinde durulmuştur [6]. Anma çalışma koşullarındaki performansın değişmemesi amaçlandığından rotor oluğunun toplam direncinin değişmemesi ve bunun için de toplam oluk alanının aynı kalması gerektiği vurgulanmıştır.

Bu çalışmada incelenen rotor geometrileri NEMA (National Electrical Manufacturer Association) Standartlarında tanımlanmış motor sınıflarına göre belirlenmiştir. NEMA, farklı rotor oluk geometrilerini gözönüne alarak kafesli asenkron motorlar için dört temel tasarım sınıfı tanımlamıştır. Şekil 2, bu dört rotor oluk laminasyonunu göstermektedir [7]. Bu sınıflandırmada A sınıfı; hava aralığına yakın büyük (Şekil1a), B sınıfı; hava aralığına yakın büyük ve derin (Şekil1b), C sınıfı (Şekil1c) ve D sınıfı hava aralığına yakın küçük rotor oluklarını temsil etmektedir.



Şekil 2: NEMA Motor Sınıfları [7]

Oluk biçimlerinin farklılığı, motorun kalkış, devrilme ve anma işletmesinde rotor direnç ve indüktans değerlerini dolayısıyla moment değerlerini değiştirmektedir. Bu sınıflara ait moment-hız özeğrileri Şekil 3 de verilmiştir.



Şekil 3: NEMA Motor Sınıflarına ait moment-hız özeğrileri [7].

Kullanılacak test motoru üç faz, 4 kW, 380 V,  $\Delta$  bağlı, 50 Hz anma değerlerine sahiptir. Öncelikle motorun sonlu elemanlar yöntemi ile sayısal modellemesi yapılmış ve deneysel sonuçlarla karşılaştırılarak modellemenin güvenilirliği denetlenmiştir. Daha sonra burada sözü edilen diğer oluk modelleri, test motoruna ait sonlu elemanlar modeli üzerinde, rotor oluk alanı kısıtı altında, yeniden oluşturulmuştur. Makalede bu oluk modellerinin oluk alanlarının test motoru oluk alanına eşit alınmasıyla aynı üretim maliyetine sahip ancak işletme bakımından daha iyi oluk tasarımının saptanması amaçlanmıştır. Ayrıca her oluk tasarımında rotor çubuk indüktansının değeri analitik yöntemlerle de hesaplanarak; rotor çubuk kaçak indüktansının motorun işletme iyiliği üzerine etkisi de incelenmiştir.

## 2. Metodoloji

Kafesli asenkron makinede motor performansını belirleyen parametrelerin başında rotor direncinin ve kaçak indüktansının değerleri gelmektedir. Rotor kaçak indüktansı aşağıda sıralanan alt bileşenlerden oluşmaktadır. Bunlar,

- Diferansiyel kaçak indüktansı,
- Hava aralığı zig-zag kaçak indüktansı,
- Oluk kaçak indüktansı,
- Kısadevre bileziğinin kaçak indüktansı,
- Bükme (skewing) kaçak indüktansıdır.

Hesaplamalarda diferansiyel kaçak indüktansı, hava aralığı zig-zag kaçak indüktansı ve bükme kaçak indüktans değerleri stator devresine indirgenmiş olarak, diğer iki indüktans ise rotor devresinde ifade edilmektedir. Bir rotor kafes çubuğunun kaçak indüktansı

$$L_{bT} = L_b + 2.L_e \quad (2)$$

denklemleriyle hesaplanır [8]. Burada  $L_{bT}$ ; rotor çubuğunun toplam indüktansı,  $L_b$ ; yalnız rotor çubuğunun,  $L_e$ ; ise kısadevre bilezik parçasının kaçak indüktansıdır.  $L_b$  değeri  $L_e$  değerinden yaklaşık 100 katı olduğu gözönüne alınarak, çalışmada farklı oluk geometrileri için yalnızca çubuğun kaçak indüktansı hem analitik, hem de sayısal hesaplama yöntemleri ile hesaplanmıştır [9].

Makalede analitik çözümlere yanında motor modellemesinde sayısal yöntem olarak sonlu elemanlar yöntemi kullanılmıştır. Sonlu elemanlar yöntemi diğer elektromagnetik analiz yöntemleri (Sonlu Farklar Yöntemi, Monte Carlo Yöntemi, Sınır Elemanları Yöntemi vb.) yanında özellikle elektrik makineleri uygulamalarında doğrusal olmayan malzemesi olan karmaşık geometrilerin modellenmesinde tercih edilmektedir. Sonlu elemanlar benzeri sayısal yöntemlerin analitik yöntemlere göre üstünlüğü; elektrik makina problemlerinde karşımıza çıkan sınır koşullarına bağlı kısmi türevli denklemlerin Galerkin, Virtual Work vb. prensipler yardımıyla çözülebilir olmasıdır. [10].

## 2.1. Analitik Yaklaşım

Oluk kaçak akısının dağılımı özellikle oluk geometrisine, magnetik malzemenin doyma özelliklerine, rotor frekansına ve oluk içerisindeki akım yoğunluğuna bağlıdır. Oluk akım yoğunluğu anma ve kalkış işletmesinde farklılık gösterir. Rotor çubuk indüktansı; depolanan magnetik enerji

$$W_m = \frac{1}{2} \iiint_V \vec{B} \cdot \vec{H} \cdot dV \quad (3)$$

denkleminde hesaplanır.  $l$  rotor çubuk uzunluğu,  $h_1$  çubuk derinliği,  $b(h)$ , çubuk derinliğine bağlı oluk genişliği ve  $H$  magnetik alan şiddeti olmak üzere Amperé Yasası uygulandığında

$$\vec{H} \cdot b(h) = \vec{\Theta} \cdot \frac{h}{h_1} \quad (4)$$

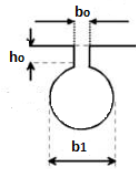
çubuk indüktansı

$$L_b = \frac{1}{2 \cdot i^2} \mu_0 \cdot l \int_0^{h_1+r} H^2(h) \cdot b(h) \cdot dh \quad (5)$$

biçiminde gösterilir. Bu denklemde,  $dh$  çubuk derinlik değişkenidir. Sonuç olarak, çubuk indüktansı,  $\Lambda$  oluk magnetik geçirgenliği ve  $\lambda$  magnetik geçirgenlik katsayısı olmak üzere denklem 6 ile hesaplanır.

$$L_b = \mu_0 \cdot l \cdot N^2 \cdot \lambda = N^2 \cdot \Lambda \quad (6)$$

$\lambda$  katsayısı tamamen oluk geometrisine bağlıdır. Literatürde farklı rotor oluk biçimleri için ayrıntılı hesaplamalar yapılmıştır [8,9,11,12,13]. Aşağıda çalışmada analizleri yapılan rotor oluk biçimleri için magnetik geçirgenlik katsayıları verilmektedir.



Şekil 4: Yuvarlak oluk geometrisi.

Yuvarlak kesitli oluk için geçirgenlik katsayısı;

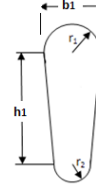
$$\lambda = k_2 + \frac{h_0}{b_0} \quad (7)$$

$h_0$  ; oluk ağzının hava aralığına göre derinliği,  $b_0$ ; oluk ağzı genişliğidir. Literatürde  $k_2$  değeri için 0,645..0,785 arasında değer tanımlanmıştır. Bu çalışmada 0,785 değeri kullanılmıştır [8,9].

Şekil 5 te verilen damla biçimli oluklar için indüktans zayıflatma çarpanı  $k_1 < 1$  olmak üzere geçirgenlik katsayısı,

$$\lambda = \frac{h_1}{3 \cdot b_1} k_1 + k_2 - \frac{h_0}{2 \cdot b_1} + \frac{h_0}{b_0} \quad (8)$$

denklemini vardır [8].



Şekil 5: Damla biçimli oluk geometrisi.

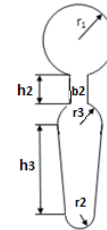
Çift kafesli rotor oluklarında kalkış sırasında yalnızca üst çubuk, anma işletmesinde ise alt çubuk etkilidir. Üst çubuk yuvarlak biçimli olduğunda magnetik geçirgenlik katsayısı, kalkış için,

$$\lambda = 0,66 + \frac{h_0}{b_0} \quad (9)$$

anma işletmesi için  $1 < k_3 < 2$  olmak üzere ,

$$\lambda = \frac{h_3}{3 \cdot b_3} k_1 + k_3 + \frac{h_2}{b_2} + \frac{h_0}{b_0} \quad (10)$$

denklemleri ile tanımlanır [9]. Denklem 10 da 2 indisi geçiş kanalının, 3 indisi damla biçimli işletme oluşunun geometrik ölçülerini belirtmektedir. Şekil 6 da çift kafesli oluk geometrisi verilmiştir.



Şekil 6: Çift kafesli oluk geometrisi.

Denklemlerde verilen  $h_0/b_0$  terimi açık ağızlı oluklar için oluk ağzı geçirgenlik katsayısıdır. Kapalı oluklar için bu terim yerine,

$$\frac{h_0}{b_0} = 0,3 + 1,12 \cdot h_0 \cdot \frac{10^3}{I_b^2} \quad (11)$$

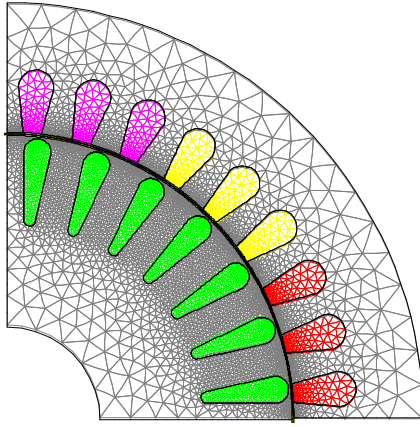
kullanılabilir [8].  $I_b$  rotor çubuk akımıdır. Çalışmada rotor çubuk indüktansının anma işletmesindeki değerleri ile ilgilenildiği için, analitik hesaplamalarda akım yığılmasının etkisi ve doyma gözardı edilmiştir.

## 2.2. Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY)

Elektrik mühendisliğinde sonlu elemanlar yöntemi, elektrik veya magnetik alanı incelenecek bölge içindeki enerjinin en küçük değere indirgenmesi ilkesine dayanır. Bölge içindeki alan Laplace veya Poisson tipinde bir elektrik veya magnetik alan olabilir. Sonlu elemanlar yönteminde bir sistemin sonlu sayıdaki bilinmeyen büyüklüğünün, sistemin bilinen büyüklükleri cinsinden bulunması yolu izlenir. Sonlu

elemanlar yöntemi ile magnetik akı yoğunluğunun sayısal çözümünü elde etmek için verilen alan bölgesi, sonlu küçük elemanlardan oluşan bir ağ ile bölünerek bu ağın düğümlerdeki magnetik potansiyelleri hesaplanır [10].

Analizlerde kullanılan test motorunun sonlu elemanlar modeli Flux2D adlı sonlu elemanlar yazılımı yardımı ile oluşturulmuştur. Motorun simetri özelliği kullanılarak, dört kutuplu motorun sadece bir kutbu modellenmiştir. Bu çeyrek motor modeli; dokuz adet stator oluğu ve yedi adet rotor çubuğu içermektedir. Çözüm bölgesi için en uygun sonlu eleman dağılımı için; magnetik alan değişiminin en hızlı yaşandığı hava aralığı ve doyma etkisinin gözlemlendiği dış diplerinde daha küçük elemanlar, magnetik alanın sıfır olması varsayılan motor en dış yüzeyinde ise daha büyük elemanlar kullanılmalıdır. Motora ait sonlu elemanlar ağ modeli Şekil 7 de verilmiştir.

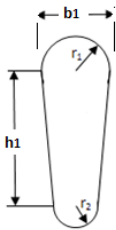


Şekil 7: Test motorunun ağ yapısı.

Makalede incelenen bütün tasarımlarda rotor oluk maddesi alüminyum olup özgül direnç değeri  $\rho_{Al}=2,78.10^{-8}$  ( $\Omega.m$ ) olarak alınmıştır. Benzer biçimde stator ve rotor magnetik malzemeleri; her tasarım için aynıdır ve doğrusal olmayan yapıdadır.

### 3. Analitik Yaklaşım ve Benzetim Sonuçları

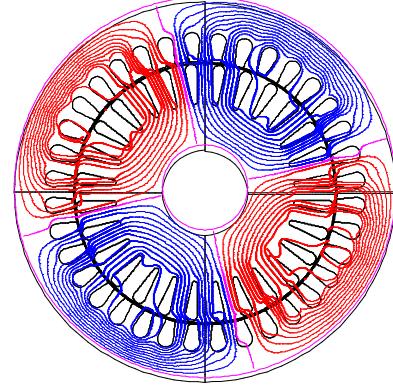
Test motorunda kullanılan rotor oluk modeli damla şeklindedir ve oluk geometri boyutları Şekil 8 de verilmiştir. Bu rotor çubuğuna ait kesit alanı;  $68.9 \text{ mm}^2$ 'dir.



$r_1$ (mm)	$r_2$ (mm)	$h_1$ (mm)
2,75	1,15	14,1

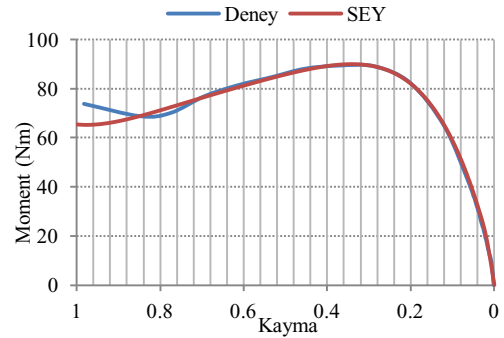
Şekil 8: Test motoruna ait damla oluk geometrisi ve boyutları.

Bu motora ait sonlu elemanlar analizi yapılmış ve motorun eş akı dağılımı Şekil 9 da verilmiştir.



Şekil 9: Test motorunun eş akı çizgilerinin dağılımı (damla oluk modeli).

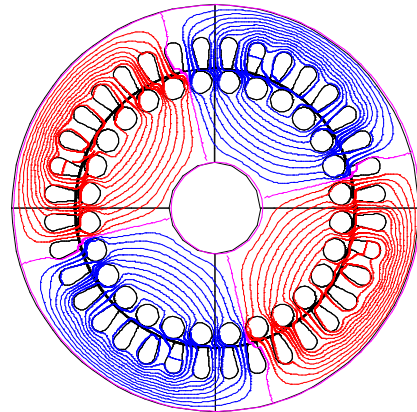
Test motoru için oluşturulan sonlu elemanlar modelinin güvenilirliği için deneysel sonuçlarla bir karşılaştırma yapılmış ve her iki durum için kayma-moment özeğrisi Şekil 10 da verilmiştir.



Şekil 10: Test motorunun kayma-moment özeğrisi.

Şekil 10 da görüleceği gibi kayma-moment özeğrisi kalkıştaki semer momenti dışında tümüyle örtüşmektedir.

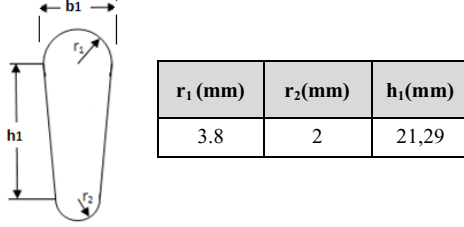
Yuvarlak oluk modeli için Şekil 4'te verilen oluk geometrisi kullanılarak aynı kesit alanı için daire çapı ( $b_1$ ) 9,366 mm alınmıştır. Bu oluk tipi için eş akı dağılımı Şekil 11 de verilmiştir.



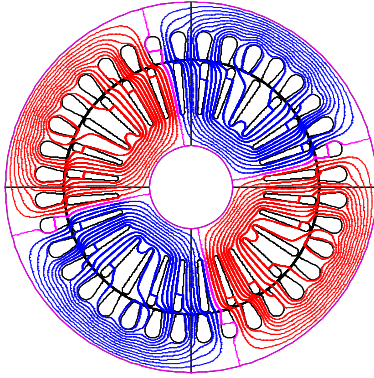
Şekil 11: Rotorda yuvarlak oluk tipi için eş akı dağılımı



Derin oluk için aynı alan kısıtı altında damla modelinin boyutları değiştirilmiştir. Şekil 12 de bu çubuk için alınan oluk geometrisi ve değerleri verilmiştir. Bu oluk yapısının kullanıldığı durumda oluşacak eş akı çizgileri de Şekil 13 de gösterilmektedir.

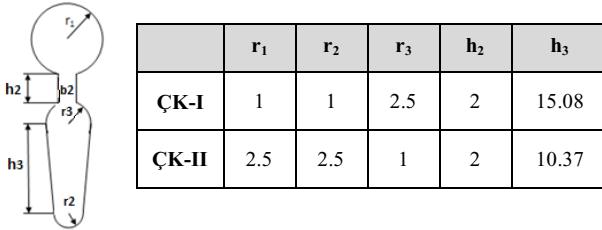


Şekil 12: Rotorda derin oluk geometrisi ve boyutları.

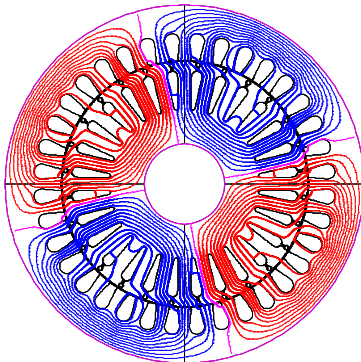


Şekil 13: Rotorda derin oluk tipi için eş akı dağılımı

Son olarak rotorda aynı alan kısıtı altında çift kafesli oluk yapısı incelenmiştir. Kalkış momentinin artırılması için rotor üst kafesi alt kafele oranla küçük tutulmuştur.

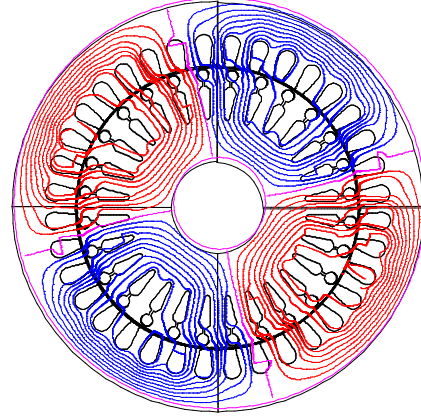


Şekil 14: Rotorda çift kafes oluk geometrisi ve boyutları (mm)



Şekil 15: Rotorda çift kafes oluk (ÇK-I) için eş akı dağılımı

Kalkışta rotor frekansının stator frekansına eşit olması dolayısıyla ve akım yığılmasının etkisiyle rotorun etkin direnci üst çubuk direncine eşit olacaktır. Oluşturulan iki adet çift kafes geometrisinin (ÇK-I ve ÇK-II) şekli ve boyutları Şekil 14 de verilmiştir. Şekil 15 ve Şekil 16 sırasıyla bu oluk tiplerine ait eş akı dağılımlarını göstermektedir.



Şekil 16: Rotorda çift kafes oluk (ÇK-II) için eş akı dağılımı

Tablo 1 de bu oluk tiplerine ait rotor çubuk kaçak indüktans değerlerini sunulmaktadır.

Tablo 1: Oluk geometrilerine bağlı çubuk kaçak indüktans değerleri ( $\mu\text{H}$ )

	Damla	Derin	Yuvarlak	Çift Kafes
SEY	0,12	0,124	0,102	0,179
Analitik	0,082	0,133	0,055	0,196

Bu tablo sonuçları değerlendirilirse, oluk derinliği bakımından, damla biçimli oluk tasarımı ile, derin oluklu tasarım arasında 6 mm ye yakın fark vardır. Buna karşın, anma işletme bölgesinde akım oluğa düzgün dağıldığı için indüktans değerleri arasında belirgin bir fark yoktur.

Çift kafesli rotor tasarımının oluk derinliği derin oluklu tasarımdan 2,5 mm daha kısadır. Ancak, anma işletmesinde akım alt oluktan geçtiğinden, rotor oluşunun geçiş ve kalkış çubuğu bölgesi, magnetik bakımdan hava aralığı gibi davranmaktadır. Bu nedenle çift kafesli tasarım daha derin olmamasına karşın, indüktans değeri daha büyüktür.

Yuvarlak oluklu tasarımda makine büyük bir kalkış çubuğu varmış gibi davranmaktadır. Oluklar arasında dar bir bölge kaldığından magnetik malzeme erken doymakta ve anma verimi küçük olmaktadır. Buna karşın moment özeğrisi bakımından kalkış momenti artmakta, diğer tasarımlara göre azalan indüktans değeri nedeniyle devrilme kayması moment ekseninden uzaklaşmaktadır. Böylelikle motorun yüklenebilme aralığı artmaktadır. Oluk derinliği küçük olduğundan indüktans değeri küçüktür.

Tablo 2 de gözönüne alınan tüm rotor oluk yapılandırmaları için kalkış, devrilme, anma momentlerini, devrilme ve anma kayma değerlerini, giriş ve çıkış güçlerini ve son olarak verim değerlerini toplu olarak verilmektedir.

Tablo 2: Tüm rotor oluk modelleri için sonuçlar

	Damla	Derin	Yuvarlak	ÇK-I	ÇK-II
<b>Kalkış Momenti (Nm)</b>	13.6	12.18	14.5	9.14	14.2
<b>Devrilme Momenti (Nm)</b>	22	18.24	23.42	14.37	16.95
<b>Anma Momenti (Nm)</b>	6.5	6.57	6.57	6.60	6.6
<b>Devrilme Kayması</b>	0.23	0.217	0.267	0.183	0.25
<b>Anma Kayması</b>	0.0262	0.0298	0.0315	0.0327	0.0282
<b>Mekanik Güç (W)</b>	4000	4000	4000	4000	4000
<b>Elektriksel Güç (W)</b>	4662	4700	5298	4598	4734
<b>Verim (%)</b>	85.8	85.1	75.5	87	84.5

Damla oluk modeline sahip test motorunun bazı özelliklerinin, rotor oluk alanı kısıtı altında oluşturulan diğer modellerle farklı açılardan iyileştirildiği gözlenmiştir. Örneğin yuvarlak oluk alanının kullanılması durumunda aynı çıkış gücü için verim düşerken kalkış momenti iyileştirilmiştir. Bu geometri en yüksek devrilme momentine ve daha geniş yüklemeye aralığına sahiptir. Oysa çift kafes kullanılan ilk yapılandırma (ÇK-I) bunun tam tersi gözlemlenmektedir. Bu tasarımda kalkış momenti test motoruna göre azalırken, işletme kafesinin direnci daha küçüldüğünden kayıplar azalmakta ve verim %1,2 kadar artmaktadır. Üst çubuk alanının ilkine göre daha büyük olduğu ikinci çift kafes geometrisinde (ÇK-II) kalkış momenti artarken verim %1,3 azalmıştır. Derin oluk yapılandırması bu tasarımlar içinde büyüklükler açısından damla modele en yakın sonuçları vermiş, alan kısıtı nedeniyle derin oluşun yaratması beklenen akım yığılması etkisi pek görülmemiştir.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada incelenen üç fazlı kafesli asenkron motorun; rotor çubuk geometrileri değiştirilerek maliyet kısıtı altında “Nasıl daha iyi bir tasarım gerçekleştirilebilir?” sorusunun cevabı aranmış ve bunun için NEMA standartlarının öngördüğü temel oluk modelleri analiz edilmiştir. Elde edilen sonuçlar hem rotor çubuk kaçak indüktansı hem de motor işletme büyüklükleri açısından beraber verilerek yorumlanmış ve bu yorumlar çerçevesinde çift kafes yapılandırmalarının hem kalkış hem de anma işletmesi açısından daha iyi olduğu sonucuna varılmıştır.

#### 5. Kaynaklar

- [1] Alger P. L., and Wray J. H., “Double and Triple Squirrel Cages for Polyphase Induction Motors”, *AIEE Transactions*, pp. 637-644, 1953.
- [2] Alger P. L., “*Induction Machines: Their Behavior and Uses*,” Gordon and Breach Publishers, USA, 1970
- [3] Fitzgerald A. E., Kingsley Jr. C., Umans S. D., “*Electric Machinery*,” McGraw-Hill, Boston, 2003
- [4] Sadarangani C., “*Electrical Machines – Design and Analysis of Induction and Permanent Magnet Motors*,” Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 2000
- [5] J.L. Kirtley Jr., “Designing Squirrel Cage Rotor Slots with High Conductivity”, *International Conference on Electric Machines*, Krakow, Poland, 5-8 September, 2004
- [6] Galindo V.A., Lopez-Fdez X. M., Pinto J.A.D., Coimbra A.P., “Parametric Study of Rotor Slot Shape On a Cage Induction Motor”, *X International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering*, ISEF, 2001, pp. 441 – 447.
- [7] Chapman, S.J., ‘*Electric Machinery Fundamentals*’, McGraw-Hill Science/Engineering/Math; 4th edition, 2003.
- [8] Boldea I., Nasar S. A. : *The Induction Machine Handbook*, CRC Pres, 2002
- [9] Seinsch, H.O. : *Program felder Drechfeldrechnung*, Magnetkreisr. Fuer Kaefiglaeuefer Fachbuch, 1993.
- [10] Kalenderli, Ö.; *Elektrik Mühendisliğinde Sonlu Elemanlar Yöntemi Ders Notları*
- [11] Schuisky W., *Brechnung Elektrischer Maschinen*, Springer Verlag, 1960.
- [12] Engelman R.H., Middendorf W.H.: *Handbook of Electric Motors*, Marcel Dekker, 1995
- [13] Pyrhönen J., Jokinen T.: *Design of Rotating Electrical Machines*, John Wiley & Sons, 2008
- [14] Rentzsch, H. : *Elektromotoren*, ABB Fachbuch, 1992

# Asimetrik Çok Seviyeli Eviricilerin İncelenmesi

## A Review on Asymmetric Multi-Level Inverters

İlhami ÇOLAK<sup>1</sup>, Ersan KABALCI<sup>2</sup>, Gökhan KEVEN<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Teknoloji Fakültesi  
Gazi Üniversitesi  
icolak@gazi.edu.tr

<sup>2</sup>Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi  
Nevşehir Üniversitesi  
kabalci@nevsehir.edu.tr

<sup>3</sup>Hacı Bektaş Veli Meslek Yüksekokulu  
Nevşehir Üniversitesi  
gokhankeven@nevsehir.edu.tr

### Özet

Asimetrik çok seviyeli eviriciler, çok seviyeli evirici (ÇSE) topolojileri içerisinde daha fazla gerilim seviyeleri üretmelerinden dolayı hızla gelişmektedir. Asimetrik çok seviyeli eviriciler, istenilen çıkış seviyelerini üretmek için simetrik çok seviyeli eviricilerdeki gibi aynı sayıda fakat farklı oranlardaki DA kaynaklara ihtiyaç duyar. Bugüne kadar birçok araştırma yapılmasına rağmen, literatürde asimetrik eviricileri tamamen inceleyen bir çalışma görülmektedir. Bu çalışmada, asimetrik çok seviyeli eviricilerin yapıları ve kontrol teknikleri incelenmiştir. Çalışmada asimetrik topolojiler, kaskad ve hibrit asimetrik çok seviyeli eviriciler ve yeni topolojiler incelenmektedir. Bununla birlikte; Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM), Uzay Vektör Modülasyonu (UVM), Seçmeli Harmonik Eleme Darbe Genişlik Modülasyonu (SHE-DGM) gibi klasik kontrol yöntemlerine ek olarak asimetrik eviricilerin kontrolünde son dönemde yaygın olarak kullanılan en yakın üç vektör tekniği (EYÜV) de bu çalışmada incelenmiştir. **Anahtar kelimeler:** Asimetrik çok seviyeli evirici, kaskad eviriciler, hibrit eviriciler, uzay vektör diyagramı, SDGM.

### Abstract

The asymmetrical multilevel inverters (MLIs) are rapidly emerging branches of conventional MLIs due to generating increased voltage levels. The asymmetrical MLIs require the same quantity of DC voltage supply with conventional MLIs to generate the desired output levels owing to be configured with proportional valued DC supplies. Inversely to being widely studies, any comprehensive review to cover asymmetrical MLIs is not proposed in the literature. This paper introduces and compares the asymmetrical MLIs in terms of topology and control techniques in order to provide further understanding. The innovative asymmetrical topologies are also considered besides cascaded and hybrid asymmetrical MLI topologies in the paper. Furthermore, the novel control techniques are analysed in addition to conventional MLI control schemes. The nearest three vector technique which is widely used is also analysed in the paper. **Keywords:** Asymmetrical multilevel inverter, cascaded inverters, hybrid inverters, space vector diagram, SPWM.

### 1. Giriş

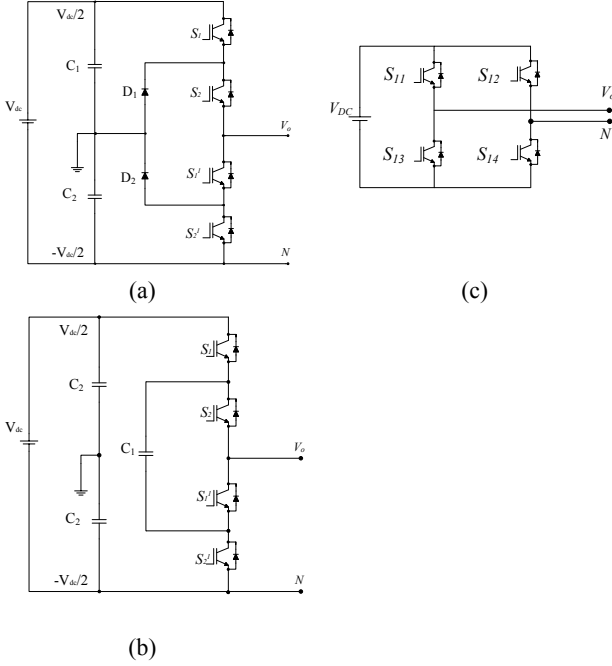
Çok seviyeli eviriciler (ÇSE) üzerine yapılan çalışmalar, ilk olarak Nabae tarafından 1981 yılında iki seviyeli Nötr Nokta Kenetlemeli (NNK) eviriciler ile başlamıştır. Nabae'nin bu çalışmasına bağlı olarak araştırmacılar ÇSE topolojileri ve kontrol tekniklerine yoğun ilgi göstermişlerdir. Günümüzde en çok kullanılan ÇSE yapıları, Şekil 1'de görülen, Diyet Kenetlemeli (DK), Kondansatör Kenetlemeli (KK) ve Kaskad H-Köprü (KHK) yapılarıdır. ÇSE'lerin kullanımının yaygın olmasının sağlayan avantajları şunlardır;

- Çıkışta elde edilen düşük dv/dt oranı,
- Hat gerilim ve akımındaki harmonik bileşenlerin azaltılması.
- ÇSE'lerde anahtarlama elemanları üzerindeki gerilim ve baskısının azalmasına bağlı olarak azalan ortak mod gerilimi sağlanması [1-3].

Şekil 1'de verilen gerilim kaynaklı evirici topolojileri üç seviyelidir. Çıkış seviyesi arttıkça, bu seviyeyi elde etmek için kullanılan anahtarlama elemanı sayısı da artmaktadır. Bu durum, maliyeti ve anahtarlama kayıplarını artırmakta ve daha karmaşık anahtarlama algoritmaları gerektirmektedir. Çıkış seviyesindeki artışa rağmen anahtarlama elemanının sabit kalmasını sağlayacak birçok çalışma yapılmaktadır. Kaskad ÇSE'ler, Şekil 1'deki topolojilerden aynı tipte olanların seri bir şekilde bağlanması ile oluşturulur. Geliştirilen bu kaskad topolojilerde, anahtarlama elemanlarının sayısı çıkış seviyesinden daha fazla artış göstermektedir. Bu şekilde kaskad bağlantılı ÇSE'ler, simetrik evirici olarak tanımlanmaktadır. Simetrik eviricilerde her kaskad hücrenin giriş gerilimi eşittir. Giriş gerilimlerinin orantılı DA kaynaklarla sağlandığı çok seviyeli topolojiler ise asimetrik evirici topolojileri olarak tanımlanmaktadır [4-8].

Asimetrik eviricilerde, anahtarlama elemanı sayısı simetrik eviricilere göre sabit kalırken giriş gerilim oranlarına bağlı olarak çıkış seviyeleri artırılabilir. Bu çalışmada asimetrik topolojiler, devre yapıları ve kontrol teknikleri açısından simetrik eviricilerle karşılaştırılmıştır. Normal asimetrik eviricilerdeki gelişmeler ve önerilen farklı asimetrik ÇSE çalışmaları ikinci bölümde yer anlatılmaktadır. Üçüncü

bölümde gelişen asimetrik ÇSE kontrol tekniklerinden en yakın üç vektör (EYÜV) ve faz kaydırmalı kontrol teknikleri ile geleneksel olarak kullanılan Uzay Vektör Modülasyonu (UVM), Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM) ve Seçmeli Harmonik Elemeleli Darbe Genişlik Modülasyonu (SHE-DGM) tekniklerine değinilmiştir.



Şekil 1: ÇSE yapıları, (a) DK, (b) KK, (c) KHK

## 2. Asimetrik evirici yapıları

Asimetrik evirici topolojilerinin temel özelliği girişindeki DA kaynakların farklı seviyelerde olmasıdır. Farklı oranda DA giriş geriliminin uygulanması, özellikle fotovoltaik paneller ve yakıt hücreleri gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanılması açısından önemlidir [6]. Seri kaskad hücreler şeklinde gerçekleştirilen bu devreler, DA kaynak seviyeleri açısından simetrik evirici yapılarından farklıdır. Bununla birlikte asimetrik evirici topolojileri; asimetrik kaskad evirici (AKE) ve asimetrik hibrit evirici (AHE) olmak üzere iki farklı grupta incelenir [3,9-19]. Bu topolojilere ek olarak, geliştirilen bazı farklı asimetrik evirici topolojileri de bulunmaktadır [4,5,8,20-23].

Geniş bir kullanım alanı olan bu eviricilerin avantajlarına rağmen, kullanılan DA kaynakların ve yardımcı anahtarlama elemanların ömrünün kısa olması ve bu yapılar da kapasitörlerin şarj kontrol tekniklerindeki bazı problemler dezavantaj oluşturmaktadır [6,12,17]. Çıkış gerilim seviyesi AKE ve AHE topolojilerinin her ikisinde de Eşitlik 2 ve Eşitlik 3 ile hesaplanır. Eşitlik 1'de ise simetrik evirici çıkış gerilim seviyesinin hesaplanması görülmektedir. Simetrik evirici yapılar da çıkış gerilim seviyesi birbirine eşit kaynak gerilimlerin sayısına bağlıdır. Asimetrik yapılar ise DC gerilim seviyelerine göre, ikili (binary) ve üçlü (ternary) olarak sırasıyla Eşitlik 2 ve Eşitlik 3'de tanımlanmıştır. İkili asimetrik eviricilerde DC kaynak ikinin kuvveti olarak hesaplanırken üçlü asimetrik evirici devresinde üçün kuvveti olarak hesaplanmaktadır.

$$N_{simetrik} = 2n + 1, V_{DA} = kV, k = 1, 2, \dots, n \quad (1)$$

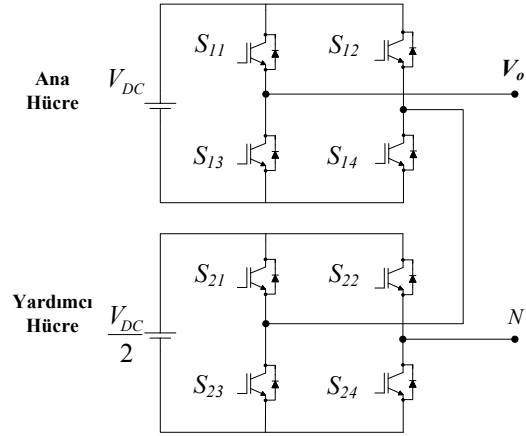
$$N_{binary} = 2^{n+1} - 1 \quad V_{DA} = V / 2^{k-1}, k = 1, 2, \dots, n \quad (2)$$

$$N_{ternary} = 3^n \quad V_{dc} = V / 3^{k-1}, k = 1, 2, \dots, n \quad (3)$$

Burada,

$N$ = Çıkış gerilim seviyesini,  
 $n$ = Hücre sayısını,  
 $k$ = Tam sayıyı ifade etmektedir.

Şekil 2'de ikili (binary) beslemeli bir AKE ve Şekil 3'de ise üçlü (ternary) beslemeli bir AKE görülmektedir. Buradaki ikili ve üçlü kavramları, evirici girişindeki DA kaynakların birbirine olan oranlarını ifade etmekle birlikte standart uygulama topolojilerini tanımlamaktadır.

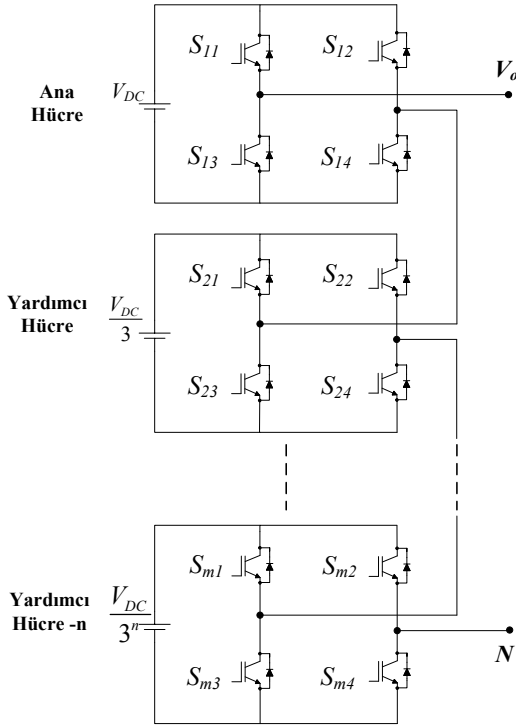


Şekil 2: Yedi seviyeli ikili (binary) AKE yapısı

İkili AKE'de girişteki DA kaynak oranları  $V_1=1, V_2=1/2, V_3=1/4, V_4=1/8, V_5=1/16, \dots, V_n=1/2^n$  şeklinde olmalıdır. Üçlü AK-ÇSE yapısında da ise DC kaynak değerleri  $V_1=1, V_2=1/3, V_3=1/9, V_4=1/27, V_5=1/81, \dots, V_n=1/3^n$  oranlarında olmalıdır [8,10,12,15]. Simetrik ve asimetrik eviricilerle ilgili önemli parametreler Tablo 1'de karşılaştırılmıştır. Tablodaki  $N$  terimi, çıkış gerilim seviyesini,  $n$  terimi ise kaskad bağlı hücre sayısını tanımlamaktadır. Tablodan da görüleceği gibi asimetrik eviricilerde çıkış gerilimi üstel olarak artarken anahtarlama elemanı sayısı sabit kalmaktadır.  $V_{o,max}$  ifadesi ile çıkış geriliminin bir alternansının tepe değeri ifade edilmektedir.

Tablo 1: ÇSE parametrelerinin karşılaştırılması

	Simetrik	Asimetrik	
		İkili	Üçlü
N	2n+1	$2^{n+1}-1$	$3^n$
DC Kaynak	N	N	N
Anahtar Sayısı	4N	4N	4N
$V_{o,max}$ [p.u.]	n	$2^n-1$	$(3^n-1)/2$



Şekil 3: n seviyeli üçlü (trinary) AKE yapısı

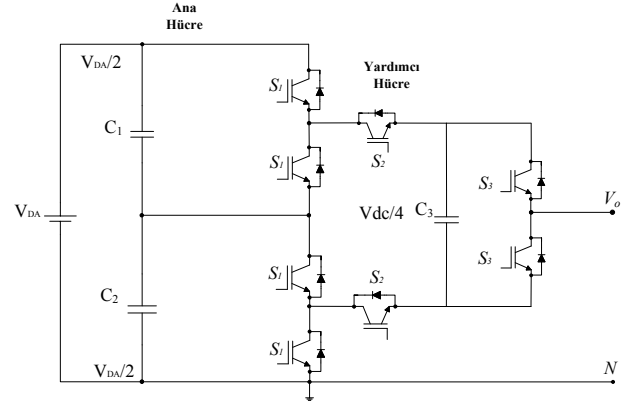
Tablo 1'deki bağıntıları kullanarak gerçekleştirilecek farklı şekillerdeki ÇSE yapılarının çıkış gerilim seviyelerine ait örneklemeler Tablo 2'de gösterilmiştir. Tablo 2'den de görüldüğü gibi asimetrik eviriciler çıkış seviyesi açısından simetrik eviricilere göre üstündür. Asimetrik evirici topolojileri arasında yapılacak bir karşılaştırmada ise giriş gerilimlerinin durumuna göre üçlü sistemde, çıkış gerilim seviyeleri artan kaynak sayısı ile daha fazla  $dv/dt$  oranı sağlanmaktadır.

Tablo 2: ÇSE'lerde çıkış gerilim seviyelerinin karşılaştırılması

Kaynak Sayısı	Çıkış Gerilim Seviyesi		
	Simetrik	Asimetrik	
		İkili	Üçlü
2	5	7	9
3	7	15	27
4	9	31	81
5	11	63	243

Yeni asimetrik evirici topolojileri içerisinde yaygın olarak kullanılan bir örnek Şekil 4'te görülmektedir. Bu yapı Gonsales vd. tarafından [4,5] üç anahtarlama fonksiyonuna karşılık 5 seviyeli çıkış gerilimi üretmesinden dolayı önerilmektedir. Bu topoloji, temelde KK yapısında kondansatörlerin şarj kontrol tekniğine dayanır. Ana hücre  $S_1$  anahtarı ile kontrol edilen ve yüksek gerilim değeri olan hücredir. Düşük gerilim hücreleri  $S_2$  ve  $S_3$  anahtarlarıyla kontrol edilen yardımcı hücreler olarak tanımlanırlar. Bu yapı kenetleme diyotlarını kaldırarak yüksek gerilim kısmındaki

karşılaşılmasını sağlamıştır. Buna ek olarak, her kondansatör için fazladan kontrol ihtiyacını da ortadan kaldırdığını ifade edilmektedir.

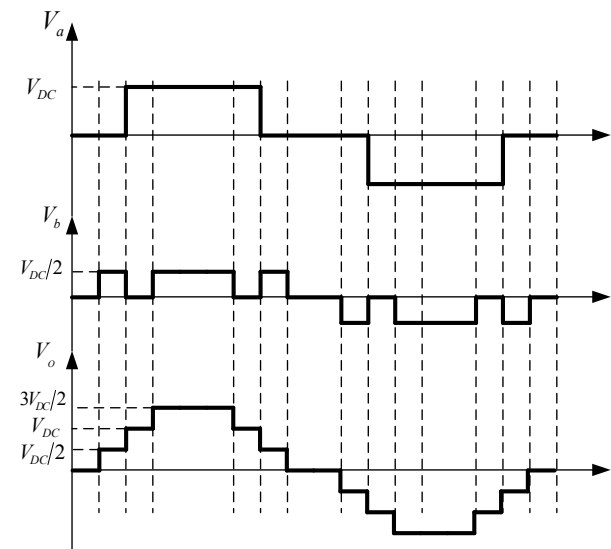


Şekil 4: İkili asimetrik evirici

## 2.1. Asimetrik kaskad eviriciler (AKE)

Şekil 2 ve Şekil 3'te görülen AKE topolojilerinde giriş gerilim seviyeleri birbirinden farklı ve ikinin veya üçün katı olarak artmaktadır. Giriş gerilim seviyelerindeki bu farklılıktan dolayı, giriş geriliminin yüksek olduğu hücreler yüksek gerilim hücresi, düşük olduğu hücreler ise düşük gerilim hücresi olarak adlandırılmaktadırlar. Bunun yanı sıra, iki farklı seviyeyi üreten anahtarlama işaretleri de birbirinden farklı olmak zorundadır [1-5,33].

Yüksek gerilim ve düşük gerilim hücrelerine uygulanan anahtarlama işaretlerinin frekansı, DA besleme seviyeleri ile ters orantılı olarak düzenlenmektedir. Yüksek gerilim hücresine düşük anahtarlama frekansı, düşük gerilim hücresine ise yüksek anahtarlama frekansı uygulanır. Şekil 5'te ikili yapıdaki AKE devresine ait çıkış gerilim seviyeleri görülmektedir



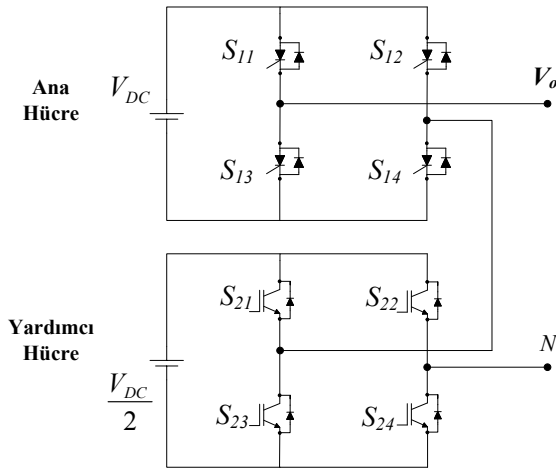
Şekil 5: AKE giriş gerilimi, anahtarlama işaretleri ve çıkış gerilim seviyeleri

Şekil 2'deki topoloji esas alınarak açıklanacak olursa  $V_a$  eksenini ana hücrenin çıkış gerilim dalga şeklini,  $V_b$  eksenini yardımcı hücrenin çıkış gerilim dalga şeklini ifade etmektedir.  $V_o$  ise her iki hücre arasındaki toplam çıkış dalga şekli ya da  $V_{ab}$  hat gerilimi olarak ifade edilebilir. Şekil 2'de görülen ikili yapıda iki hücreden oluşan yedi seviyeli AKE topolojisinde giriş gerilim değerleri;  $V_{DC}$  ve  $V_{DC}/2$  iken çıkış geriliminin seviyeleri;  $+3V_{DC}/2$ ,  $+V_{DC}$ ,  $+V_{DC}/2$ ,  $0$ ,  $-V_{DC}/2$ ,  $-V_{DC}$ ,  $-3V_{DC}/2$  genliklerinde olmaktadır.

Eğer bu devrede üçlü yapı kullanılmış ve giriş değerleri  $V_{DC}$  ve  $V_{DC}/3$  şeklinde uygulanmış olsaydı çıkış gerilim değerleri;  $+4V_{DC}/3$ ,  $+V_{DC}$ ,  $+2V_{DC}/3$ ,  $+V_{DC}/3$ ,  $0$ ,  $-V_{DC}/3$ ,  $-2V_{DC}/3$ ,  $-V_{DC}$ ,  $-4V_{DC}/3$  seviyelerinde olacak ve evirici 9 seviyeli çıkış gerilimi üretecektir.

## 2.2. Asimetrik hibrit eviriciler (AHE)

AHE'ler, temelde asimetrik kaskadlara benzemektedir. Hibrit topolojide DA kaynakların oranlarına ek olarak kaskad devrelerde kullanılan anahtarlama elemanları farklı özelliktedir. Uygulanacak anahtarlama frekansları, yüksek gerilim hücrelerinde GTO gibi yüksek güçlü anahtarlama elemanları, düşük gerilim hücrelerinde ise IGBT ya da MOSFET gibi GTO'ya göre daha yüksek frekansta çalışan anahtarlama elemanları kullanılmasını gerektirmektedir. Şekil 6'da iki hücreden oluşan yedi seviyeli AHE devresi görülmektedir. Bu topoloji, kaskad topoloji ile karşılaştırıldığında çıkış gerilim seviyeleri ve kontrol yöntemleri yönünden benzer özellikler göstermekle birlikte yüksek gerilim ve yüksek güç uygulamalarında ön plana çıkmaktadır [1-5,33].



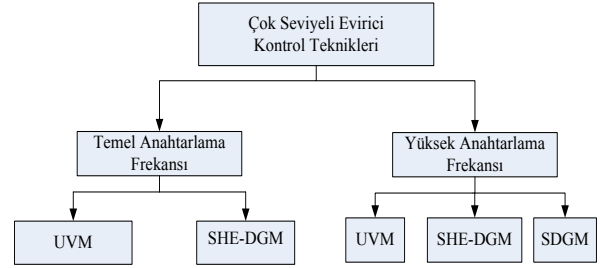
Şekil 6: İki Hücreli AHE yapısı

## 3. Kontrol teknikleri

Kaskad ve hibrit asimetrik eviricilerin ortak özellikleri ana ve yardımcı hücreler arasındaki güç paylaşımıdır. Asimetrik evirici yapısındaki ana hücre yüksek güçte işlem yaparken, yardımcı hücre ana hücreye bağlı olarak düşük güç üretimi gerçekleştirir [6,9,19,20]. Bu işlem durumu üretilen güce ters orantılı olacak şekilde farklı anahtarlama frekansı kullanımı gerektirir [8,24]. Şekil 3'te artan yardımcı hücrelerin sayısının bulunduğu AKE yapısı gösterilmiştir. Asıl hücrede üretilen

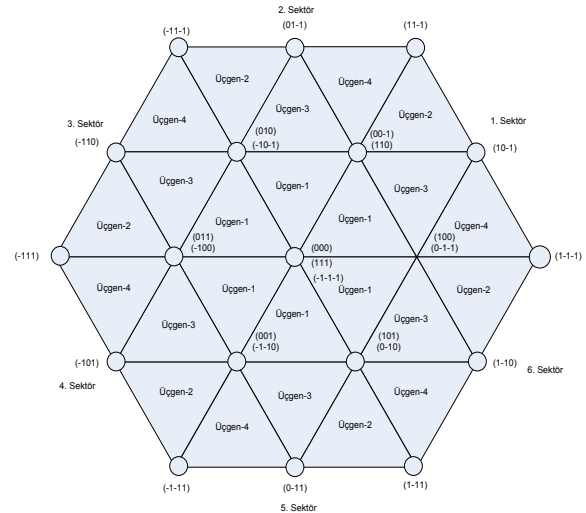
güç 1 p.u. iken ilk yardımcı hücredeki güç oranı 1/3 p.u. olacaktır. Eviricinin eşit olmayan güç üretim özelliğinden dolayı üretilen anahtarlama sinyali her hücre için farklı frekanstadır. Literatürde eviricilerin kontrolü için çeşitli Darbe Genişlik Modülasyonları (DGM) kontrol tekniği olarak önerilmektedir. Eviriciye uygulanan anahtarlama işaretlerinin temel frekans ve yüksek frekans özelliklerine göre sınıflandırılması Şekil 7'de verilmiştir [3,21,25-27].

Çok seviyeli ya da asimetrik eviricilerin kontrolünde yaygın olarak kullanılan uzay vektör modülasyonu (UVM), seçmeli harmonik elemeli DGM (SHE-DGM) ve sinüsoidal DGM (SDGM) geleneksel kontrol teknikleri olarak bilinmektedir [22,26,27]. Bu geleneksel kontrol tekniklerinin tamamı Çolak vd. tarafından [3] numaralı kaynaktan detaylı olarak incelenmiştir. Bu tekniklerin yanı sıra eviricilerin veriminin artırılması, toplam harmonik bozulmasının (THB) ve anahtarlama kayıplarının en aza indirilmesi için geliştirilmiş olan yeni teknikler de bulunmaktadır [21,28-31].



Şekil 7: ÇSE kontrol teknikleri

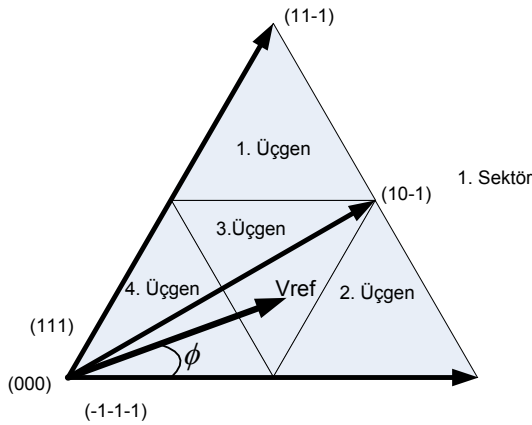
Son yıllarda geliştirilen bu modülasyon tekniklerinde UVM'ye yönelik iyileştirme çalışmaları öne çıkmaktadır. Bu çalışmalar içerisinde yoğun olarak araştırılan UVM tekniği Şekil 8'deki diyagramla ifade edilmektedir. Buna ek olarak çok taşıyıcı SDGM şemaları da yoğun olarak çalışılmaktadır. EYÜV modülasyonu temelde UVM modülasyonunun geliştirilmiş şeklidir. Bu modülasyon türünde de anahtarlama durumları altıgen bir yapının içerisinde görülmektedir (Şekil 8).



Şekil 8: EYÜV modülasyonu anahtar durumları

EYÜV modülasyonunun UVM'den ayrılan tarafı ise anahtarlama için kullanılacak en uygun durumunun vektör diyagramı içerisinde seçilmesidir.

Şekil 9'da vektör uzayında seçilen bir üçgen görülmektedir. Bu kontrol yönteminde DGM'de çıkış gerilim vektörünün değerini hesaplamak için öncelikli olarak seçilen bölgeye ait üçgenlerin durumları çıkarılır. Üçgenlerin bulunduğu durumlar ve hesaplanan DGM periyotları Tablo 3'te incelenmiştir. Bu periyot hesaplaması yapıldıktan sonra gerilim vektörleri herhangi bir sıra ile uygulanırlar. Eğer istenirse bu periyot birçok alt aralığa bölünerek de anahtarlama elemanlarına uygulanabilir [34].



Şekil 9: EYÜV modülasyonu

Tablo 3'de görülen hesaplamalardaki  $\theta$  açısı referans geriliminin oluşturduğu açıdır. Buradaki hesaplamalarda kullanılan modülasyon indeksinin hesaplaması ve ifadelerin tanımı ise şu şekildedir:

Tablo 3: EYÜV modülasyonunda periyot uzunluğu hesabı

Bölge	EYÜV	EYÜV periyot uzunluğu
1. Üçgen	000 111 -1-1-1	$t_0 = T \{1 - 2M_i \sin(\theta + \pi/3)\}$
	100 0-1-1	$t_1 = 2M_i T \sin(\pi/3 - \theta)$
	110 00-1	$t_2 = 2M_i T \sin(\theta)$
2. Üçgen	100 0-1-1	$t_1 = 2T \{1 - M_i \sin(\theta + \pi/3)\}$
	10-1	$t_3 = 2M_i T \sin(\theta)$
	1-1-1	$t_4 = T \{2M_i \sin(\theta/3 - \theta) - 1\}$
3. Üçgen	100 0-1-1	$t_1 = T \{1 - 2M_i \sin(\theta)\}$
	110 00-1	$t_2 = T \{1 - 2M_i \sin(\pi/3 - \theta)\}$
	10-1	$t_3 = T \{2M_i \sin(\pi/3 - \theta) - 1\}$
4. Üçgen	110 00-1	$t_2 = 2T \{1 - M_i \sin(\theta + \pi/3)\}$
	10-1	$t_3 = 2M_i T \sin(\pi/3 - \theta)$
	11-1	$t_5 = T \{2M_i \sin(\theta) - 1\}$

$$M_i = \frac{V_m}{V_{DA}/\sqrt{3}} \quad (4)$$

Burada,

- $M_i$ : Modülasyon indeksini,
- $V_{DA}$ : DA hat gerilimini,
- $V_m$ : Referans gerilim vektörünün genliğini

ifade etmektedir.

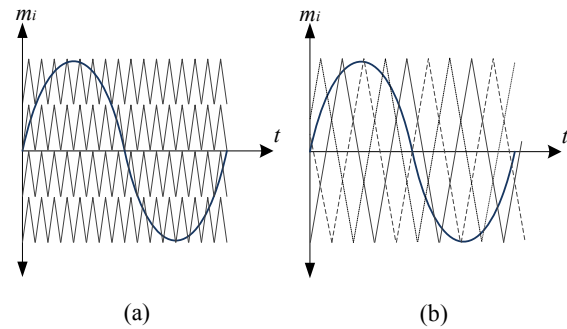
Tablodaki terimler ise;

- $T$ : DGM periyodu
- $\theta$ : Referans gerilim vektörü ile en yakın tam gerilim vektörünün arasındaki açıyı,
- $t_0$ : (000, 111, -1-1-1) sıfır gerilim vektörlerinin toplam periyot uzunluğunu,
- $t_1$ : (100, 0-1-1) küçük gerilim vektörlerinin toplam periyot uzunluğunu,
- $t_2$ : (110, 00-1) küçük gerilim vektörlerinin toplam periyot uzunluğunu,
- $t_3$ : (10-1) küçük gerilim vektörlerinin toplam periyot uzunluğunu,
- $t_4$ : (1-1-1) küçük gerilim vektörlerinin toplam periyot uzunluğunu,
- $t_5$ : (00-1) küçük gerilim vektörlerinin toplam periyot uzunluğunu

ifade etmektedir.

Asimetrik eviricilerde kullanılan SDGM kontrol tekniği ise temel frekans anahtarlama kayıplarının azaltılmasını gerçekleştirmektedir. Çok taşıyıcı SDGM kontrol tekniği, ÇSE'lerin performanslarını artırmak için uygulanmaktadır ve taşıyıcı sinyalin dikey veya yatay olarak düzenlenmesine göre sınıflandırılmıştır. Dikey çok taşıyıcı SDGM tekniği faz yer değiştirmeli, karşılıklı faz yer değiştirmeli ve alternatif karşılıklı faz yer değiştirmeli olarak sınıflandırılabilir.

Yatay düzenleme ise faz kaydırmalı SDGM tekniği olarak bilinir. SDGM tekniklerinin içerisinde düşük anahtarlama kayıpları ve düşük toplam harmonik bozulma oranı sebebiyle en yaygın kullanılanlar faz yer değiştirmeli ve faz kaydırmalı SDGM teknikleridir [3,22,32]. Taşıyıcı ve modüle edici sinyalin üretim ve karşılaştırması Şekil 10'da gösterilmektedir.



Şekil 10: Çok taşıyıcı SDGM kontrol yapısı a)Faz yer değiştirmeli b)Faz kaydırmalı

#### 4. Sonuçlar

Bu çalışma, çok seviyeli eviriciler konusunda temel bilgi düzeyine sahip araştırmacılar için asimetrik çok seviyeli eviricilerin tanıtılmasını amaçlamaktadır. Çalışmada asimetrik evirici topolojileri ve kontrol teknikleri üzerine literatür taraması sunulmaktadır. Asimetrik topolojiler daha az anahtarlama elemanı kullanarak daha fazla  $dv/dt$  oranı elde edilmesini sağlamaktadır. Asimetrik topolojilerin bahsedilen avantajlarından dolayı yoğun olarak araştırılmasına rağmen, topolojik yapılar ve anahtarlama teknikleri konusunda inceleme çalışmalarının eksikliği görülmektedir. Asimetrik evirici topolojileri kaskad veya hibrit olarak, aynı veya farklı anahtarlama elemanlarının oluşturduğu evirici hücrelerinin seri bağlanmasından oluşmaktadır. Asimetrik evirici hücrelerinde farklı anahtarlama elemanlarının kullanıldığı asimetrik hibrit topolojilerin, hücrelerde güç paylaşımı yoluyla anahtarlama elemanlarının kullanım süresini artırdığı görülmektedir.

Bunun yanı sıra, hibrit topolojiler asimetrik kaskad topolojilere göre daha yüksek gerilim ve akım değerlerinde çalışmaktadır. Bu özelliğinden dolayı anahtarlama kayıpları ve THB oranlarının daha düşük olduğu da literatür taramasından anlaşılmaktadır. Asimetrik eviricilerin kontrolünde kullanılan en yaygın teknikler ise UVM ve SDGM gibi genel kontrol teknikleri ve bunların analitik hesaplamaları azaltmak için tasarlanan türevleri olarak özetlenebilir. UVM tekniğinin geliştirilmesi ile oluşturulan EYÜV kontrolü ile ön hesaplama ve anahtarlama vektör sayılarının azaltılması sağlanmaktadır. Eviricinin anahtarlama kayıplarını azaltmak için SDGM tekniğinde taşıyıcı sayısının artırıldığı görülmektedir.

#### 5. Kaynaklar

- [1] Rodriguez J., Lai J., Peng F. Z., "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.49, no.4, pp. 724- 738, Aug 2002
- [2] Malinowski M., Gopakumar K., Rodriguez J., Pérez, M.A., "A Survey on Cascaded Multilevel Inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.57, no.7, pp.2197-2206, July 2010
- [3] Colak I., Kabalci E., Bayindir R., Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes", Energy Conversion and Management, Volume 52, pp. 1114-1128, Issue 2, February 2011.
- [4] Gonzalez S.A., Valla M.I., Christiansen C.F., "Analysis of a Cascade Asymmetric Topology for Multilevel Converters", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp.1027-1032, 4-7 June 2007.
- [5] Gonzalez S.A., Valla M.I., Christiansen C.F., "Five-level cascade asymmetric multilevel converter", IET Power Electronics, vol.3, no.1, pp.120-128, January 2010.
- [6] Babaei E., Moeinian M. S., "Asymmetric cascaded multilevel inverter with charge balance control of a low resolution symmetric subsystem", Energy Conversion and Management, vol 51, no. 11, pp. 2272-2278, November 2010.
- [7] Lu S., Mariethoz S., Corzine K.A., "Asymmetrical Cascade Multilevel Converters With Noninteger or Dynamically Changing DC Voltage Ratios: Concepts and Modulation Techniques", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.57, no.7, pp.2411-2418, July 2010.
- [8] Babaei E., Hosseini S. H., "New cascaded multilevel inverter topology with minimum number of switches", Energy Conversion and Management, vol. 50, no 11, pp. 2761-2767, November 2009.
- [9] Nami A., Zare F., Ledwich G., Ghosh A., Blaabjerg F., "Comparison between symmetrical and asymmetrical single phase multilevel inverter with diode-clamped topology", Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008, pp.2921-2926, 15-19 June 2008.
- [10] Rodriguez J., Bernet S., Bin Wu, Pontt J.O., Kouro S., "Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.54, no.6, pp.2930-2945, Dec. 2007.
- [11] Bendre A., Krstic S., Vander Meer J., Venkataramanan G., "Comparative evaluation of modulation algorithms for neutral-point-clamped converters", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.41, no.2, pp. 634- 643, March-April 2005.
- [12] Babaei E., Hosseini S.H., Gharehpetian G.B., Tarafdar Haque M., Sabahi M., "Reduction of dc voltage sources and switches in asymmetrical multilevel converters using a novel topology", Electric Power Systems Research, vol. 77, no. 8, pp. 1073-1085, June 2007.
- [13] Barriuso P., Dixon J., Flores P., Moran L., "Fault-Tolerant Reconfiguration System for Asymmetric Multilevel Converters Using Bidirectional Power Switches", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.56, no.4, pp.1300-1306, April 2009.
- [14] Zhang Y., Sun L., "An Efficient Control Strategy for a Five-Level Inverter Comprising Flying-Capacitor Asymmetric H-Bridge", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.58, no.9, pp.4000-4009, Sept. 2011.
- [15] Corzine K.A., Wielebski M.W., Peng F., Wang J., "Control of cascaded multi-level inverters", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, vol.3, no., pp. 1549- 1555 vol.3, 1-4 June 2003.
- [16] Sujanarko B, Ashari M., Purnomo M. H., "Universal Algorithm Control for Asymmetric Cascaded Multilevel Inverter", International Journal of Computer Applications vol. 10, no. 6, pp. 38-44, November 2010.
- [17] Ruderman A., Schlosberg S., "A hybrid asymmetric cascaded multilevel inverter comprising high resolution and symmetric low resolution parts", IEEE 25th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel, pp.021-025, 3-5 Dec. 2008.
- [18] Gonzalez S.A., Valla M.I., Christiansen C.F., "Design of a DSTATCOM using a 5-level cascade asymmetric multilevel converter", 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, pp.3643-3648, 3-5 Nov. 2009.
- [19] Soto-Sanchez D., Green T.C., "Control of a modular multilevel converter-based HVDC transmission system", 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), pp.1-10, Aug. 30 2011-Sept. 1 2011.
- [20] Boora A.A., Nami A., Zare F., Ghosh A., Blaabjerg F., "Voltage-Sharing Converter to Supply Single-Phase Asymmetrical Four-Level Diode-Clamped Inverter With High Power Factor Loads", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.25, no.10, pp.2507-2520, Oct. 2010.
- [21] Nami A., Zare F., Ghosh A., Blaabjerg F., "A Hybrid Cascade Converter Topology With Series-Connected



- Symmetrical and Asymmetrical Diode-Clamped H-Bridge Cells", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.26, no.1, pp.51-65, Jan. 2011.
- [22] Colak I., Bayindir R., Kabalci E., "Design and analysis of a 7-level cascaded multilevel inverter with dual SDCs", International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), pp.180-185, 14-16 June 2010.
- [23] Ludois D.C., Reed J.K., Venkataramanan G., "Hierarchical Control of Bridge-of-Bridge Multilevel Power Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.57, no.8, pp.2679-2690, Aug. 2010.
- [24] Khoucha F., Lagoun M.S., Kheloui A., El Hachemi Benbouzid M., "A Comparison of Symmetrical and Asymmetrical Three-Phase H-Bridge Multilevel Inverter for DTC Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.26, no.1, pp.64-72, March 2011.
- [25] Naderi R., Rahmati A., "Phase-shifted carrier PWM technique for general cascaded inverters", IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 3, pp. 1257-1268, May 2008.
- [26] Rodriguez J., Moran L., Correa P., Silva C., "A vector control technique for medium-voltage multilevel inverters", IEEE Trans. Power Electron., vol. 49, no. 4, pp. 882-888, Aug. 2002.
- [27] Dahidah M. S. A., Agelidis V. G., "Selective harmonic elimination PWM control for cascaded multilevel voltage source converters: A generalized formula", IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 4, pp. 518-529, Jul. 2008.
- [28] Du Z., Tolbert L.M., Ozpineci B., Chiasson J. N., "Fundamental frequency switching strategies of a seven-level hybrid cascaded H-bridge multilevel inverter", IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 1, pp. 25-33, Jan. 2009.
- [29] Pereda J., Dixon J., "High-Frequency Link: A Solution for Using Only One DC Source in Asymmetric Cascaded Multilevel Inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.58, no.9, pp.3884-3892, Sept. 2011.
- [30] Dixon J., Pereda J., Castillo C., Bosch S., "Asymmetrical Multilevel Inverter for Traction Drives Using Only One DC Supply", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.59, no.8, pp.3736-3743, Oct. 2010.
- [31] Babu N.N.V.S., Rao D.A., Fernandes B.G., "Asymmetrical DC link voltage balance of a cascaded two level inverter based STATCOM", TENCON 2010 IEEE Region 10 Conference, pp.483-488, 21-24 Nov. 2010.
- [32] Zambra D.A.B., Rech C., Pinheiro J.R., "Comparison of Neutral-Point-Clamped, Symmetrical, and Hybrid Asymmetrical Multilevel Inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.57, no.7, pp.2297-2306, July 2010.
- [33] Sun X., Yun Z., "Hybrid Control Strategy for a Novel Asymmetrical Multilevel Inverter", International Conference on Intelligent System Design and Engineering Application (ISDEA), pp.827-830, 13-14 Oct. 2010.
- [34] Üstüntepe B., "A Novel Two-Parameter Modulation and Neutral Point Potential Control Method for the Three-Level Neutral Point Clamped Inverter", MSc. Thesis, The Graduate School of Natural And Applied Sciences of Middle East Technical University, December 2005.



## Asenkron Motorlarda Oluk Sayısının Gövde Dışına Takılan Bir Bobinle Belirlenmesi

### Determination of Number of Rotor Slots of an Induction Machine Using an External Search Coil

Ozan Keysan<sup>1</sup>, H. Bülent Ertan<sup>2</sup>

<sup>1</sup>School of Engineering  
University of Edinburgh  
[o.keysan@ed.ac.uk](mailto:o.keysan@ed.ac.uk)

<sup>2</sup>Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Ortadoğu Teknik Üniversitesi  
[ertan@metu.edu.tr](mailto:ertan@metu.edu.tr)

#### Özet

Motor oluk sayısının bilinmesi ihtiyacı motor kontrolünde ve “durum izleme” algoritmalarında ortaya çıkmaktadır. Bu makalede rotor oluk sayısını kestirmek için sunulan yöntem, bir sürücü süreceği motora bağlandığında “tanıma” algoritması içinde kolayca uygulanabilecek bir yöntemdir. Yöntem motor akımları üzerinden uygulanabileceği gibi, gövde üzerine yerleştirilecek basit bir bobin aracılığı ile de uygulanabilir. Bu nedenle ekipmanın mekanik düzeninde hiç bir değişikliğe ihtiyaç bırakmaz. Makalede yöntemin dayandığı teori sunulduktan sonra, yapılan deneylerle kutup sayısından bağımsız olarak doğru sonuçlar verdiği gösterilmiştir. Ayrıca kestirim hassasiyeti motor yüküne de bağımlı değildir. Bir PWM sürücü ile değişik frekanslarda da deneyler yapılmıştır. Bu şartlarda da hassas olarak oluk sayısı belirlenebilmektedir. Ancak, özellikle düşük frekanslarda birden fazla veri alınması gereği ortaya çıkabilmektedir.

**Anahtar kelimeler:** Asenkron motor, oluk sayısı, kestirim, rotor oluk harmonikleri, çıkıntı harmonikleri

#### Abstract

The need for knowing the rotor slot number of a motor is encountered in motor control and “condition monitoring” applications. The technique presented in this paper to predict rotor slot number is a method that can be easily applied during “self commissioning”. This method can be applied via measurement of motor current or by using a search coil placed on the frame of the motor. In the paper the theory behind the approach is presented and experiments have been done to illustrate that the method gives good results irrespective of the pole number of the motor. The method is not dependent on the loading of the motor. Experiments have also been made using a PWM drive. The method is found to give good results under this test condition as well. However, at low frequencies it may be necessary to repeat the procedure several times.

**Keywords:** Asynchronous motor, slot number, prediction, rotor slot harmonics, saliency harmonics..

#### 1. Giriş

Günümüzde asenkron motorlar yaygın olarak hız kontrollü uygulamalarda kullanılmaktadır. Hız kontrolü için kullanılan evirgeçler (inverter) kimi uygulamalarda çok basit ve ucuz olurken kimi uygulamalarda ise çok hassas moment ve hız kontrolü yapabilecek nitelikte olmaktadır. Evirgeçlerin temel yapısı oldukça standartlaşmıştır. Hatta çıkış katını oluşturan modüller küçük güçlerde “akıllı modül” olarak hazır bulunmaktadır. Benzer şekilde bir diyot köprü ve bir kaç kapasitör güç katını tamamlamaktadır. Farklılığı yaratan unsur daha çok sistem kontrolünü gerçekleştiren mikro işlemci üzerinde bulunan yazılım olmaktadır.

Hangi tip uygulama için geliştirilmiş olursa olsun, her evirgeçte, sürücünün bağlandığı motoru tanıyan bir yazılım kaçınılmaz olmaktadır. Bu yazılım, kullanılan denetim algoritmasına yapılacak hesaplamalarda kullanılmak üzere, motor parametrelerini sağlamakla yükümlüdür. Sürücü bağlandığı motoru sürme komutunu aldığı anda “tanıma” (self commissioning) algoritmasını işletir. Motor durmakta iken veya döndürülürken, birkaç saniye süren bir işlemle, motora çeşitli gerilim veya akımlar uygulanarak gereken bilgiler elde edilir. Doğal olarak farklı firmalar farklı yaklaşımlarla bu işlevi gerçekleştirir. Çoğu zaman sürücü, bu işlem için, kullanıcıdan da motorun anma gerilimi, akımı ve başka bilgileri de ister. İstenen hız ve moment denetim hassasiyetine göre kullanılan mikroişlemci ve yöntemlerin özellikleri farklılık göstermektedir.

Ancak hız kontrolü yapan her cins sürücüde bir şekilde motor hızının kestirilmesi ihtiyacı vardır. Bu işlem kimi zaman motora takılan bir takometre veya optik-kodlayıcı ile gerçekleştirilmektedir. Kimi zaman ise sürücünün motoru sürdüğü akım ve gerilim kolaylıkla ölçülebildiği için

hesaplamalar bu bilgilere dayanarak yapılabilmektedir. Kuşkusuz doğrudan motor hızının ölçülmesi hassasiyeti artırıcı olmaktadır. Ancak hız ölçme yöntemleri ek maliyet getirmektedir. Doğrudan maliyet yanında, hız ölçücünün kapladığı yerde bir maliyet unsuru oluşturmaktadır. Kimi uygulamalarda ise hız ölçer montajı için yer bulmak zaten mümkün değildir.

Bu bakımdan hızın sensörsüz kestirimi her zaman önemli bir ilgi alanı olmuştur. Burada sensörsüzden kasıt, sadece sürücü üstünden kolayca yapılabilen akım ve gerilim ölçümü haricinde bir sensörün kullanılmamasıdır. Bu tip uygulamalarda hızı belirleme yöntemi kimi zaman rotor üzerindeki çıkıntılı yapının, özellikle rotor oluklarının yarattığı relüktans değişiminden veya rotordaki yerel doymadan veya rotor eksen kaymasından yararlanmak da söz konusu olabilmektedir. Böyle uygulamalarda rotor oluk sayısının bilinmesi de bir ihtiyaç haline gelebilmektedir. Bu durum bir sonraki bölümde rotor oluk harmonikleri incelenirken daha iyi anlaşılacaktır.

Rotor oluklarının yarattığı akı harmonikleri diagnostik amaçlı olarak da kullanılmaktadır [1]. Böyle bir yaklaşımla, rotor çubuklarında oluşabilecek hatalar kolayca belirlenebilmektedir.

Yukarıda bahsedilen uygulamalarda rotor oluk sayısının bilinmesi gereksinimi ortaya çıkabilmektedir. Bu bilgi kimi zaman üretici firmadan sağlanabilmektedir. Ancak oluk sayısı standard etiketlerde görünen bir değişken değildir. Bu bakımdan oluk sayısının sensörsüz olarak motor sürücüsüne belirlenmesine imkan sağlayan algoritmalar önem kazanmaktadır.

Doğal olarak motor oluk sayısını üreticiden temin etmek ilk akla gelen çözümdür. Ancak, üreticiye ulaşmak için gereken efor kullanıcının arzu ettiği bir işlem değildir.

Literatürde rotor oluk sayısını bulmayı amaçlayan pek çok çalışma izlenmektedir. En temel yöntem [2] de belirtildiği gibi bir hız ölçer kullanılmasıdır. Kutup sayısı biliniyorsa akım içindeki harmonikler analiz edilerek, sürülen motorun oluk sayısı belirlenebilir. Ancak bunun tercih edilecek bir yöntem olmadığı açıktır. Hız ölçülüyorsa oluk sayısının bilinmesine de gerek kalmayabilir. Kaldı ki hız ölçer takılması çalışılan sisteme müdahale gerektirir ve pahalı bir yöntemdir.

Başka bir yöntem olarak motorun bilinen bir frekansta yüksüz çalıştırılması ve bu şartlarda senkron hızda çalıştığı kabul edilmesidir [3]. Bu durumda yine akım harmonikleri irdelenerek rotor oluk sayısı bulunabilir. Ancak, motorun senkron hızda çalıştığı varsayımı, oluk sayısının doğru olarak belirlenmesini etkiler. Sonuç olarak, harmoniklere dayalı olarak daha sonra yapılacak tüm hız kestirimleri bu yöntem kullanıldığında hatalı olabilir. [3] numaralı referansta bu nedenle en iyi yöntem olarak rotor oluk sayısına dayalı algoritmalarda gözleme dayalı kalibrasyon veya üreticiden alınan bilginin kullanılması önerilmektedir.

[4] numaralı kaynaktan da oluk sayısının belirlenmesi için değerli katkılar yapılmıştır. Akım ölçme, titreşim ölçme, eksenel akı ölçme gibi yöntemler oluk sayısı belirleme amaçlı olarak değerlendirilmiştir. Bu kaynaktan akıma dayalı oluk sayısı kestiriminin en iyi sonuç veren yöntem olarak

değerlendirildiğini izlemektediriz.

Burada sunulan çalışma, rotor oluk sayısını motor akımlarından veya motor dışına, gövde üzerine yerleştirilmiş bir bobin kullanılarak belirlenmesine imkan veren, yeni bir yöntem sunmaktadır. Kullanılan araştırma bobini Şekil 1'de gösterilmiştir. Gövde üzerine yerleştirilmiş araştırma bobini Şekil 5'te görülmektedir. Sunulan yöntem motor akımları üzerinden de uygulanabilir.

Makalede öncelikle motor hava aralığında bulunan rotor oluk harmonikleri ve diğer etmenler nedeni ile oluşan harmonikler ele alınmış ve bunlardan önemli görülenler kısaca



Şekil 1: Kullanılan araştırma bobini

açıklanmıştır. Ortaya konan verilerden yararlanılarak rotor oluk sayısının nasıl bulunabileceği takip eden bölümde açıklanmıştır.

Sunulan yaklaşımı test etmek amacı ile bir deney ortamı oluşturulmuştur. Yapılan deneylerden elde edilen sonuçlar Bölüm 4'te verilmiştir.

## 2. Asenkron Motorlarda Hava Aralığında Harmonikler

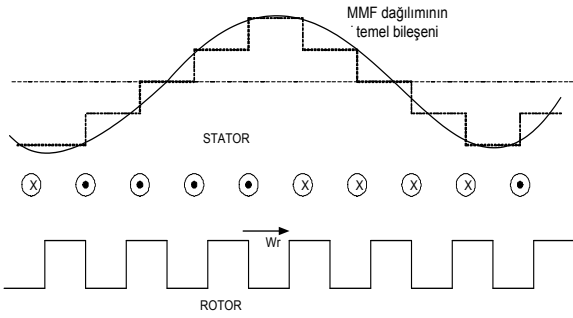
Asenkron motorlar statör sargılarına uygulanan 3-fazlı gerilimin oluşturduğu dönen manyetik alan altında, farklı hızla hareket eden rotor üzerindeki çubuklarda gerilim endüklenmesi ve bu nedenle rotora göre kayma frekansında dönen bir manyetik alan oluşması prensibi ile çalışır. Rotor ve statorda oluşan manyetik alanların birbiri ile etkileşimi moment oluşmasını sağlar.

Stator sargıları oluklara dağıtılmış oldukları için basamaklı bir MMF dağılımı olduğu bilinen bir gerçektir. Ancak, gerek bobin adımının seçimi, gerekse genellikle rotor çubuklarının bir açı ile yerleştirilmesi nedeni ile stator MMF harmonikleri temel bileşene göre çok küçüktür. Bu bakımdan buradaki analizde de stator MMF dağılımının düzgün bir sinüs dalgası olduğu ve periyodunun bir kutup çifti adımı kadar olduğu varsayılmıştır. Bu durum Şekil 1'de gösterilmiştir.

Bu varsayımla, stator tarafında yaratılan MMF dalgası  $\mathcal{F}$ , elektriksel açı  $\theta$  ve zaman  $t$  cinsinden yazılabilir.

$$\mathcal{F}(\theta, t) = \mathcal{F}_1 \cdot \cos(\omega_s t - \theta) \quad (1)$$

Bu denklemde  $\omega_s$ , motora uygulanan gerilimin açısal hızıdır.



Şekil 2: Stator MMF dağılımı ve rotor olukları

Motor çekirdeğinin permeabilitesi yüksek ise bileşke MMF sadece hava aralığı relüktansına karşı akıyı itiyor demektir. Stator tarafında oluk ağızlarının kapalı olduğu düşüncesi ile bu yüzeyin düzgün olduğunu varsayalım. Bu durumda rotor olukları hava aralığında relüktans değişimine neden olacaklardır. Hava aralığı relüktansı konumsal açı (elektriksel)  $\theta$  cinsinden (2)'de gösterildiği gibi yazılabilir.

$$\lambda(\theta, t) = \lambda_{av.} + \lambda_{var.} \cos \left[ \frac{Z}{P} (w_r t - \theta) \right] \quad (2)$$

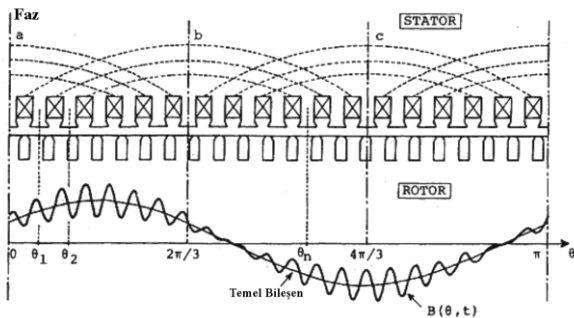
Denklem (2) de  $\lambda$  permeabilite,  $Z$  rotor oluk sayısı,  $P$  kutup çifti sayısıdır. Bu durumda hava aralığında akı dağılımı ifadesi (3) teki gibi olacaktır.

Bu durumda oluşan akı  $\phi$  denklem (3)'ten bulunabilir. Denklem (3)'de  $\mathcal{F}$  MMF temel bileşeni,  $\theta$  ise elektriksel açıdır.

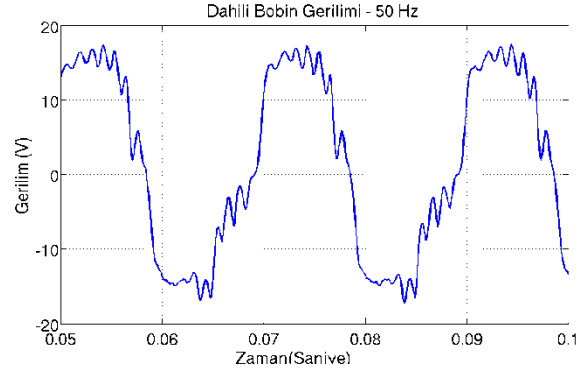
$$\phi(\theta, t) = \mathcal{F}(\theta, t) \cdot \lambda(\theta, t) \quad (3)$$

$$\phi(\theta, t) = \mathcal{F}_1 \cdot \cos(w_s t - \theta) \cdot \left\{ \lambda_{av.} + \lambda_{var.} \cos \left[ \frac{Z}{P} (w_r t - \theta) \right] \right\} \quad (4)$$

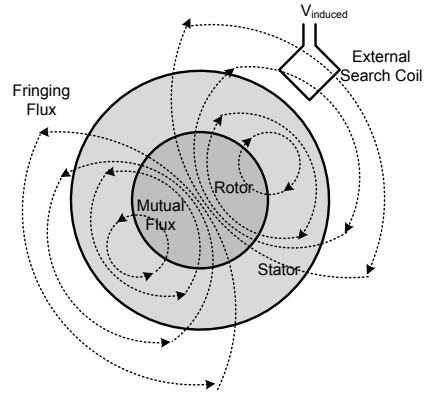
(3) denklemine (2) ifadesi yerleştirilerek (4) denklemi bulunur. Şekil 3'de hava aralığında görülmesi beklenen akı şekli verilmektedir. Şekil 4'de ise hava aralığına yerleştirilmiş bir bobin ile alınmış bir gerilim kaydı verilmiştir. Bu kayıt (4) numaralı denklemden kestirilen sonuçla uyumludur.



Şekil 3: Asenkron motorda beklenen hava aralığı akısı



Şekil 4: Bir deney motoru hava aralığına yerleştirilmiş bobin ile kaydedilmiş gerilim



Şekil 5: İki kutuplu bir motorda ortak ve kaçak akı yolları

Hava aralığında oluşan akı, laminasyon ve gövdenin oluşturduğu manyetik devrede dolaşır. Şekil 5'te 2-kutuplu bir motor için akı yolu şematik olarak gösterilmiştir. Doğal olarak gövde dışına kaçan akı, harici araştırma bobininde bir gerilim endükleyecektir. [7] numaralı referansta bu gerilimin hava aralığına yerleştirilmiş bir bobin ile aynı harmonikleri kapsadığı detaylı olarak çalışılmıştır.

Bu durumda stator üzerine bir kutup adımı açıklığında yerleştirilmiş bir bobin üzerinde endüklenen gerilim (5) denkleminden bulunabilir.

$$v_c(t) = -N \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (5)$$

Akı ifadesi yerine konulursa (6) denklemi elde edilir.

$$v_c(t) = -K_1 \sin(w_s t - \theta_n) - K_f \sin \left[ \left( \frac{Z}{P} w_r + w_s \right) t - \left( \frac{Z}{P} + 1 \right) \theta_n \right] - K_r \sin \left[ \left( \frac{Z}{P} w_r - w_s \right) t - \left( \frac{Z}{P} - 1 \right) \theta_n \right] \quad (6)$$

$K_f$ ,  $K_r$ ,  $K_r$  denklem bileşenlerinin genliğini,  $\theta_n$  araştırma bobininin konumunu göstermektedir. (6) denkleminde birinci

ifade, akının temel bileşeninin genliğini göstermektedir. Diğer iki bileşen rotor oluk sayısının yan-bant harmoniklerini göstermektedir. Bu bileşenler  $(Z/P) \cdot \omega_r + \omega_s$  and  $(Z/P) \cdot \omega_r - \omega_s$  frekansındadır.

İzlendiği gibi, (6) denklemi oluk sayısı bilgisini içermektedir. Eğer yan-bant frekans bilgisi elde edilirse rotor oluk sayısının bulunması kolayca yapılabilir.

Yan bant frekanslarını bulabilmek için bir şekilde hava aralığı akısından etkilenen bir işaret elde edilmesi gereklidir. Bu bilgi için hava aralığı akısı nedeni ile stator bobinlerinde endüklenen gerilim ve akımların kullanılması düşünülebilir. Daha zahmetli olmakla birlikte motorun hava aralığına bir araştırma bobini de yerleştirilebilir, ya da yazarların yaptığı gibi gövde dışına bir bobin yerleştirilerek endüklenen gerilimin kayıt edilmesi düşünülebilir. Gövde dışına yerleştirilen bobin, Şekil 1'de gösterildiği gibi, çok basit olabilmektedir. Bunun yanında gövde üstüne yerleştirilen bobinin hiç bir şekilde motor mekanik montajını etkilememesi, yer kaplamaması önemli avantajlar olarak görülmektedir. Bu makalede yan-bant frekanslarının elde edilmesi Bölüm 3'te kısaca ele alınmıştır. Bu çalışmada yapılan deneylerde gövde üstüne yerleştirilmiş bir araştırma bobini kullanılmıştır ve uygulanan algoritmalarından gayet olumlu sonuçlar alınmıştır.

### 3. Araştırma Bobini Geriliminin Harmonik Analizinden Oluk Sayısının Hesaplanması

Her elektrik makinesi, her hangi bir problemi olmasa da rotor oluk harmonikleri dışında, bir çıkıntı (saliency) etkisi altındadır [5]. Bu nedenle araştırma bobininde endüklenen gerilimde bu etki izlenebilir. Bu harmonik bileşenin genel ifadesi (7) denklemindeki gibidir [8].

$$f_{saliency} = f_s \pm k \cdot \frac{f_r}{P} \quad (7)$$

(7) denklemde  $f_s$  besleme frekansdır.  $k$  harmonik numarasını gösterir;  $f_r$  ise rotor elektriksel frekansdır ve son olarak  $P$  kutup çifti sayısıdır. Bu harmonikler rotor oluk sayısına bağımlı olmamaları nedeni ile motor hızının kestirilmesinde kullanılmaya uygundur. Ancak frekanslarının besleme frekansına yakın olması filtre edilip tanımlanmalarını zorlaştırır.

Bu makalede, bu harmonikler motor oluk sayısının belirlenmesinde kullanılacaktır. Bu nedenle tanımlama işleminin sürücü motora bağlandığında bir kere yapılması yeterlidir. Sürücüler genellikle bağlandıkları motoru tanımak için bir devreye girme veya motor "tanıma" diyebileceğimiz bir (self commissioning) süreci uygulurlar. Bu süreçte sürücü kullanıcının girdiği verileri ve kendi uyguladığı bir dizi testi kullanarak motor parametrelerini belirler ve bir model oluşturur. Bu bilgi daha sonra yükün sürülmesinde istenilen moment ve hızın sağlanmasında kullanılır. "tanıma" sürecinin anlık hız belirleme işlemi gibi hızlı olması gerekmez. Bu nedenle takip eden bölümlerde gösterileceği gibi motor oluk sayısını belirlemek için kullanılabilir.

Oluk sayısı belirleme algoritması rotor oluk harmoniklerini ve rotor çıkıntı etkisi harmoniklerini bir arada kullanmayı gerektirmektedir. İlk işlem çıkıntı harmoniklerinin ve rotor

oluk harmoniklerinin belirlenmesidir. Buradaki uygulamada harmonikleri belirlemek için gövde dışına yerleştirilmiş bir bobinden yararlanılmıştır. Ancak, tanımlanan işlemlerin motor akımı üzerinden de yapılması mümkündür. Harmonikleri belirlemek için motor istenilen bir frekansta yüklü veya yüksüz olarak çalıştırılır ve araştırma bobini gerilimi, motorun işlemcisi tarafından, algoritma uyarınca değerlendirilir.

Bu makalede anlatılan deneylerde, çeşitli sinyal işleme tekniklerini değerlendirme esnekliğine sahip olmak için, Motor üzerinde yapılan kayıtlar MATLAB ortamına taşınarak değerlendirme yoluna gidilmiştir.

Bir önceki paragrafta belirtildiği gibi algoritma "tanıma" süreci içinde kullanılacaktır. Bu nedenle değerlendirme algoritmasının saniyeler sürececek bir işlem uygulamasında bir sakınca yoktur. Bu bakımdan gövde üzerine yerleştirilen bobinden alınan sinyalde harmoniklerin aranmasında FFT yöntemi kullanılması benimsenmiştir. Arama işleminin nasıl yapıldığı bir sonraki bölümde ele alınacaktır. Bu aşamada, bir şekilde harmoniklerin tanımlanabildiği varsayımı ile motor oluk sayısının nasıl bulunabileceği üzerinde durulacaktır.

Bilindiği gibi rotor oluk harmonikleri,  $f_{rsh}$ , (8) denklemi ile ifade edilir [9].

$$f_{rsh} = \frac{Z}{P} f_r \pm f_s \quad (8)$$

Bu denklemde  $Z$  rotor oluk sayısı,  $P$  kutup çifti sayısı,  $f_s$  ve  $f_r$  sırası ile besleme frekansı ve rotor devresi elektriksel frekansdır. (8) numaralı denklemlerden ;

$$f_r = \frac{P}{Z} (f_{rsh} \pm f_s) \quad (9)$$

(9) Eşitliği elde edilir. Benzer şekilde (7) numaralı denklemde rotor frekansı için (10) numaralı denklem kolayca elde edilir.

$$f_r = \frac{P \cdot (f_s - f_{saliency})}{k} \quad (10)$$

(9 ve (10) numaralı denklemlerden rotor oluk sayısı  $Z$  için (11) ifadesi bulunur.

$$Z = \frac{(f_{rsh} + f_s)}{(f_s - f_{saliency})} \quad (11)$$

Bu denklemde motoru besleyen kaynağın frekansı,  $f_s$ , zaten bilinmektedir. Çıkıntı harmonik frekansı  $f_{saliency}$  ve rotor oluk harmonik frekansı  $f_{rsh}$  biliniyorsa oluk sayısının bulunabileceği anlaşılmaktadır. Denklem yazılırken hem rotor oluk frekansının hem de çıkıntı harmoniklerinin temel bileşeni dikkate alınmıştır.

#### 3.1. Oluk Sayısı Kestirim Algoritması

Burada yapılan deneylerde kullanılan algoritma Şekil 6'da verilmiştir.

Algoritma araştırma bobini ile bir kayıt alınması ile başlar. Motoru besleyen kaynağın frekansı doğrudan girilebilir veya frekans spektrumundaki en yüksek genlik olduğu için kolayca belirlenebilir. Bir sonraki bölümde açıklandığı gibi rotor

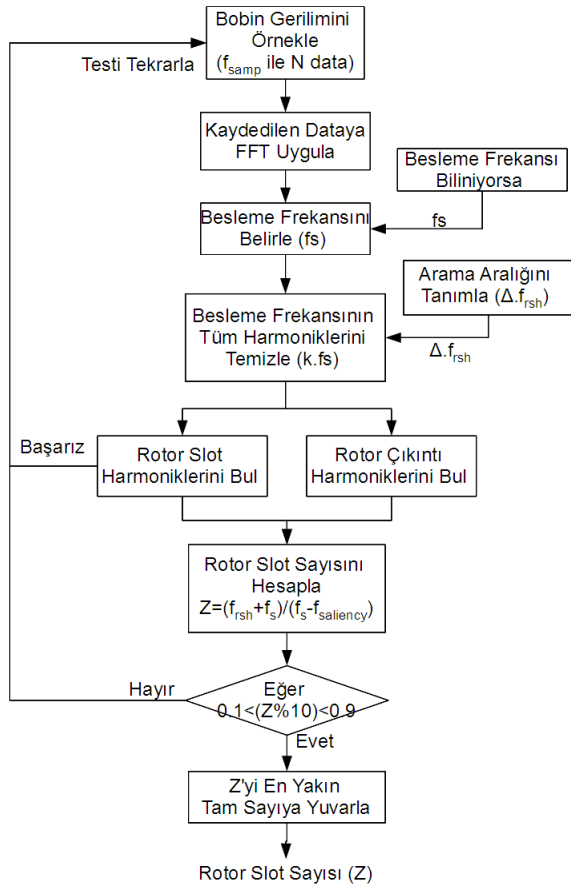
çıkıntısı harmonikleri bulunur. Bu harmonikler güç kaynağı frekansı civarında oldukları için rotor oluk harmonikleri ile karıştırılmaları mümkün değildir.

Rotor oluk harmonikleri de Bölüm 3.2’de açıklandığı gibi bulunur. Bundan sonraki işlem (11) denkleminde oluk sayısının bulunmasıdır.

Bulunan oluk sayısının tam sayı olması gerekir. Bu nedenle elde edilen sayının ondalık kısmı 0.1 ile 0.9 arasında bir sayı ise yapılan hesaplamada hata olması ihtimali vardır. Bu bakımdan yeni bir veri kaydı ve yeniden yukarıdaki işlemlerin tekrarı gerçekleştirilir. Ondalık sayı 0.1 den az olarak bulunduğu bu işlem serisi başarılı kabul edilerek durdurulur.

### 3.2. Harmoniklerin Belirlenmesi

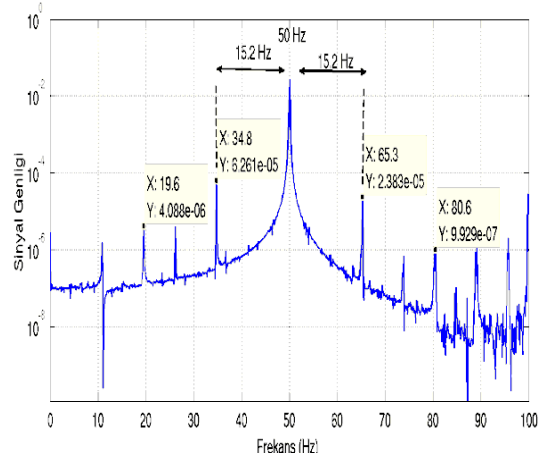
Buradaki çalışmada gövde üzerine monte edilen bobinden her seferinde 65536 ( $2^{16}$ ) örnek alınmıştır. Örnekleme frekansı, frekans çözünürlüğü 0.1 Hz olacak şekilde ayarlanmıştır. FFT analizi için MATLAB’da hazır olarak



Şekil 6: Oluk sayısı kestirme algoritması blok şeması

bulunan algoritma kullanılmıştır. Yapılan kayıtlardan elde edilen tipik bir FFT analiz sonucu Şekil 7’de gösterilmektedir. Şekil çıkıntı harmoniklerinin bulunacağı besleme frekansı civarını göstermektedir.

Çıkıntı harmoniklerinin nasıl belirlenebileceği bu şekilden izlenebilir. Öncelikle besleme frekansı ve harmonikleri spektrumdan temizlenir. Besleme frekansına yakın genliği en yüksek harmonik belirlenir. Denklem (7)’den rotor çıkıntısı harmoniklerinin eşlenikleri olacağı gözlenmektedir. Bu eşlenik spektrumunda varsa, seçilmiş olan harmonik, rotor çıkıntısı harmoniğidir. Şekil 7’de 34.8 Hz ve 65.3 Hz de gözlenen bileşenler eşleniktir ve bir rotor çıkıntısı harmoniğine karşı gelmektedir.



Şekil 7: Araştırma bobininden alınmış örneğin FFT analizi 916 d/d,  $f_s=50$ Hz, (motor 1)

Rotor oluk harmoniklerinin belirlenmesinde izlenen algoritma ise şöyledir: Rotor oluk frekansının aranacağı frekans bandı kabaca kestirilebilir. Besleme frekansı bilindiği için oluk sayısına, ihtimal dışı, örneğin 10 gibi bir sayı atanır. Denklem (8) den frekans bandının alt sınırı belirlenir.

Üst sınır hangi rotor oluk harmoniğine kadar araştırma yapılacağına bağlıdır. Buradaki algoritmada temel bileşen hedeflendiği için oluk sayısına beklenenden yüksek bir değer atanarak frekans bandının üst sınırı belirlenir. Oluk frekans da denklem (8)’de işaret edildiği gibi eşlenikli olmalıdır. Seçilen frekans bandında en alttan başlayarak en yüksek genliğe sahip harmonik seçilir. Eşleniği varsa bu bileşenler rotor oluk harmoniğinden kaynaklanmaktadır. Spektrumda eşlenik harmonikler bulunamazsa frekans bandı genişletilir. Eğer arama sonuç vermezse başka bir veri kaydına geçilir.

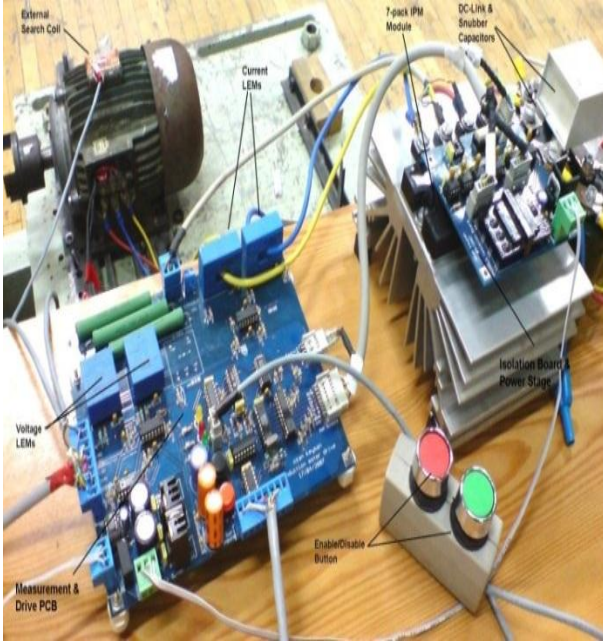
Yapılan deneysel çalışmalar, motor inverter üzerinden beslendiğinde bile rotor çıkıntı ve oluk harmoniklerinin bir kaç veri setin kullanılarak belirlenebildiğini göstermektedir. Motor şebeke frekansından beslendiğinde ise tek bir kayıt harmonik frekansların, dolayısı ile oluk sayısının belirlenmesine yetmektedir.

## 4. Dene Ortamı ve Dene Sonuçları

Burada önerilen yöntemi sınamak için bir deney ortamı kurulmuştur. Dene motoru olarak 1.1 kW, 6-kutup (motor 1) ve 2.2 kW 2 kutuplu (motor 2) iki farklı deney motoru seçilmiştir. Farklı kutup sayısında seçilen motorlar, yöntemin kutup sayısına bağımlılık gösterip göstermediğinin belirlenmesine de imkan vermektedir.

Deney motorları şaft üzerine bağlı bir moment duyargası ile bir DA motora bağlanmışlardır. Böylece yüksüz halde veya motor yüklü iken, yöntemi test etme imkanı yaratılmıştır. Deney motorları şebeke gerilimi ile sürülerek çeşitli deneyler yapılmıştır. Burada değişken frekans kaynağı ile sürüldüğünde ortaya çıkan harmoniklerin yöntemin çalışmasını etkilemesi ihtimali akla gelmektedir. Bu bakımdan motorlar değişken frekans üretebilen bir PWM sürücü ile de sürülerek deneyler yapılmıştır.

Bu deneylerde hem sürücü harmoniklerinin yöntemin işleyişine etkisi incelenmiş, hem de farklı frekanslarda yapılan deneylerle yöntemin nasıl bir frekans bağımlılığı gösterdiği incelenmiştir.

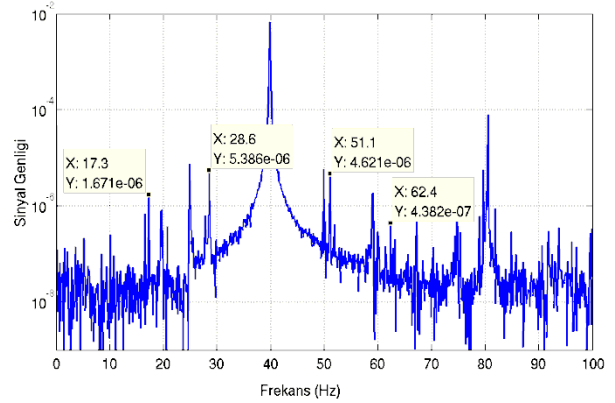


Şekil 8: Araştırma bobini ve genel deney düzeni

Motor 1, 40 Hz'de PWM sürücü ile sürülürken araştırma bobininden alınan bir gerilim kaydının FFT analizi Şekil 9'da gösterilmektedir. Bu şekilde de FFT analizinin besleme frekansı civarını gösteren bir bölümü verilmiştir. Şekil 7 ile karşılaştırıldığında PWM kaynakla sürüldüğünde spektrumda harmonik sayısının nasıl artmış olduğu izlenebilmektedir.

Deney motorları 50 Hz de şebekeden sürüldüğünde her türlü yük altında tek veri setinin oluk sayısını belirlemeye yettiği izlenmiştir. Tablo 1'de yüksüz ve tam yükte elde edilen sonuçları sunmaktadır. Tablodan yükten bağımsız olarak oluk sayısının her iki motor için de doğru ve hassas olarak belirlenebildiği izlenmektedir.

Deneyler frekans kontrollü sürücü ile yapıldığında ise, sürme frekansı azaldıkça iterasyon sayısının arttığı gözlenmiştir. Ancak deney yapılan en düşük frekans olan 20 Hz'de dahi en fazla 3 iterasyon gerektiği izlenmiştir.



Şekil 9: Motor 1, 40 Hz de, 686 d/d da, PWM kaynaktan sürülürken alınan örnek yapılmış FFT analizi.

Tablo 1: Deney motorlarının yüklü ve yüksüz halde 50 Hz de testleri sonucunda bulunan oluk sayıları

Yük durumu	Kayma	Kestirilen oluk sayısı	
		Motor 1 Oluk sayısı: 26	Motor 2 Oluk sayısı: 18
Yüksüz	0.05	26.09	18.02
Tam Yük	0.20	25.97	18.1

## 5. Sonuçlar

Bu makalede bir asenkron motorun oluk sayısının belirlenmesi için kullanılabilecek bir yöntem sunulmuştur. Bu yöntem literatürde bulunan yöntemlerden farklı olarak, motorun bağlı olduğu mekanik sisteme hiç bir şekilde müdahaleye gerek bırakmamaktadır. Motorun şaft hızının ölçülmesine gerek yoktur.

Yöntem motor akımları ölçülerek de uygulanabilir. Ancak burada sunulan araştırmada gövde üzerine yerleştirilen bir araştırma bobini kullanılarak deneyler yapılmıştır. Deney sonuçları şebeke frekansında yapılan oluk sayısı belirleme işleminin tek bir veri kaydı ile hassas sonuç verdiğini göstermektedir. PWM sürücü ile yapılan deneylerde de sunulan yöntemin oluk sayısını hassas olarak verdiği gözlenmiştir. Ancak bir kaç iterasyona gerek olabileceği de belirlenmiştir.

Sunulan yöntemde kullanılan algoritmalar oluk sayısı belirlendikten sonra, motor hızını belirlemeye de imkan vermektedir. Motor hızı bilgisi anlık olarak gerekiyorsa, saniyeler mertebesinde süre alabilen FFT algoritmaları doğal olarak uygun değildir. Bu amaçla yazarlar anlık olarak (Bir kaç yüz mikrosaniye mertebesinde) motor hızını belirlemekte



kullanılabilecek bir yöntem geliştirmişlerdir [10]. Bu yöntem için uluslararası patent koruması sağlanmıştır [11].

## 6. Kaynaklar

- [1] Khezzer, A. Kaikaa, M. Y. ElKamel, Oumaamar, M.; Boucherma, M., Razik, H., "On the Use of Slot Harmonics as a Potential Indicator of Rotor Bar Breakage in the Induction Machine" *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.56, no.11, pp.4592-4605, 2009.
- [2] Briz, F., Degner, M. W., Garcia, P., Lorenz, R. D. "Comparison of saliency-based sensorless control techniques for AC machines" *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 40-4, pp.1107-1115, 2004.
- [3] Blasco-imenez, R., Asher, G. M., Sumner, M.; Bradley, K. J., "Performance of FFT-rotor slot harmonic speed detector for sensorless induction motor drives," *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, vol. 143, no. 3, pp. 258-268, May 1996.
- [4] Supangat, R., Ertugrul, N., Soong, W. L., Gray, D. A., Hansens, C., "Estimation of the Number of Rotor Slots and Rotor Speed in Induction Motors Using Current, Flux or Vibration Signature Analysis", *Australian Journal of Electrical & Electronics Engineering*, 4 (3), 259-268, 2008.
- [5] Ferrah A., Bradley K. J., "Application of the FFT to the Speed Measurement of Inverter Fed Induction Motors", *Instrumentation and Measurement Technology Conference, IMTC '92*, 9th IEEE, 647 – 652, 1992.
- [6] Ishida, M., & Iwata, K. "A new slip frequency detector of an induction motor utilizing rotor slot harmonics", *IEEE Transactions on Industry Applications*, I (3), 575-582, 1984.
- [7] Keysan, O. A., "Non-Invasive Speed and Position Sensor for Induction Machines Using External Search Coils", *Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Yüksek Lisans Tezi*, 2008.
- [8] Negrea, M. D., "Electromagnetic flux monitoring for detecting faults in electrical machines", *Doktora Tezi, Dept. of Electrical and Communications Eng. Helsinki University of Technology*, 2006.
- [9] Vas, P., "Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines", *Clarendon Press*, 1993.
- [10] Keysan, O., Ertan, H. B., "Speed & position estimation by demodulating rotor slot harmonics," *(ICEM), XIX International Conference on Electrical Machines*, (IEEE), Proceedings CD, 2010.
- [11] Keysan, O., Ertan, H. B., "Speed and Rotor Position Estimation of Electrical Machines Using Rotor Slot Harmonics and Higher Order Rotor Slot Harmonics", *World Intellectual Property Organization*, WO/2011/126462, 2011.



# Motor Akım İmza Analizinde Park Dönüşümüyle Temel Harmonik Bastırımı Fundamental Harmonic Suppression in MCSA by Park Transformation

Ferzan GÜRAN<sup>1</sup>, Levent EREN<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Çekmeköy Belediyesi  
[ferzan\\_g@yahoo.com](mailto:ferzan_g@yahoo.com)

<sup>2</sup>Enerji Sistemleri Mühendisliği  
Bahçeşehir Üniversitesi  
[Levent.Eren@bahcesehir.edu.tr](mailto:Levent.Eren@bahcesehir.edu.tr)

## Özet

Asenkron motorlarda kırık rotor çubuğu arızalarının stator akımları incelenerek tespiti için uygulanan işaret işleme yöntemlerinde, şebeke temel frekansının arıza frekansına oranla çok büyük ve frekansların birbirine yakın olması hatanın tespitinde büyük zorluk oluşturmaktadır. Bu zorluğu aşmak için, şebeke temel frekansını bastırmada çentik süzgeçleri (notch filters) yaygın şekilde kullanılmaktadır. Bu şekilde yapılan süzgeçleme hem daha fazla hesap gerektirmekte hem de bazı durumlarda şebeke temel frekansına yakın olan arıza frekans değerlerini de bastırmaktadır. Bu çalışmada stator d-ekseni bileşenini elde etmek için faz akımlarına uygulanan Park dönüşümüyle temel frekans bastırılmaktadır. Asenkron motorlarda oluşan kırık rotor çubuğu arızalarının tespiti için stator akımının d-ekseni bileşeni üzerinde dalgacık paketi ve Fourier analizleri yapılması önerilmektedir.

**Anahtar kelimeler:** Asenkron Motorlar, Kırık Rotor Çubuğu ve Park Dönüşümü

## Abstract

Broken rotor bar detection via analysis of line currents is very difficult since frequency of faulty component is very close to system fundamental frequency and the magnitudes of fault signals are very small compared to the dominant magnitude of fundamental frequency. To overcome this difficulty, notch filters are used in general to suppress the fundamental. This type of filtering requires more computation and it also affects the magnitudes of fault related frequency components since they are very close to the fundamental. In this study, the Park's transformation is applied to the phase currents in obtaining stator d-axis component to block out the fundamental frequency. Wavelet packet and Fourier analyses of d-axis component of motor stator current is proposed for broken rotor bar detection.

**Keywords:** Induction Motors, Broken Rotor Bars, Park Transformation

## 1. Giriş

Asenkron motorlar, modern endüstrinin en yoğun iş yüküne sahip elektrik ekipmanlarından biridir. Bu motorlarda oluşan arızalar endüstriyel tesislerde üretimi aksatmakta ve telafisi zor kayıplara sebebiyet vermektedir. Mühendisler, bu

kayıpları minimize etmek için çeşitli arıza tespit yöntemleri geliştirmişlerdir. Bu alanda motor titreşim [1-4] ve akım analizleri [5-8] yaygın şekilde kullanılmaktadır. Bunlardan akım analizi, MCSA (Motor Current Signature Analysis), Oak Ridge Laboratuvarlarında geliştirilmiştir [5]. Bu metod, genel olarak stator akımlarından alınan verilere çeşitli işaret işleme yöntemleri uygulanarak arıza analizinin yapılması olarak tanımlanabilir. İşaret işlemede Fourier dönüşümü [6-8] ve dalgacık dönüşümü [9-13] yaygın olarak kullanılmaktadır. Kullanılan tekniklerin performansını artırmak için istatistiksel yöntemler ve algoritmalar geliştirilmektedir [14-19].

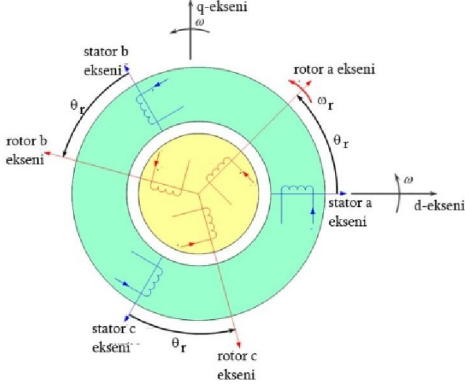
Sinyal işleme ile yapılan analizlerde, şebeke temel frekansının arıza frekansına oranla çok büyük ve arızalı işaretin büyüklüğünün temel harmoniğe çok yakın olması sağlıklı bir sonuç almayı zorlaştırır. Şebeke temel frekansını bastırmak için önışlemede çentik süzgeçleri yaygın şekilde kullanılmaktadır [9]. Park dönüşümü kullanarak şebeke temel frekansını bastırıp gerek süzgeçlerin tasarımından kaynaklanan sorunlardan, gerekse ilave hesap yükünden kurtulmak mümkündür [20-21]. Çalışmamızda; Park dönüşümüne tabi tutulan a, b ve c stator faz akımları  $i_d$  (d-eksen akımı) ve  $i_q$  (q-eksen akımı) büyüklüklerine dönüştürüldükten sonra d-ekseni akımına dalgacık paketi dönüşümü uygulanmıştır. Dalgacık paketi dönüşümünde frekans çözünürlüğü düşük olduğundan, hata frekansını içeren banttaki dalgacık paketi katsayılarına Fourier dönüşümü uygulanarak çözünürlük artırılmıştır. En son seviyedeki bantlarda dalgacık paket katsayısı az olduğundan bu işlem çok az ek hesap maliyeti getirmektedir [22]. Yapılan deneylerde d-ekseni akım spektrumundan kırık rotor çubuklarının net şekilde tespit edilebileceği gösterilmiştir [23].

## 2. Temel Kavramlar

### 2.1. Park Dönüşümü

Park dönüşümü, bilindiği gibi elektrik makinalarının analizini kolaylaştırmak üzere ilk defa 1929 da R.H. Park tarafından sunulmuş ve onun adıyla anılan bir matematiksel modelledir. D-q dönüşümü olarak da bilinen dönüşüm rotor direk eksenini ile stator ilk fazı arasındaki  $\theta$  açısı cinsinden ifade edilip matematiksel olarak modellenir. Stator, rotor ve d-q eksenlerinin gösterimi şekil 1'de verilmiştir.

Üç fazlı sistemlerde, özellikle zamana bağlı olarak değişen büyüklüklerden kurtulmak için üç faz alternatif akım değerlerini iki doğru akım büyüklüğüne indirgeyen bu metod, elektrik makinalarının kontrolünde ve analizinde büyük kolaylıklar sağlamaktadır.



Şekil-1. Eksenlerin şekilsel gösterimi

$i_a$ ,  $i_b$  ve  $i_c$  dönüşüme tabi tutulan akım büyüklüklerini ve  $\theta$  rotor direk eksenini ile stator ilk fazı arasındaki açı olmak üzere dönüşüm matrisi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120) & \cos(\theta+120) \\ \sin\theta & \sin(\theta-120) & \sin(\theta+120) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

ve ters dönüşüm de:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta-120) & \sin(\theta-120) & 1 \\ \cos(\theta+120) & \sin(\theta+120) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Burada sıfır bileşeni üç fazlı stator dönüşümü için gereklidir ve hava boşluğunda net akı oluşturmayan armatür akımını temsil eder. Bu yüzden rotor devresini kesen bir akı oluşturmaz. Dengeli üç fazlı bir sistemde sıfır bileşenin değeri sıfıra eşittir.

$$i_d = \frac{2}{3} [i_a \cos(2\pi f_e t) + i_b \cos(2\pi f_e t - 2\pi/3) + i_c \cos(2\pi f_e t + 2\pi/3)] \quad (3)$$

$$i_q = \frac{2}{3} [i_a \sin(2\pi f_e t) + i_b \sin(2\pi f_e t - 2\pi/3) + i_c \sin(2\pi f_e t + 2\pi/3)] \quad (4)$$

$$i_0 = 0 \quad (5)$$

Burada  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $i_0$  ve  $f_e$  sırasıyla d-ekseni, q-ekseni, 0-ekseni akımlarını ve şebeke frekansını göstermekte olup, rotoru hatalı olan faz akımları aşağıdaki gibi modellenebilir:

$$i_a = A \cos(2\pi f_e t) + A_L \cos(2\pi f_e t - 2\pi f_b t) + A_R \cos(2\pi f_e t + 2\pi f_b t) \quad (6)$$

$$i_b = A \cos(2\pi f_e t - 2\pi/3) + A_L \cos(2\pi f_e t - 2\pi f_b t - 2\pi/3) + A_R \cos(2\pi f_e t + 2\pi f_b t - 2\pi/3) \quad (7)$$

$$i_c = A \cos(2\pi f_e t + 2\pi/3) + A_L \cos(2\pi f_e t - 2\pi f_b t + 2\pi/3) + A_R \cos(2\pi f_e t + 2\pi f_b t + 2\pi/3) \quad (8)$$

$A_L$ ,  $A_R$ ,  $f_e$  ve  $f_b$  sırasıyla sol ve sağ yan bant büyüklükleri, şebeke frekansı ve rotor hata frekanslarını ifade etmektedir. Daha önce verilen 6, 7 ve 8 nolu eşitlikler 3 nolu eşitlikte yerine konup sadeleştirme yapıldığında d-ekseni akımı ( $i_d$ ) elde edilir.

$$i_d = A_L \cos(2\pi f_b t) + A_R \cos(2\pi f_b t) \quad (9)$$

Aynı şekilde 6, 7 ve 8 nolu eşitlikler 4 nolu eşitlikte yerine konulup sadeleştirme yapıldığında q-ekseni akımı ( $i_q$ ) elde edilir.

$$i_q = A_L \sin(2\pi f_b t) - A_R \sin(2\pi f_b t) \quad (10)$$

Eşitliklerden anlaşılacağı üzere, matematiksel sadeleştirme sonucu şebeke temel frekansı elimine edilmiş olup işarette sadece hata frekansı kalmıştır.  $A_L$  ve  $A_R$  birbirine eşit olduğundan q-ekseni akımı sıfır değerini almaktadır. D-ekseni akımında ise  $A_L$  ve  $A_R$  toplamı hata frekansında görülecektir. Bu da herhangi bir çentik süzgeci kullanmadan şebeke temel frekansının d-ekseni akımında bastırılabilirliğini gösterir.

## 2.2. Asenkron Motorlarda Arıza Nedenleri

Rulman arızaları, çatlak veya kırık rotor çubukları ve yalıtım problemleri asenkron motorlarda görülen arızalarının başlıca nedenlerindedir. Rulman ve çatlak veya kırık rotor çubuğu arızaları motor akım imza analizi yöntemiyle tespit edilebilmektedir. Motor anma değerlere yakın hızlarda dönerken (düşük kayma değerleri), kırık veya çatlak rotor çubuklarının akım spektrumunda oluşturduğu hata frekansları genlik olarak baskın olan şebeke temel frekansına çok yakındır. Genelde arıza frekanslarındaki genliğin daha doğru tespit edilebilmesi için önışleme olarak çentik süzgeçleri (notch filter) kullanılmakta [9] veya analiz kalkış ve frenleme gibi değişken hız ortamlarında yapılmaktadır [24]. Anma değerlere yakın hızlarda kırık veya çatlak rotor çubuğu tespiti daha güç olduğundan, bu çalışmada Park dönüşümü kullanılarak stator akımının d-ekseni bileşeninde şebeke frekansının bastırılması önerilmektedir [20-21]. Daha sonra d-ekseni akım bileşenine sırasıyla dalgacık paketi dönüşümü ve hızlı Fourier dönüşümü uygulanarak elde edilen frekans spektrumunda kırık rotor çubuklarının etkisi daha net şekilde görülmektedir.

### 2.2.1. Kırık veya Çatlak Rotor Çubuğu Frekansı

Kırık veya çatlak rotor çubukları motor hatalarının %10'unu oluşturmaktadır [7]. Eğer sistemde kırık rotor çubuğu mevcut ise, kırık rotor çubuğundan akım geçmez. Kırık veya çatlak rotor çubukları, stator akımının spektrumunda bu hataların oluşturduğu frekans bileşenleri incelenerek tespit edilebilir. Hava boşluğundaki frekanslar aşağıdaki denklem ile belirlenebilir.

$$f_k = f_e \left[ \frac{k}{p} (1-s) \pm s \right] \quad (11)$$

$k$  = Harmonik endeksi ( $k=1,2,3,\dots$ )

$s$  = Birim başına düşen kayma

$p$  = Çift kutup sayısı

$f_e$  = Şebeke frekansı

Eğer  $k/p$  bire eşit alınırsa,

$$f_b = f_e(1 \pm 2s) \quad (12)$$

Burada  $f_e$  şebeke frekansını,  $f_b$  kırık rotor çubuğu ile ilgili yan bant frekanslarını ve  $s$  ise motor kaymasını gösterir. Bu yan bant bileşenlerinin genliği iki özelliğe bağlıdır. Düşük yan bant bileşeninin genliği  $f_b$ ,  $(1-2s)f_e$  kırık rotor çubuklarının sayısına göre değişirken, yüksek yan bantın genliği  $f_b$ ,  $(1+2s)f_e$  hız salınımlarına bağlıdır [19]. Park dönüşümünün demodülasyon etkisi olduğundan kırık rotor bar etkisi  $s f_e$  frekansında görülür [21].

### 3. Kırık Rotor Çubuğu Tespiti

Bu çalışmada kullanılan motor 0.75 kW'lık, 60 Hz, 3 fazlı, 4 kutuplu sincap kafesli asenkron motordur. Motor faz akımlarının ölçümü bir SquareD CM4000 enerji kalitesi ölçüm cihazı kullanılarak yapılmıştır. Motora yük olarak Magtrol (HD-805) marka histerisis dinamometre bağlanmıştır. Enerji kalitesi ölçüm cihazıyla toplanan faz akım verileri önce cihazın hafızasında kaydedilmekte ve daha sonra seri port kanalıyla bilgisayara transfer edilmektedir. Test düzeneği şekil 2'de verilmiştir.



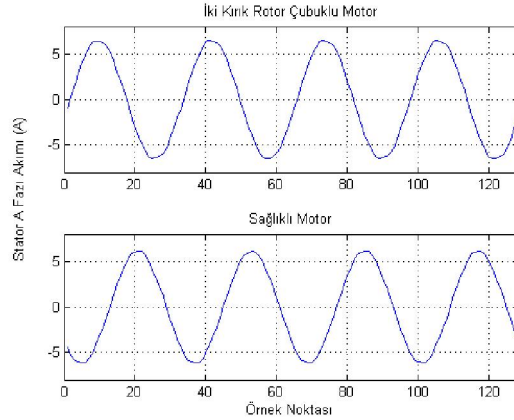
Şekil-2. Test düzeneği

İlk olarak rotor çubukları sağlam durumdayken stator akımı ölçülmüştür. Sonra rotor çubuklarından biri matkap yardımı ile iki ucundan delinerek stator akımı yeniden ölçülmüştür. Şekil 3'de tek çubuğu kırık olan rotor gösterilmiştir.



Şekil-3. Tek kırık rotor çubuğu

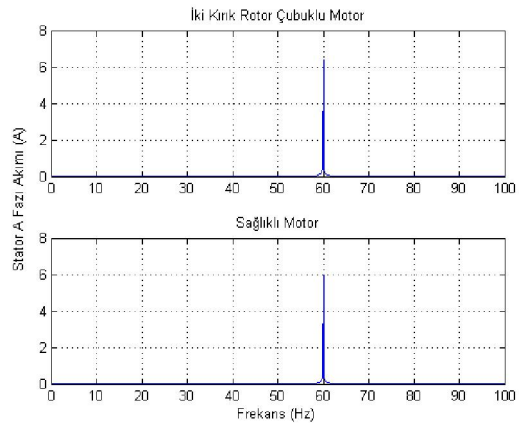
Bu durumda da motor anma yük değerinde çalıştırılarak stator akımı örneklenmiştir. Daha sonra bu işlem iki çubuğu kırık rotor için tekrarlanmıştır. Her bir veri 8192 örnekten oluşmak üzere her arıza durumu için onar tane örnek alınmıştır. İki kırık rotor çubuklu ve sağlam rotorlu durumlar için toplanan akım verileri şekil 4'de verilmektedir.



Şekil-4. Sağlam ve arızalı motorun stator akımları

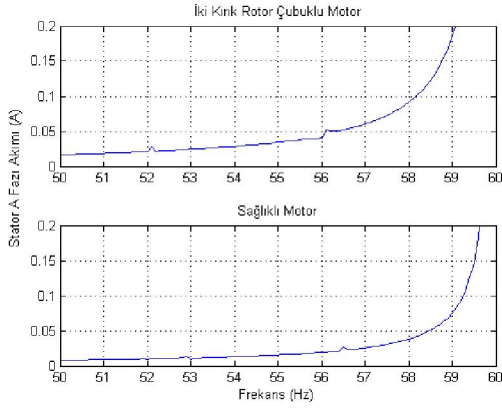
Şekil 4'de gösterilen akımlara herhangi bir önışleme yapılmadan Fourier analizi uygulandığında, şekil 5'de görülen frekans spektrumu elde edilir. Örnekler her iki durumda da asenkron motor anma yük değerinde çalışırken alınmıştır.

Kırık rotor frekansı anma hız (1740 dev/dak) değerinde yaklaşık 4Hz civarındadır. Bu durumda, kırık rotor çubuğu frekansının modülasyon etkisinden dolayı stator faz akımı spektrumunda 56 ve 64 Hz civarında görülmesi gerekmektedir.



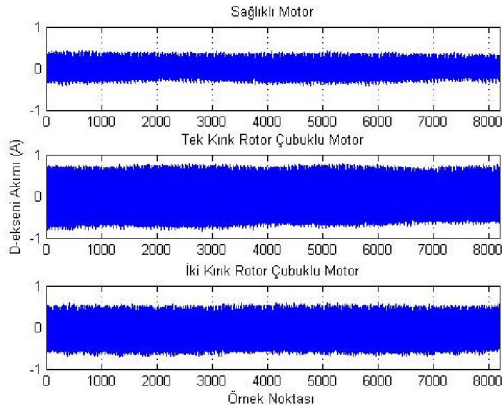
Şekil-5. Sağlam ve arızalı motorun akım spektrumu

Şekil 5 incelendiğinde şebeke frekansının genliği çok yüksek olduğundan önışleme yapılmadan hata frekanslarını şebeke temel frekansından ayırt etmenin mümkün olmadığı gözlemlenmektedir. Aynı spektrum analizinde frekans için 50-60Hz akım için 0-0.2A aralığına bakıldığında şekil 6 elde edilir. Bu şekilden de net bir sonuç çıkarılamamaktadır.



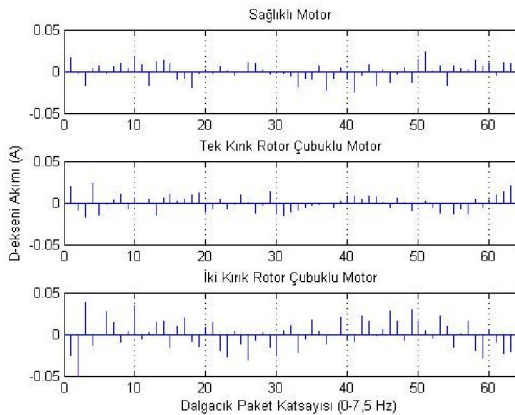
Şekil-6. Sağlam ve arızalı motorun akım spektrumu (50-60Hz)

Park dönüşümü kullanılarak stator faz akımlarından d-ekseni akım bileşeni hesaplandığında, şebeke temel frekansı büyük ölçüde bastırılmıştır [20-21]. Sağlıklı, tek kırık rotor çubuklu ve iki kırık rotor çubuklu motorlar için d-ekseni akımı şekil 7'de verilmiştir.



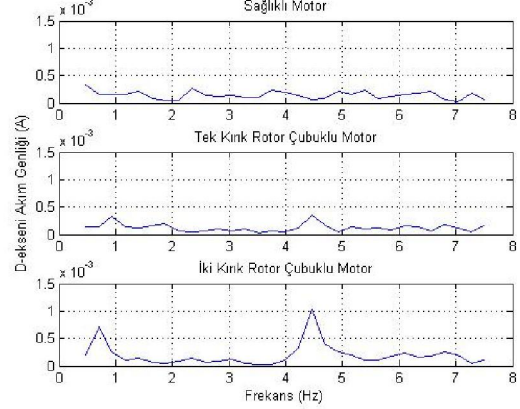
Şekil-7. Sağlam ve arızalı motorun d-ekseni akımı

D-ekseni akımının dalgacık paket dönüşümü analizi yapıldığında şekil 8'deki sonuçlar elde edilir. Park dönüşümünün demodülasyon etkisi olduğundan kırık rotor bar etkisi  $s_f$  frekansında görülür [21]. Bu frekans deneylerde 4 Hz civarında olduğundan şekil 8'de 0-7,5 Hz bandındaki dalgacık paketi katsayıları gösterilmiştir.



Şekil-8. D- eksen akımının spektrum analizi

Her bir bant için 64 tane dalgacık paketi katsayısı elde edilmektedir. Bu katsayılar Fourier analizi uygulandığında şekil 9'daki sonuçlar elde edilir.



Şekil-9. D- eksen akımının spektrum analizi (0-7,5Hz)

Burada 4 Hz civarında görünen değerler karşılaştırıldığında sağlıklı motor ile rotor çubukları kırık olan motorun çok rahat ayırt edilebileceği ve kırık çubuk sayısının artmasıyla hata frekansının genliğinin arttığı görülmektedir.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada kırık rotor çubuklarının akım harmoniklerine olan etkisini tespit etmek için öncelikle rotor çubukları sağlam olan bir motorun stator akımı ölçülmüştür. Sonra aynı motorun rotor çubukları bir matkap yardımı ile iki ucundan delinerek stator akımı yeniden ölçülmüştür. Analizde stator faz akımlarına Park dönüşümü uygulanarak d-ekseni akımı bulunmuş. Daha sonra d-ekseni akımına dalgacık paketi dönüşümü uygulanmıştır. Son olarak frekans çözünürlüğünü artırmak için dalgacık paketi katsayılarına hızlı Fourier dönüşümü yapılmıştır. Spektrum analizi sonucunda sağlıklı motorun tek ve iki kırık rotor çubuklu motordan rahatlıkla ayırt edilebileceği ve kırık rotor çubuğu sayısının artmasıyla  $s_f$  frekansındaki genliğin arttığı gösterilmiştir.

#### 5. Kaynaklar

- [1] Rao B.K.N., Handbook of Condition Monitoring, Elsevier Advanced Technology, Oxford, UK, 1996.
- [2] Finley W.R., "An Analytical approach to solving motor vibration problems," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 36, no 5, pp.1467-80, Sep./Oct. 2000.
- [3] Collacott R.A., Vibration Monitoring and Diagnosis, New York: Wiley, 1979.
- [4] Yen G.G. ve Lin K.C., "Wavelet packet feature extraction for vibration monitoring," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, no. 3, pp. 650-667, June 2000.
- [5] Kryter R.C. ve Haynes H.D., "Condition monitoring of machinery using motor current signature analysis" Sound and Vibration, 14-21, 1989.
- [6] Riley C.M., Lin B.K., Habetler T.G. ve Kliman G.B., "Stator current harmonics and their causal vibrations: a preliminary investigation of sensorless vibration monitoring applications," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 35, no 1, pp. 94-9, Jan/Feb 1999.

- [7] Kliman G.B., Premerlani W.J, Yazici B., Koegl R.A. ve Mazereeuw J., "Sensorless online motor diagnostics," IEEE Comput. Appl. Power, vol. 10, no.2, pp. 39-43, 1997.
- [8] Benbouzid M.E., "A review of induction motor signature analysis as a medium for faults detection," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, no. 5, pp. 984-993 Oct. 2000.
- [9] Eren L. ve Devaney M.J., "Bearing damage detection via wavelet packet decomposition of the stator current," IEEE Trans. Instrum. Meas., 53, 431- 436, 2004.
- [10] Şeker S. ve Ayaz E., "Feature extraction related to bearing damage in electric motors by wavelet analysis", Journal of the Franklin Institute, 340(2), 125-134, 2003.
- [11] Liu J., Wang W., Golnaraghi F. ve Liu K., "Wavelet spectrum analysis for bearing fault diagnostics," Measurement Science and Technology, vol. 19, no. 1, pp. 1-10, 2008.
- [12] Giaouris D., Finch J.W., Ferreira O.C., Kennel R.M. ve El-Murr G.M., "Wavelet denoising for electric drives," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 2, pp. 543-550, 2008.
- [13] Chow T.W.S. ve Hai S., "Induction Machine Fault Diagnostic Analysis with Wavelet Technique," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 3, pp. 558-565, 2004.
- [14] Filippetti F., Franceschini G. ve Tassoni C., "Neural network aided online diagnostics of induction motor rotor faults," IEEE Trans. Industry Applications, vol. 31, no. 4, pp. 892-899, Jul.-Aug. 1995.
- [15] Ballal M.S., Khan Z.J., Suryawanshi H.M. ve Sonolihar R.L., "Adaptive neural fuzzy inference system for the detection of inter-turn insulation and bearing wear faults in induction motor," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 1, pp. 250-258, 2007.
- [16] Haji M. ve Toliyat H.A., "Pattern Recognition-A Technique for Induction Machines Rotor Broken Bar Detection," IEEE Trans. Ener Conver, vol. 16, no. 4, pp. 312-317, 2001.
- [17] Ayhan B., Chow M. ve Song M., "Multiple Discriminant Analysis and Neural Network Based Monolith and Partition Fault Detection Schemes for Broken Rotor bar in Induction Motors," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 53, no. 4, pp. 1298-1308, 2006
- [18] Onel I.Y. ve Benbouzid M.E.H., Induction Motors Bearing Failures Detection and Diagnosis Using a RBF ANN Park Pattern Based Method, International Review of Electrical Engineering (IREE), vol. 3 n. 1, pp. 159 - 165, Feb. 2008.
- [19] Aydın İ., Karaköse M. ve Akın E., "Kırık rotor çubuğu ve stator arızalarının teşhisinde yapay sinir ağı yaklaşımı", Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi, Cilt 1-2, 134-149, 2009.
- [20] Onel I.Y. ve Benbouzid M.E.H., "Induction motor bearing failure detection and diagnosis: Park and concordia transform approaches comparative study," IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, vol. 13, no. 2, pp. 257-262, 2008.
- [21] Cruz S.M.A ve Cardoso A.J.M., "Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors by extended Park's vector approach," in Proc. 1998 Int. Conf. Electrical Machines, vol. 3, Istanbul, Turkey, pp. 1844-1848.
- [22] Eren L., "Enhanced feature detection in bearing health diagnosis with spectral post processing," International Review of Electrical Engineering (IREE), vol. 4 no. 2, pp. 260-268, Apr. 2009.
- [23] Güran F., "Use of Park transformation in harmonic suppression for wavelet packet based broken rotor bar detection," Yüksek Lisans Tezi, Bahçeşehir Üniversitesi, 2011.
- [24] Toliyat H.A. ve Lipo T.A., "Transient analysis of cage induction machine under stator, rotor bar and end ring faults," IEEE Trans. Energy Conv., 10(2), 241-247, 1995.





## 200 Amper, Yüksek Frekans Anahtarlama DA Kaynak Makinesinin Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi

### Design and Implementation of a 200 Ampere High Frequency Switching DC Welding Machine

Arzu Koparan<sup>1</sup>, M. Timur Aydemir<sup>2</sup>, Oğuz Şimşek<sup>3</sup>

<sup>1</sup>TUSAŞ Türk Havacılık ve Uzay Sanayii, Akıncı, ANKARA  
akoparan@tai.com.tr

<sup>2</sup>Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Gazi Üniversitesi Mühendislik Fakültesi  
aydemirmt@gazi.edu.tr

<sup>3</sup>NURİŞ Elektrik ve Kaynak Makinaları Sanayi ve Ticaret A.Ş., Ankara  
oguzsimsek@nuris.com.tr

#### Özet

*Bu makalede, 5.6 kW (200 A) gücünde bir ark kaynağı makinesi için yüksek frekans anahtarlama güç dönüştürücü devresi ve bu devrenin denetleyicisinin tasarımı ve gerçekleştirilmesi anlatılmaktadır. Güç devresinde ikili ileri (dual forward) DA/DA dönüştürücü topolojisi kullanılmıştır. Modülerliği sağlamak için iki adet dönüştürücü girişleri seri çıkışları paralel olacak biçimde bağlanmıştır. Makalede, tasarım süreci ayrıntılı olarak anlatılmakta, benzetim sonuçları ve gerçekleştirilen prototip devreyle elde edilen deneysel sonuçlar verilmektedir.*

**Anahtar kelimeler:** Evirici Tip Kaynak Makinesi, İkili İleri DA-DA Dönüştürücü.

#### Abstract

*Design and implementation of a high frequency switched dc-dc converter and its controller for an arc welding machine with a power rating of 5.6 kW (200 A) is described in this paper. Dual forward DC-DC converter topology has been used in the power circuit. Two identical converters have been connected in series input, parallel output structure to obtain modularity. Design of the converter is given in detail as well as the simulation results and experimental results obtained with the prototype converter.*

**Keywords:** Inverter type welding machine, Dual forward DC-DC Converter.

#### 1. Giriş

Elektrik ark kaynağında kalitenin artırılması için arkin, farklı kaynak evrelerinde hassas olarak kontrol edilmesi gereklidir. Bu amaçla, geçmişte kullanılan basit elektromekanik sistemler veya tristör kullanan elektronik sistemler yerine artık yüksek hızlarda anahtarlama yeteneğine sahip, tranzistörlü devreler kullanılmaktadır.

Çeliğin kaynak işleminde DA, alüminyumun kaynak işleminde ise AA akım gereklidir. DA çıkış elde etmek için çok çeşitli ve ucuza bulunabilen kaynak makineleri mevcuttur. Öte yandan,

AA çıkış veren kaynak makineleri daha karmaşıktır ve çok ucuza mal edilememektedir. Aliminyum kaynağında kaynak akımının 30-200 Hz arasında kare biçiminde değişmesi istenir. Böylece yön değiştiren elektron akımının aliminyum yüzeyindeki oksit tabakasını kırması beklenir.

Literatürde, modern kaynak makinelerinin güç devreleri ve kontrol sistemleri üzerinde yapılmış çeşitli çalışmalar bulunmaktadır. Güç devreleri üzerinde yapılan çalışmalar incelendiğinde, kullanılan devreleri kabaca üç başlık altına toplamak mümkündür: (a) Rezonans devreli sistemler, (b) Yumuşak anahtarlama sistemler, (c) Sert anahtarlama sistemler. Rezonans devreli sistemlerde yarıiletken anahtarların tetiklenmesi, devreye yerleştirilmiş bir kondansatör ve endüktörün rezonansa girmesine yol açar. Rezonans sonucu oluşan akım veya gerilimin doğal olarak sıfırdan geçişi sırasında anahtarların konumları değiştirilir (sıfır gerilim veya sıfır akım anahtarlama.) Böylece, sistemin anahtarlama kayıpları en aza indirilmiş olur. [1-9] bu ilkeye göre tasarlanmış çeşitli çalışmaları tanıtmaktadır. Rezonans olgusunu kullanarak gerçekleştirilen sistemlerde anahtarlama kayıpları düşük olduğu için yüksek frekanslara çıkılabilmektedir. Bu da sistemlerin daha küçük ve hafif olmasına yol açmaktadır. Bununla birlikte, rezonans sistemlerinde anahtarların taşımak zorunda kaldıkları akımların tepe değerleri, ortalama değerlerinin çok üzerinde olurlar. Bu da gereksiz yere yüksek değerli tranzistörlerin (IGBT veya MOSFET) kullanılmasına neden olur ve maliyet artar. Rezonans olgusunun kullanılmasının yarattığı bir başka zorluk, denetimin frekans değiştirerek yapılması gerekliliğidir. Bu nedenle, süzücü elemanların seçiminde dikkatli olunması gerekir.

Son yıllarda üzerinde durulan bir başka teknik da/da dönüştürücü kullanılmasıdır. Bu dönüştürücüler sert veya yumuşak anahtarlama sistemlerdir. [10-14] bu tür çalışmalara örnek olarak gösterilebilir. Sert anahtarlama ile çalışmada kayıplar daha yüksek olur ancak denetim genelde basittir. Yumuşak anahtarlama, anahtar konumları arasında geçiş yapılırken, yine

rezonans ilkesinden yararlanılır. Rezonans genelde anahtar ve yüksek frekans transformatörünün parazitik elemanlarından yararlanılarak elde edilir. Yumuşak anahtarlama devrelerde zaman zaman yardımcı devrelerden de yararlanılabilmektedir. Bu da genelde kontrol karmaşıklığını arttırmaktadır.

Kaynak makinelerinde geçmiş yıllarda analog denetim devreleri kullanılırken, son dönemlerde mikroişlemci veya sayısal işaret işleme (DSP) tabanlı denetim sistemleri de kullanılmaktadır. DSP, tasarımda esneklik sağlamakta, daha karmaşık denetim algoritmalarının kullanımına izin vermektedir [1]. İşlemci kullanımında gelinen son nokta ise Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri'dir (FPGA) [15-16]. Bu cihazlarla çok daha yüksek performanslı denetim işlemi gerçekleştirilebilmektedir.

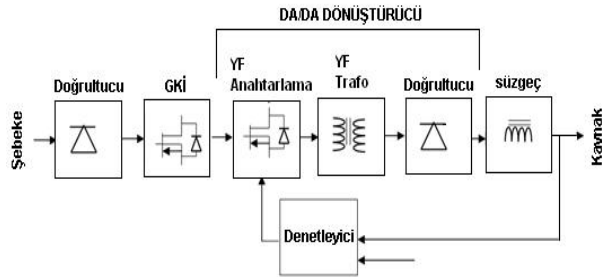
Bu çalışmada, 200 A gücünde bir DA kaynak makinesinin güç ve denetleyici devre tasarımları çalışmaları anlatılmakta ve gerçekleştirilen sistemden elde edilen sonuçlar sunulmaktadır. Gerçekleştirilen sistem, ikili ileri (dual forward) DA-DA dönüştürücü yapısını kullanmakta olup, anahtarlama frekansı 65 kHz olarak seçilmiştir. Sisteme modülerlik kazandırmak için iki adet dönüştürücü kullanılmış; bu dönüştürücülerin girişleri seri çıkışları ise paralel bağlanmıştır.

Makalede yapılan çalışma ülkemiz açısından özgünlük içermektedir. Ülkemizde kaynak üretici firmaların önemli bir bölümü evirici tür makineleri ithal etmektedir. Evirici tür makine üretkenler ise genelde rezonans devreleri kullanmaktadır. Bu tür devrelerin verimi daha yüksek olabilmekle birlikte, denetimi daha karmaşıktır ve kullanılan elemanların akım değerleri yüksek olmak zorundadır. Makalede önerilen modüler yapı ise Türkiye'de üretilen kaynak makinelerinde kullanılmamaktadır.

Makalenin 2. Bölümünde güç devresinin tasarımı, 3. Bölümünde denetleyici tasarımı, 4. Bölümde ise benzetim ve deneysel çalışma sonuçları verilmektedir. 5. Bölümde genel bir değerlendirme yapılmaktadır.

## 2. Güç Devresinin Tasarımı

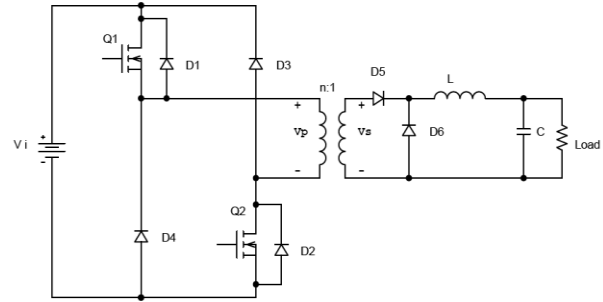
DA kaynak makinelerinin güç katı genel olarak, şebeke frekansında bir doğrultucu ve bir yalıtımlı, yüksek frekans anahtarlama DA-DA dönüştürücüdür (Şekil 1). Son yıllarda bir de, doğrultucu devre ile DA-DA dönüştürücü arasında bir güç katsayısı iyileştirme (GKİ) devresi eklenmeye başlanmıştır.



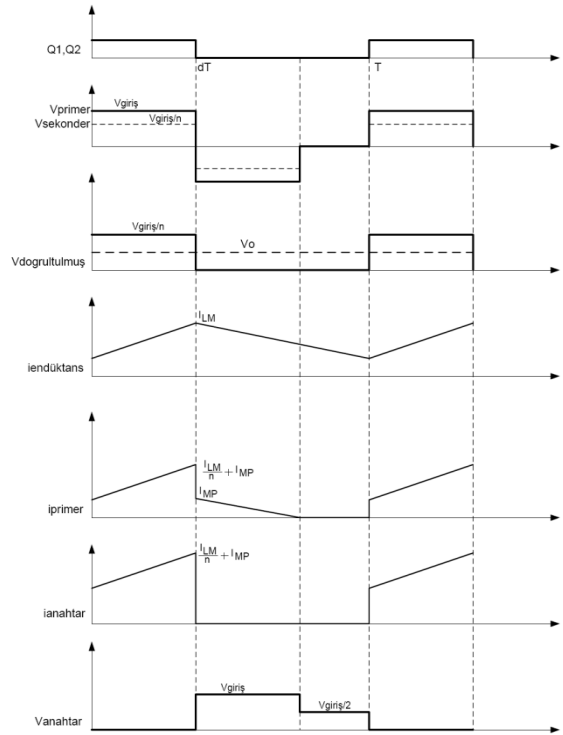
Şekil 1: Anahtarlama güç kaynağı blok diyagramı.

DA kaynak makinelerinde kullanılan yalıtımlı DA/DA dönüştürücüler yarı köprü, ikili ileri köprü veya tam köprü biçiminde olabilir. Yarı köprü devre basitlik açısından tercih edilse de yüksek güçler için doğal seçim tam köprü devredir [17]. Dönüştürücü topolojileri içerisinde kullanımı en kolay olan

yapı ise ikili ileri dönüştürücü yapısıdır [18]. Devre, iki anahtar ve iki diyottan oluşmaktadır (Şekil 2). Anahtarlar aynı anda iletme alınır ve çıkartılır. Devrenin en büyük özelliği basitliğidir. Yalnızca bir anahtarlama işlemi yapılır. Anahtarlar tıkanıldığında diyotlardan yolunu tamamlayan akımla manyetik sınırlama gerçekleştiğinden transformatörün doymaya girme sorunu yaşanmaz. Bu devrenin en kötü yanı ise transformatörünün gereğinden büyük olmasıdır. Bunun nedeni mıknatıslanma akımının tek yönlü akmasıdır. Ayrıca, çıkış dalgalanma frekansı anahtarlama frekansında olduğundan, kullanılacak süzgeç de, çıkış frekansı anahtarlama frekansının iki katı olan diğer topolojilere göre daha büyük olur. Bu dezavantajlarına karşın basitlik ve güvenilirlik nedenleriyle bu topolojinin kullanılmasına karar verilmiştir.



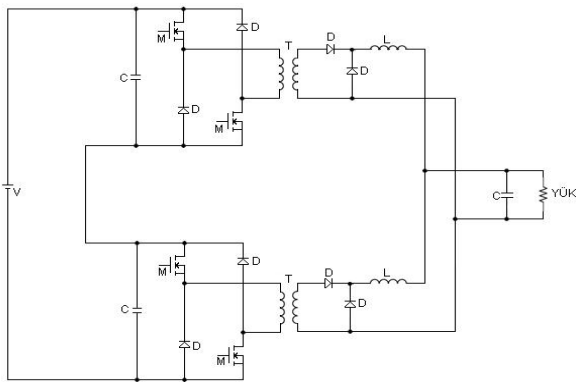
Şekil 2: İkili ileri DA-DA dönüştürücü



Şekil 3: İkili ileri dönüştürücüye ait önemli dalga biçimleri (yukarıdan aşağıya): anahtarlama gerilimi, primer ve sekonder gerilimleri, doğrultulmuş sekonder gerilimi, endüktör akımı, primer akımı, anahtar akımı, anahtar gerilimi.

Sistemin güç katında kullanılan yapı Şekil 4'te gösterilmektedir. Görüldüğü gibi iki adet dönüştürücü kullanılmaktadır. Dönüştürücülerin girişleri seri olarak

bağlanmakta ve böylece bara gerilimi ikiye bölünmektedir. Dönüştürücülerin çıkışları, transformatör sekonderlerindeki doğrultucular üzerinden paralel bağlanmakta ve böylece de yük akımı dönüştürücülere paylaştırılmaktadır. Seri Giriş Paralel Çıkış bağlantılı DA/DA dönüştürücülerin önemli özellikleri a) anahtar olarak iletim dirençleri küçük olan MOSFET elemanlarının kullanımına izin vermek, b) bu eleman seçimi sonucu olarak yüksek frekansta anahtarlamaya izin vermek ve c) daha küçük dönüştürme oranlarına yol açmak olarak sıralanır [19]. Belirtilen bu özellikleri nedeniyle bu uygulamada seri giriş, paralel çıkış bağlantılı yapı tercih edilmiştir. Böylece, sistemin 3 fazlı girişten beslenmesi durumunda da bu yapı kullanılabilir. Bu yapının bir başka üstün yanı da, oluşacak kayıpların daha geniş alana yayılarak soğutmanın kolaylaştırılmasıdır.



Şekil 4: Seri Giriş Paralel Çıkış Bağlantılı Modüler Dönüştürücü Yapısı

## 2.1. Güç Katında Kullanılacak Malzemelerin Seçimi

Çalışma frekansı, piyasada ekonomik olarak bulunabilen elemanların anahtarlama ve çekirdek kayıpları, kontrol devresinin çalışma hızı, akım algılayıcılarının bant genişlikleri gibi etkenler dikkate alınarak 65 kHz olarak seçilmiştir. Güç katında kullanılacak malzemelerin 65 kHz'de çalışan 200 A'lık kaynak makinesi elemanları için yeterli özelliklerde olması gerekmektedir. Devre elemanları için gerekli parametreler ve hesaplamalar aşağıda tek tek verilmiştir.

Sistemin giriş geriliminin nominal değeri 220 V olup, bu bara geriliminin 310 V olması anlamına gelir. Ancak, giriş geriliminde zaman zaman oluşabilecek değişimler göz önüne alınarak, bara geriliminin alt ve üst değerleri 280 V ve 350 V olarak belirlenmiştir.

Kaynak makinesi olarak kullanılacak güç devresinin minimum çıkış gücünü belirleyen EN 60974-1 standardıdır. Bu standarda göre kaynak akımı ve gerilimi arasındaki ilişki şöyledir:

$$V_{kaynak} = 0.04 I_{kaynak} + 20 \quad (1)$$

Kaynak akımı 200 Amper olacağından kaynak makinesinin çıkış uçlarında olması gereken gerilim 28 V olarak elde edilir. Ancak sekonder tarafındaki yarıiletkenlerin gerilim düşümleri ve bırakılan paylarla birlikte transformatörün sekonderindeki en düşük çıkış gerilim değerinin 34 V olması öngörülmüştür. Bu durumda transformatörün çıkışta sağlaması gerekli gücün en az  $P_{kaynak} = 200 \times 34 = 6800W$  olması gerekir.

EN60974-1 standardı kaynak esnasında olması gereken en düşük gerilimi ve dolayısı ile çıkışta sağlanması gerekli gücü

belirler. Bunun yanında tasarlanan makinenin her tip örtülü elektrot ile çalışması hedeflendiğinden makinenin yüksek ark boyunda veya damla geçişlerinden sonra arkın kopmasını engelleyebilmesi için çıkış geriliminin 50 V civarına kadar yükseltilmesinin gerekliliği söz konusudur. Transformatörün dönüştürme oranı hesabında da bu gerilim değeri kullanılacaktır.

Sistemde iki tane transformatör bulunacağından, transformatör tasarımı 3400 W gücüne göre yapılmalıdır. Transformatör hesabı için kullanılacak veriler Çizelge 1'de verilmektedir.

Çizelge 1: Transformatör Tasarım Parametreleri

Çıkış gücü	3400W
Giriş DA Bara gerilimi (En)	230V (190V AA Giriş için)
Çalışma Frekansı	65 kHz
Çıkış Gerilimi	50V
Çıkış Akımı	100A
Hedef Verim	% 95
Regülasyon	% 0.5
Doluluk oranının (duty) en	% 47

65 kHz'de bakır iletkenlerin deri kalınlığı  $\varepsilon = 66.2 / \sqrt{65000} = 0.26$  mm'dir. Devrede,  $2\varepsilon$  kalınlığında yuvarlak litz teli yerine, doldurma oranı çok daha yüksek olan folyo iletkenler kullanılmıştır.

Çekirdek seçimi için şu bağıntı kullanılmıştır [20, 21]:

$$W_a A_c = \frac{P_o}{4\eta J B f K} \quad (2)$$

Bu bağıntıda,

$P_o$ : Çıkış gücü (W)

J: Akım yoğunluğu (A/m<sup>2</sup>)

B: Manyetik akı yoğunluğu (Tesla)

f: Frekans (Hz)

K: Doldurma Katsayısı

$\eta$ : Verim

olarak tanımlanmıştır. Değerler yerine konulursa  $W_a A_c = 2.31 \cdot 10^7 m^4 = 23.1 cm^4$  olarak hesaplanır.

Ferit çekirdek olarak, güç hacmi hesaplanan değere yakın ve tedariki oldukça kolay olan Cosmo Ferrites tarafından üretilen EE 6527 seçilmiştir [22]. Transformatör çekirdeğinin parametreleri Çizelge 2'de verilmektedir.

Çizelge 2: Transformatör Çekirdeğinin Parametreleri

Manyetik malzeme	CF138
$A_L$	8100 nH
Manyetik yol uzunluğu	147 mm
Pencere kesiti	$1.21 \times 2.22 \times 2 = 5.4cm^2$
Çekirdek kesiti	5.3 cm <sup>2</sup>
Güç Hacmi ( $W_a A_c$ )	28.6 cm <sup>4</sup>
Hacim	78200 mm <sup>3</sup>
Ortalama tur uzunluğu	14 cm

Bu veriler kullanılarak primer sarım sayısı

$$N_p = \frac{V_{in}^{min} a^{max}}{f A_c \Delta B} \quad (3)$$

denkleminde  $N_p = \frac{230 \times 0.47}{65000 \times 5.3 \cdot 10^{-4} \times 0.27} = 11.6$  ve transformatör dönüştürme oranı,

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in}^{min} d^{max}}{V_{out}} = \frac{230 \times 0.47}{50} = 2.16 \quad (4)$$

olarak hesaplanır. Bu dönüştürme oranını sağlayan en yakın yuvarlama aşağıdaki gibi yapılmıştır:

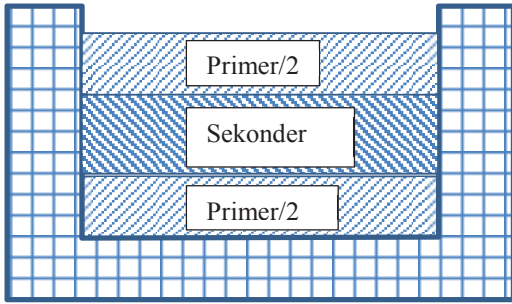
$$N_p = 11 \text{ sarım}, \quad \frac{N_p}{N_s} = 2.2, \quad N_s = 5 \text{ sarım.}$$

Bu değerlerden primer ve sekonder endüktansı hesaplanabilir.

$$L_p = N_p^2 A_L = 11^2 \times 8100 \cdot 10^{-9} = 980 \mu H$$

$$L_s = N_s^2 A_L = 5^2 \times 8100 \cdot 10^{-9} = 202.5 \mu H$$

Trafonun kaçak endüktansının olabildiğince düşük olması istendiğinden Primer/2 – Sekonder – Primer/2 şeklinde sandviç sargı tekniği kullanılmıştır. Sandviç yapı Şekil 5'te gösterilmektedir.



Şekil 5: Transformator tasarımında kullanılan sandviç yapı

Trafonun dönüştürme oranı kullanılarak maksimum, minimum ve ortalama doluluk oranı hesapları yapılabilir.

$$d^{max} = n \frac{V_o}{V_i^{min}} = 2.2 \frac{28}{280} = 0.22 \quad (5)$$

$$d^{min} = n \frac{V_o}{V_i^{max}} = 2.2 \frac{28}{350} = 0.18 \quad (6)$$

$$d^{nom} = n \frac{V_o}{V_i^{nom}} = 2.2 \frac{28}{310} = 0.20 \quad (7)$$

Her bir transformatorün sekonderinden anlık olarak 100 A akacağından, primer akımının anlık değeri

$$I_p = \frac{I_s}{n} = \frac{100}{2.2} = 45.5 A \quad (8)$$

en yüksek primer akımının etkin değeri

$$I_p^{rms} = \sqrt{d^{max}} I_p = \sqrt{0.22} \times 45.5 = 21.3 A \quad (9)$$

ve sekonder akımının etkin değeri de

$$I_s^{rms} = \sqrt{d^{max}} I_s = \sqrt{0.2} \times 100 = 46.9 A \quad (10)$$

olarak hesaplanır.

Mosfet anahtar tıklalı iken bara gerilimini görecektir. Bara geriliminin en çok 350 V'a kadar çıkması beklenmektedir. En az %50 pay bırakılması gerektiği düşünülürse seçilecek anahtarın 450-500V gerilim değerine sahip olması gerektiği açıktır. Mosfet anahtarların akımı ile primer akımının etkin değerleri yaklaşık olarak aynı olacaktır. Bu değer daha önce 21.34 A olarak hesaplanmıştı. Bu akım değerinin üzerine bir miktar dalgalanma ve bir miktar da mıknatıslanma akımı bileşeni gelecektir.

Çalışmada iki adet STW29NK50Z (500V, 31A,  $R_{ds(on)} = 0.105 \Omega$ ) anahtarın paralel kullanılmasına karar verilmiştir.

Primerdeki diyotların üzerindeki ters gerilimin en büyük değeri, MOSFET elemanlarda olduğu gibi 350 V'tur. Bu diyotlardan yalnızca MOSFET elemanlar kesime girdiğinde mıknatıslanma akımı akar. Bu akım da oldukça küçüktür. Dolayısıyla STTH30R06 (600V, 30A, ultrafast high voltage rectifier) uygun bir seçimdir.

Sekonder diyotları dönüştürücünün çıkış tarafında olduğundan çıkış akımı (100 A) bu diyotların üzerinden akacaktır. Diyotlar üzerlerindeki en yüksek ters gerilimi  $V_i/n$  olacaktır. Bu gerilimin en büyük değeri de  $350/2.2 = 160$  V olarak hesaplanır. Dolayısıyla STTH 6003CW (2x30A, 300V, High Frequency Secondary Rectifier) uygun bir seçimdir.

Çıkış süzgecinin endüktans ve kondansatör değerleri sürekli akım kipinde çalışma koşulu için geçerli bağlantılar yardımıyla hesaplanabilir [18]. Buna göre endüktans değeri

$$L = \frac{V_i/n - V_o}{\Delta I} dT = \frac{350/2.2 - 28}{60} \times 0.21 \times 15.4 \times 10^{-6} = 7.07 \mu H \quad (11)$$

olarak bulunur. Çalışma sırasındaki değişimler dikkate alınarak 10  $\mu H$  seçilmesi uygundur. Çıkış süzgecinin kapasite değeri için de

$$C = \frac{\Delta I}{8 f \Delta V} = \frac{62.3}{8 \times 85 \times 10^3 \times 8.67} = 13.8 \mu F \quad (12)$$

elde edilir. Ancak, bu devre bir kaynak makinesinde kullanılacağından çıkış gerilimini sabit tutmak gerekmemektedir. Burada küçük değerlerde bir kondansatör uygulama açısından daha uygundur. Dolayısıyla 100 nF değerinde bir kondansatör kullanılmıştır.

## 2.2. Kayıplar

Tüm yarıiletken elemanlarının kayıpları üreticilerin sağladığı teknik bilgiler yardımıyla hesaplanabilir. Buna göre,

Doğrultucu diyotun ters toparlanma kaybı Eş. 13'den, iletim kaybı da Eş. 14'ten hesaplanır [18].

$$P_{kayıp_{d-tt}} = \frac{1}{2} I_{RRM} t_{rr} V_B f_{sw} \quad (13)$$

$$P_{kayıp_{d-ii}} = (1 - d) V_F I_F \quad (14)$$

Ancak, doğrultucu diyodu devrede olmadığı anlarda serbest döngü diyodu akımı taşıdığından, devrede sürekli bir diyot bulunmaktadır. Bu nedenle, toplam diyot iletim kaybı için

$$P_{kayıp_{d-ii}} = V_F I_F \quad (15)$$

bağıntısı kullanılabilir. Seçilen diyot elemanı yüksek frekanslarda çalışmaya uygun olup, ters toparlanma kaybı oldukça küçüktür. Bu nedenle yalnızca iletim kaybının hesaplanması yeterlidir. Her bir diyottan 50 A aktığından, bu akım değeri için verilen gerilim düşümü de 1.1 V olduğundan diyodun iletim kaybı,

$$P_{kayıp_{d-ii}} = 1.1 \times 50 = 55 W \quad (16)$$

olarak hesaplanır. Bir modülde iki tane diyot paralel çalıştığından modülün toplam diyot kaybı 110 W olacaktır. Tüm sistemin sekonder diyotlarının toplam kaybı ise 220 W olacaktır.

Mosfetin anahtarlama kaybı (11)'den, iletim kaybı da (12)'den hesaplanabilir.

$$P_{kayıp_{M-sw}} = \frac{1}{2} f_{sw} V_{sw} I_{sw} (t_{rise} + t_{fall}) \quad (17)$$

Mosfetin iletim kaybı:

$$P_{kayıp_{M-il}} = d R_{ds(on)} I_{sw}^2 \quad (18)$$

Seçilen elemanın parametreleri şu biçimdedir:

$$t_{rise} = 45 \text{ ns}, t_{fall} = 33 \text{ ns}, R_{ds(on)} = 0.13 \Omega$$

Buna göre;

$$P_{kayıp_{M-sw}} = \frac{1}{2} \times 65 \times 10^3 \times 310 \times 22.75 \times (45 \times 10^{-9} + 33 \times 10^{-9}) = 0.8 \text{ W}$$

Her bir dönüştürücüde iki adet anahtar kullanıldığından ve her anahtarada iki MOSFET paralel çalıştığından ve toplam iki dönüştürücü olduğundan anahtarlama kayıpları 6.4 W olarak hesaplanabilir. İletim kayıpları ise

$$P_{kayıp_{M-il}} = 0.22 \times 0.13 \times 22.75^2 = 14.8 \text{ W}$$

olarak hesaplanır. Yine toplam MOSFET sayısı göz önüne alınarak toplam iletim kaybı  $4.8 \times 8 = 118.4 \text{ W}$  olarak bulunur.

Primer diyotların üzerinden sadece mıknatıslanma akımı aktığından bu diyotların kayıpları göz ardı edilebilir. Buna göre sistemin toplam yarıiletken kaybı  $220+6.4+118.4=344.8 \text{ W}$  olarak hesaplanır.

Transformatörün pencere yüksekliğinin karkas tabanından 2 mm, bobinin üst yüzeyinden 1.5 mm'lik kısmı ve primer ile sekonder arası yalıtım için 2 mm yalıtım mesafeleri toplam pencere yüksekliğinden düşülürse, primer ve sekonder için kalan pencere mesafesi  $12.1 - 2 - 1.5 - 2 = 6.6 \text{ mm}$  olur.

Primer ve sekonderin kapladıkları hacimler eşit ( $6.6 / 2 = 3.3 \text{ mm}$ ) olarak alınarak, Primer için tur yüksekliği =  $3.3 \text{ mm} / 11 \text{ sarım} = 0.3 \text{ mm}$  olarak hesaplanır. Bu yüksekliğin 0.15 mm'lik kısmı bakır folyo iletim için, 0.1 mm lik kısmı ise sarımlar arası yalıtım malzemesi için kullanılmış, geri kalan 0.05 mm lik boşluk ise sarım sırasında oluşabilecek kabarma payı olarak bırakılmıştır.

İletken genişliği ise pencere genişliğinden karkas ve yalıtım payı düşülerek  $40-2-2 = 36 \text{ mm}$  olarak belirlenmiştir. Bu durumda primer iletim kesiti  $0.15 \times 36 = 5.4 \text{ mm}^2$  olur.

Ortalama sarım uzunluğu 14 cm olduğundan, primer iletim uzunluğu  $14 \times 11 = 154 \text{ cm}$ 'dir. Primer iletim direnci ise

$$\frac{\sigma * l}{s} = \frac{0.01724 * 154}{5.4} = 4.91 \text{ m}\Omega$$

olarak hesaplanır. Buradan primer bakır kaybı,

$$27.3^2 \times 4.91 \times 10^{-3} = 3.66 \text{ W} \text{ olur.}$$

Sekonder için tur yüksekliği =  $3.3 \text{ mm} / 5 \text{ sarım} = 0.66 \text{ mm}$  olarak hesaplanır. Bu yüksekliğin 0.45 mm'si primer için kullanılan folyodan 3 adet üst üste sarmak için, 0.20 mm'si sarımlar arası yalıtım için kullanılmıştır.

Bu hesaplamaların sonucunda:

$$\text{Sekonder iletim kesiti } 36 \times 0.45 = 16.2 \text{ mm}^2$$

$$\text{Sekonder iletim uzunluğu } 14 \times 5 = 70 \text{ mm}$$

$$\text{Sekonder iletim direnci } \frac{\sigma l}{s} = \frac{0.01724 \times 0.7}{16.2} = 745 \mu\Omega$$

$$\text{Sekonder bakır kaybı, } 46.9^2 \times 745 \times 10^{-6} = 1.64 \text{ W} \text{ olur.}$$

Buna göre toplam bakır kaybı  $P_{cu} = P_p + P_s = 3.66 + 1.64 = 5.3 \text{ W}$  olur.

Çekirdek kaybı (üretici teknik değerlerinden 65 kHz, 250 mT – için yaklaşık olarak),  $600 \text{ kW/m}^3$  olarak elde edilir. Çekirdek hacmi  $78200 \text{ mm}^3$  olduğundan,

$$P_{core} = \frac{78200}{10^9} \times 600000 = 47 \text{ W} \text{ olarak, transformatörün toplam kayıpları da } P_{tr,total} = P_{cu} + P_{core} = 5.3 + 47 = 52.3 \text{ W} \text{ olarak bulunur.}$$

Yukarıda hesaplanan tüm kayıp değerleri kullanılarak tam yük altında sistem verimi hesaplanabilir.

Sistemin toplam kayıpları, yarıiletken kayıpları ( $344.8 \text{ W}$ ) ve transformatör kayıpları ( $52.3 \text{ W}$ ) toplanarak  $397.1 \text{ W}$  olarak bulunur. Buna göre sistem verimi,

$$\eta = \% \frac{P_o}{P_o + \Sigma P_{kayıp}} 100 = \% \frac{5600}{5600 + 397.1} 100 = \%93.3$$

olur. Gerçekte çeşitli iletim kayıpları ve snubber kayıpları nedeniyle toplam verim daha düşük olacaktır.

### 3. Denetleyici Tasarımı

Kaynak makinası uygulamalarında güç dönüştürücü kapalı çevrim olarak çalışır. Kapalı çevrim için denetleyici tasarlanabilmesi için dönüştürücünün küçük işaret analizi yapılması gereklidir. Bu bölümde [14] ve [20] numaralı kaynaklarda ayrıntılı olarak anlatılan küçük işaret analizi yönteminin, çalışma kapsamındaki ikili ileri dönüştürücü yapısına uyarlanması anlatılmaktadır. Bu uygulamanın ayrıntıları [23] numaralı kaynakta bulunabilir.

Bu analiz için gerekli tanımlamalar aşağıda yapılmıştır:

$$v_i(t) = V_i + \tilde{v}_i(t) \text{ Giriş Gerilimi}$$

$$v_s(t) = V_s + \tilde{v}_s(t) \text{ Sekonder Gerilimi}$$

$$v_o(t) = V_o + \tilde{v}_o(t) \text{ Çıkış Gerilimi}$$

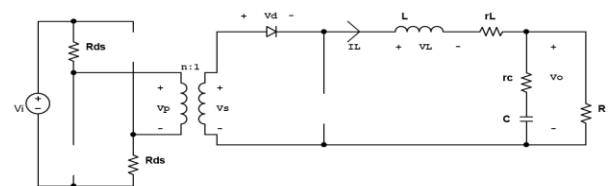
$$i_L(t) = I_L + \tilde{i}_L(t) \text{ Endüktans akımı}$$

$$i_p(t) = I_p + \tilde{i}_p(t) \text{ Primer akımı}$$

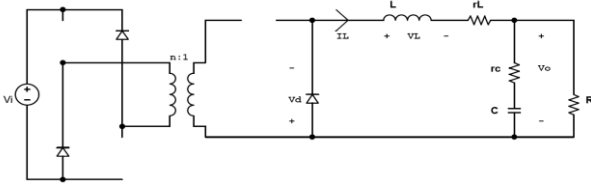
$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \text{ Doluluk oranı (duty cycle)}$$

Burada,  $V_s, V_o, I_L, I_p, D, V_i$  çalışma noktası ortalama değerleridir. Yani sabit değerlerdir.  $\tilde{v}_s(t), \tilde{v}_o(t), \tilde{i}_L(t), \tilde{i}_p(t), \tilde{d}(t), \tilde{v}_i(t)$  ise ortalama değer çevresindeki küçük genlikli değişimleri göstermektedir.

Küçük işaret modeli çıkartılırken, anahtarlama devrenin farklı modlardaki eşdeğerlerini kullanmak gereklidir. Her mod için eşitlikler yazılmalı ve eşitliklerin ortalaması alınmalıdır. Şekil 6'da anahtarlar iletimde iken ve Şekil 7'de de anahtarlar kesimde iken eşdeğer devre yapısı görülmektedir. Bağlantılar çıkartılırken tranzistörün iletim direnci, süzgeç elemanlarının eşdeğer seri dirençleri gibi parazitik elemanlar da göz önüne alınmıştır.



Şekil 6: Anahtarlar iletimde ( $0 < t < dT$ )

Şekil 7: Anahtarlar kesimde ( $dT < t < (1-d)T$ ).

Gerekli işlemler yapıldıktan sonra çıkış gerilimi ile doluluk oranı ve giriş gerilimindeki küçük değişimlere karşılık çıkış geriliminin tepkisi şu biçimde ifade edilebilir [20, 23].

$$\tilde{v}_o(s) = \frac{\left(\frac{V_i}{n} - \frac{4R_{ds}I_L D}{n^2}\right) \frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)}}{\left(1 + \frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)}\right) \left(sL + \left(\frac{2R_{ds}D^2}{n^2} + r_L\right)\right)} \tilde{d}(s) + \frac{\frac{R(1+sCr_c)D}{1+sC(R+r_c)}}{\left(1 + \frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)}\right) \left(sL + \left(\frac{2R_{ds}D^2}{n^2} + r_L\right)\right)} \tilde{v}_i(s) \quad (19)$$

(19) doluluk oranındaki değişimin 0 olduğu varsayılarak düzenlenirse giriş gerilimi-çıkış gerilimi transfer fonksiyonu (20)'deki gibi, giriş gerilimindeki değişimin 0 olduğu

varsayılarak düzenlenirse, kontrol-çıkış gerilimi transfer fonksiyonu (21)'deki gibi elde edilir.

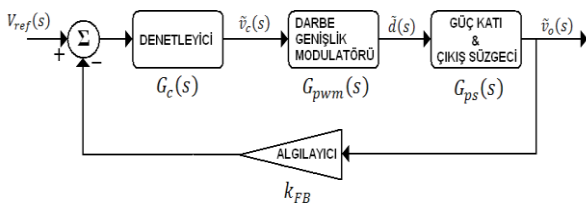
$$G_{v_i} = \left. \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_i(s)} \right|_{\tilde{d}(s)=0} = D \frac{1}{n} \frac{R(1+sCr_c)}{s^2(LC(R+r_c)) + s\left(C\left(Rr_c + (R+r_c)\left(\frac{2R_{ds}D^2}{n^2} + r_L\right)\right) + (R+r_L + \frac{2R_{ds}D^2}{n^2})\right)} \quad (20)$$

$$G_{v_d} = \left. \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\tilde{v}_i(s)=0} = \left(\frac{V_i}{n} - \frac{4R_{ds}I_L D}{n^2}\right) \left(1 + \frac{2R_{ds}D^2}{Rn^2}\right) \frac{1+sCr_c}{\left(\frac{s}{\frac{1 + \frac{2R_{ds}D^2}{n^2}}{1+R} \frac{1}{LC}}\right) + \left(\frac{s}{\frac{1 + \frac{2R_{ds}D^2}{n^2}}{1+R} \frac{1}{LC}} + 1\right)} \quad (21)$$

İşlemlerin sadeliği açısından  $R_{ds} = 0$  ve  $r_L = 0$  alınırsa güç katının kazanç ifadesi şöyle olur:

$$G_{v_d} = \left. \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\tilde{v}_i(s)=0} = \left(\frac{V_i}{nLC}\right) \frac{1+sCr_c}{s^2 + s\left(\frac{1}{RC} + \frac{r_c}{LC}\right) + \frac{1}{LC}} \quad (22)$$

Güç dönüştürücüsünün kapalı çevrim denetimi gerilim veya akım üzerinden yapılabilir. Şekil 8'de gerilim tabanlı denetleyici yapısı gösterilmektedir.



Şekil 8: Gerilim tabanlı denetleyici yapısı

Kapalı çevrim denetleyicinin döngü transfer fonksiyonu şu biçimdedir:

$$G_L(s) = k_{FB} \times G_c(s) \times G_{pwm}(s) \times G_{ps}(s) \quad (23)$$

$k_{FB}$  algılayıcının kazancı olup  $k_{FB} = V_{ref}/V_o$  biçiminde ifade edilir. Bu uygulamada değeri  $k_{FB} = 5/28 = 0.18$  seçilmiştir.

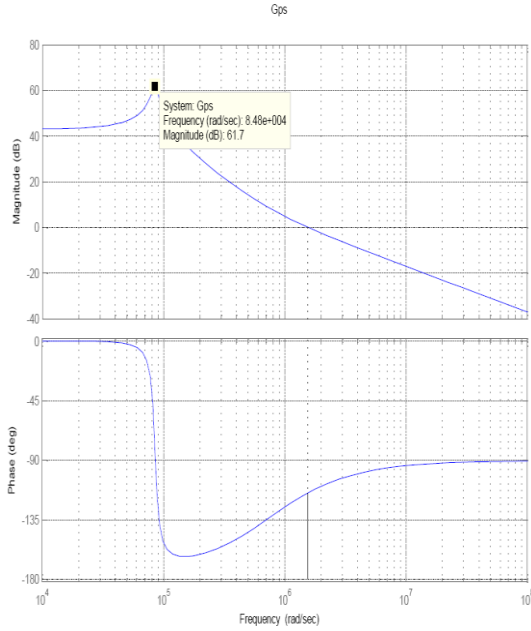
Darbe genişlik modülatörünün kazancı ise  $G_{pwm}(s) = \tilde{d}(s)/\tilde{V}_{triangle} = 1/5 = 0.2$  olarak hesaplanmıştır.

Transfer fonksiyonun kesim frekansı

$$f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{10 \cdot 10^{-6} + 13.8 \cdot 10^{-6}}} = 85 \text{ kHz}$$

olarak bulunur. Bu veriler kullanılarak güç katının genlik ve faz değişim grafikleri Şekil 9'da görüldüğü gibi elde edilmiştir.

Bu sistem için kararlı bir denetleyici tasarlarken özellikle dikkat edilmesi gereken noktalar, kapalı sistemin hızlı olabilmesi için kesim frekansının ( $f_c$ ) mümkün olduğunca yüksek seçilmesi ve faz payının ( $\phi_{pm}$ )  $45^\circ - 60^\circ$  arasında olmasıdır. Bu denetleyici için seçimler  $f_c = 151 \text{ kHz}$  ve  $\phi_{pm} = 60^\circ$  olarak yapılmıştır. Bu özelliklere sahip denetleyici "k çarpanı" yaklaşımıyla tasarlanabilir [24].



Şekil 9: Güç katı kazanç ve faz değişim eğrileri

“k çarpanı” yaklaşımında önerilen denetleyici yapısı şu biçimdedir:

$$G_c(s) = \frac{k_c (1+s/\omega_z)^2}{s (1+s/\omega_p)^2} \quad (24)$$

Gerekli işlemlerin yapılmasının ardından

$$\omega_z = 2\pi f_z = 197.343$$

$$\omega_p = 2\pi f_p = 4561.344$$

$$\phi_{boost} = 133^\circ$$

$$K_{boost} = \tan\left(45^\circ + \frac{133^\circ}{4}\right) = \tan(78.25^\circ) = 4.8$$

$$k_c = |G_c(s)|_{f_c} \frac{\omega_z}{K_{boost}} = 0.415 \frac{197.343}{4.8} = 17000$$

elde edilir. Yukarıda belirtilen yöntem ve katsayıların hesaplanması ile ilgili ayrıntılar [23] ve [24] numaralı kaynaklarda verilmektedir.

Bu değişkenler yardımıyla denetleyicinin transfer fonksiyonu

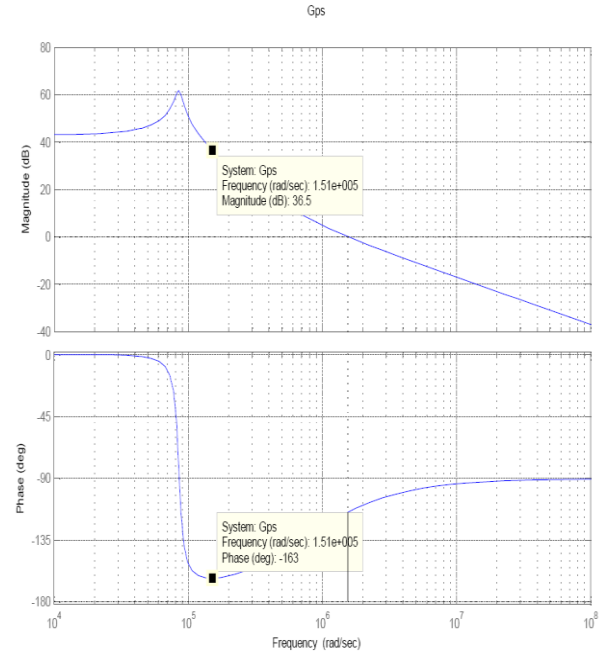
$$G_c(s) = \frac{9082201s^2 + 3.58 \cdot 10^{12}s + 35.3 \cdot 10^{16}}{s^3 + 9122688s^2 + 2.1 \cdot 10^{13}s} \quad (25)$$

olur. Bu fonksiyon kullanılarak kapalı çevrim transfer fonksiyonu elde edilir ve genlik-açı değişimleri çizdirilebilir.

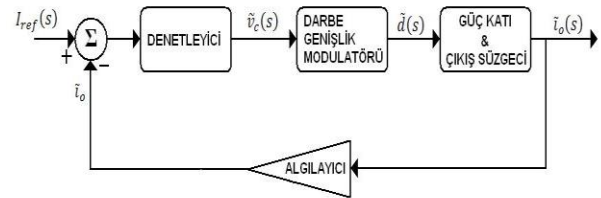
Görüldüğü gibi, istenilen bant genişliği ve faz payı değerleri elde edilmiştir.

Her ne kadar denetleyici tasarımında gerilim tabanlı bir sistem göz önüne alınmışsa da, sabit akımlı kaynak makinası tasarlarken, sistemin kontrolü çıkış akımını regüle edilmesini gerektirir [14]. Şekil 11’de kapalı çevrim çıkış akımı regüle edilen sistem görülmektedir. Bu yapıda, geliştirilmiş olan dönüştürücü transfer fonksiyonu, “Güç Katı ve Çıkış Süzgeci” bloğu içerisinde yer almaktadır.

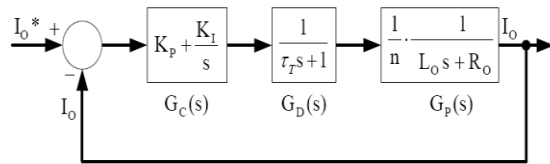
DA-DA dönüştürücünün yaklaşık olarak ideal kabul edilerek ve yalnızca anahtarlama frekansına bağlı olarak bir denetim gecikmesinin denetleyici bloğuna dâhil ederek, sistemin mertebesi düşürülebilir. Bu gecikme genel olarak anahtarlama periyodunun yarısı kadar alınır. Bu uygulamadaki gecikme miktarı 7.7 µs olarak alınmıştır. Akım tabanlı denetleyicinin indirgenmiş yapısı Şekil 12’de gösterilmektedir [14].



Şekil 10: Kapalı çevrim transfer fonksiyonu genlik ve faz değişimleri.



Şekil 11. Kapalı çevrim akım kontrollü dönüştürücü blok diyagramı.



Şekil 12. Akım tabanlı kapalı çevrim denetleyici dönüştürücünün indirgenmiş modeli

$G_p(s)$  transfer fonksiyonu

$$G_p(s) = \frac{1}{n} * \frac{1}{sL_o + R_o} \quad (26)$$

biçiminde olup, burada

$n$  : trafonun dönüştürme oranı,  $L_o$ : çıkış süzgeç endüktansı ve  $R_o$ : yük direncidir.

Kutup-sıfır yok etme kuralı uygulanarak,  $G_p(s)$ 'nin kutbu PI denetleyici transfer fonksiyonunun sıfırıyla yok edilebilir. Kutbu sıfırla yok etme esasında  $K_p$ 'nin  $K_I$ 'ya oranı toplam endüktansın toplam dirence oranına eşittir [14].

$$\frac{K_p}{K_I} = \frac{L_o}{R_o} \quad (27)$$

Sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu şöyledir;

$$G_{OL}(s) = \frac{K_I / (n * R_o)}{s(\tau_T s + 1)} \quad (28)$$

Sistemin 2. mertebeden kapalı çevrim transfer fonksiyonu yukarıdaki ifadelerin sadeleştirilmesi ile şöyle elde edilir:

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (29)$$

$\omega_n$  : sönümlenmemiş doğal frekans

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_I / (n * R_o)}{\tau_T}} \quad (30)$$

$\zeta$  : sistemin sönümlenme oranı

$$\zeta = \frac{1}{2 * \sqrt{\tau_T K_I / (n * R_o)}} \quad (31)$$

$\zeta$ , 0.707 seçilerek karmaşık eşlenik kapalı çevrim kutupları ve sol yarı düzlemde bulunan sönümsüz sistem davranışı elde edilir.

$$K_I = \frac{(n * R_o)}{4 * \zeta^2 \tau_T} \quad (32)$$

Bu bağıntılar kullanılarak  $K_I = 4979$  ve  $K_p = 0.35566$  biçiminde hesaplanır.

#### 4. Benzetim ve Deneysel Çalışma Sonuçları

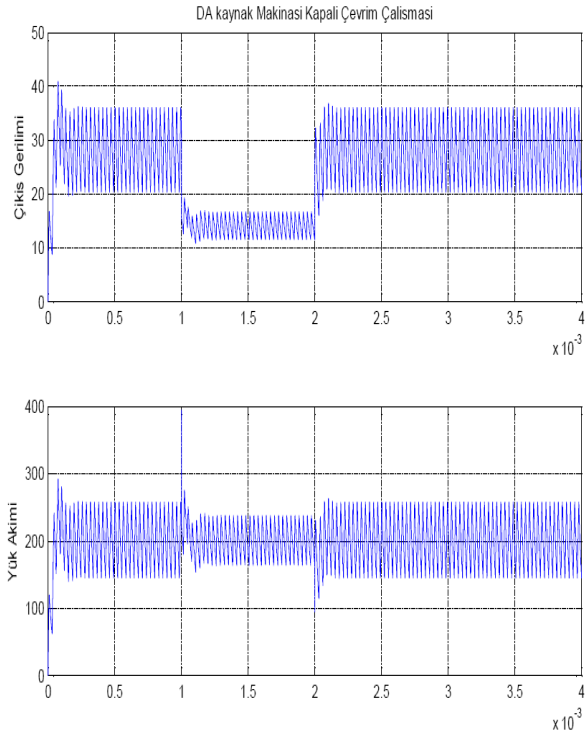
Gerilim modlu denetleyiciün s domenindeki tasarımı revize ederek elde edilen akım denetleyiciyle akım kompanzasyonlu devrenin benzetimi MATLAB SIMULINK ortamında yapılmıştır. Kaynak işleminin bir dirençle gösterildiği benzetimde devre 5 ms boyunca çalışmakta olup, 1 ms'den 2 ms'ye kadar olan aralıkta yük için konulan 0.14 ohm'luk dirence paralel 0.14 ohm'luk bir direnç devreye girerek, bu aralıkta yükün yarı yarıya azalmasına dayalı sistemin tepkisi incelenmeye çalışılmıştır. Benzetim modelinde, referans akımla gerçek akım karşılaştırıldıktan sonra hesaplanan akım hatası, transfer fonksiyonuna girdi olarak alınmış, s domenindeki bu bloğun çıkışında anahtarlar için gerekli doluluk oranı elde edilmiştir.

Benzetim çalışmalarında kullanılan diğer parametreler Çizelge 3'te verilmektedir. Benzetimde tüm yarıiletkenler ideal varsayılmıştır.

Çizelge 3: Benzetim Çalışmalarında Kullanılan Parametreler

DA Bara Gerilimi	540 V
Transformatör Dönüştürme Oranı	2.2
Süzgeç Endüktansı	10 $\mu$ H
Süzgeç Kondansatörü	13.8 $\mu$ F
Süzgeç Kondansatörü Eşdeğer Seri Direnci	0.1 $\Omega$
Oransal kazanç $K_p$	0.356
İntegral kazanç $K_I$	4979
Benzeticide kullanılan hesaplama yöntemi	ODE45
Adım Aralığı	Otomatik

Benzetim sonucunda elde edilen çıkış gerilimi ve akımı işaretleri Şekil 13'te gösterilmektedir.



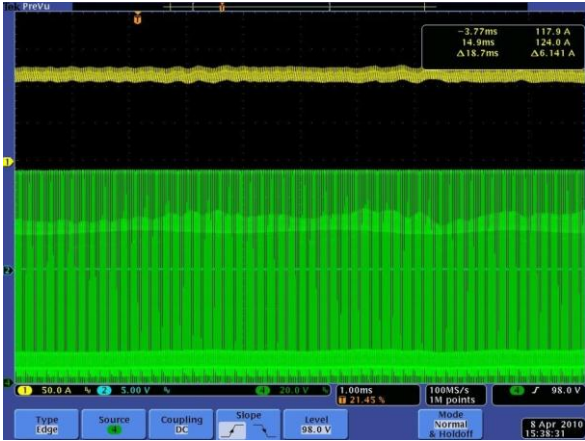
Şekil 13: DA kaynak makinesi akım kontrollü benzetimde sırasıyla çıkış gerilimi ve yük akımı.

Görüldüğü üzere, yük değiştiğinde gerilim de değişmekte, ancak kaynak akımı referans değerinde sabit tutulabilmektedir.

Tasarımı yapılan devrenin prototipi de geliştirilmiş ve laboratuvar ortamında gerçek kaynak işlemi yapılarak devre sınamıştır. Denemeler sırasında 2.5, 3.25 ve 4 mm çapında elektrotlar kullanılarak, ST37 özelliklerindeki iki metal üzerinde elektrot kaynağı (MMA Kaynağı) gerçekleştirilmiştir.

Deneyler sırasında akım, gerilim ve güç ölçümleri yapılmıştır. Akım ve gerilim ölçümleri için Tektronix MSO4034 osiloskop (TCP303 akım, DP25 Diferansiyel gerilimi probu) kullanılmıştır. Güç ölçümü için ise Fluke 434A Güç Kalitesi Analizörü kullanılmıştır.





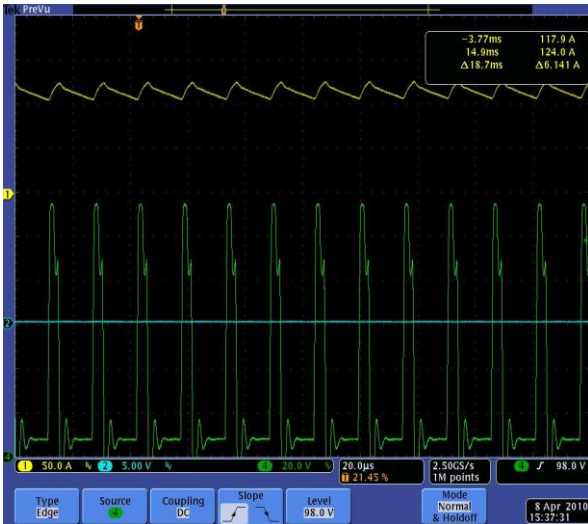
Şekil 14: Kaynak işlemi sırasında akım ve gerilimler. A) toplam çıkış akımı, b) ark gerilimi.

Şekil 14 ve Şekil 15'te kaynak işlemi sırasında alınan akım ve gerilim dalga şekilleri verilmektedir. Bu işlemler sırasında kaynak akımının değeri 120 A'ye ayarlanmıştır. Şekil 15, Şekil 14'teki dalgaların ayrıntılı halini göstermektedir. Şekil 16'da ise sıcak başlangıç (hot start) işlemine ait dalga biçimleri gösterilmektedir. Bu, işlem ilk başlarken kaynağın yüksek akımda yapılması sürecidir. Bu süreçte kaynak akımı referans akımın yaklaşık %50 fazlasına ayarlanır. Normal olarak 120 A'de kaynak yapılacak olmasına karşın ilk aşamada makine 175 A ile başlamakta, yarım saniye sonra ise akım referans değerine düşürülmektedir.



Şekil 16: Kaynak işleminde 0.5 s süreli sıcak başlangıç süreci (kaynak akımı).

Tasarım çalışmalarının aktarılması sırasında belirtildiği üzere, sistem iki paralel koldan oluşmaktadır. İki köprünün girişleri seri, çıkışları paralel bağlıdır. Şekil 17'de, tam yük akımında (200 A) çalışma durumunda iki kolun gerilimleri, Şekil 18'de de akımları eşit paylaştığı gösterilmektedir.



Şekil 15: Kaynak işlemi sırasında akım ve gerilimler. A) toplam çıkış akımı, b) ark gerilimi.



Şekil 17: Dönüştürücülerin bara gerilimini paylaşımı. (yukarıdan aşağıya) a) DA bara gerilimi, b) birinci seri kol gerilimi, c) ikinci seri kol gerilimi, d) yük akımı.



Şekil 18: Dönüştürücülerin yük akımını paylaşımı. (yukarıdan aşağıya) a) Toplam çıkış akımı (200A), b) birinci koldaki endüktans akımı, c) ikinci koldaki endüktans akımı

## 5. Değerlendirmeler

Elde edilen deneysel sonuçlar, geliştirilen kaynak makinesinin istenen niteliklere sahip olduğunu göstermektedir. Sistem, hedeflenen akım düzeylerinde kaliteli olarak DA kaynak yapabilmektedir. 200 A düzeyi elde edilebilmiştir. Denetim sistemi sağlıklı olarak çalışmıştır. Sistem kısa devre edilerek denenmiş ve akım kaynağı gibi davrandığı gözlemlenmiştir.

Sistem üzerinde yapılan güç ölçümünde ise şu sonuçlar elde edilmiştir.

Giriş gücü:	6.34 kW
Çıkış Akımı:	200.7 A DA
Çıkış gerilimi:	28.06 V DA

Dolayısıyla sistemin verimi

$$\% 100 \times \frac{200.7 \times 28.06}{6340} = \% 88.83$$

olarak hesaplanır. Bu tasarım sürecinde öngörülenden küçük olmakla birlikte gerçekçidir. Farkın nedeni, bağlantı kayıpları ve özellikle snubber kayıplarının göz önüne alınmamış olmasıdır. Devrede tikamaya geçişi yumuşatmak amacıyla her MOSFET için bir RCD bastırıcı devresi ( $R=10 \Omega$ ,  $C=4.7 \text{ nF}$ ) kullanılmıştır.

## 6. Sonuç

Bu makalede 5.6 kW (200 A) gücünde bir DA kaynak makinesinin güç ve denetim devrelerinin tasarım ve gerçekleştirilme süreci özetlenmiştir. Geliştirilen makinede DA/DA dönüştürücü olarak ikili ileri topoloji seçilmiştir. Makineye modüler bir yapı kazandırmak için iki adet dönüştürücü, girişleri seri çıkışları paralel bağlanacak biçimde tasarlanmış ve üretilmiştir. Böylece, tek dönüştürücüden oluşturulan makineye göre biraz daha büyük olsa da, daha verimli ve güvenilir bir sistem elde edilmiştir. Elde edilen deneysel sonuçlar, geliştirilen kaynak makinesinin tepki

hızının, kaynak kalitesinin ve veriminin istenen niteliklerde olduğunu göstermektedir.

Geliştirilen kaynak makinesinin kalitesinin daha da artırılması için girişinde bir güç katsayısı iyileştirme devresine gereksinim vardır. Ayrıca, elektrik arkının modeli üzerinde çalışmalar yapılarak daha kaliteli bir denetleyici tasarımı yapılabilir.

## Teşekkür

Bu çalışma, Nuriş Elektrik ve Kaynak Makineleri San. ve Tic. A.Ş. ile yürütülen ve T.C. Sanayi ve Ticaret Bakanlığı tarafından desteklenen 00078.STZ.2007-1 numaralı San-Tez projesi kapsamında gerçekleştirilmiştir. Yazarlar, destek için teşekkür ederler.

## 7. Kaynaklar

- [1] Bayindir, N.S., Kukrer, O., Yakup, M., "DSP-based PLL-controlled 50-100 kHz 20 kW high-frequency induction heating system for surface hardening and welding applications", IEE Electric Power Applications, Volume 150, Issue 3, 365 – 371, 2003.
- [2] Pollock, H., Flower, J.O., "Design, simulation and testing of a series resonant converter for pulsed load applications", Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1994, 256 – 261.
- [3] Frohlike, N., Munding, H., Beineke, S., Wallmeier, P., Grotstollen, H., "Resonant transition switching welding power supply", 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Volume 2, 1997, 615 – 620.
- [4] Theron, P.C., Ferreira, J.A., Fetter, J.C., Koertzen, H.W.E., "Welding power supplies using the partial series resonant converter", International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993, vol.2, 1319 – 1324.
- [5] Pollock, H., Flower, J.O., "Series-parallel load-resonant converter for controlled-current arc welding power supply", IEE Electric Power Applications, Volume 143, Issue 3, 211 – 218, 1996.
- [6] Dede, E.J., Esteve, V., Jordan, J., Gonzalez, J.V., Maset, E., "On the design and control strategy of high power, high frequency converters for tube welding applications", Power Conversion Conference, 1993, 257 – 264.
- [7] Wu, T.-F., Yang, H.-P., Pan, C.-M., "Analysis and design of variable frequency and phase-shift controlled series resonant converter applied for electric arc welding machines", 21st International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1995., Volume 1, 656 – 661.
- [8] Zeng, X.M., Parker, A.B., Lucas, J., "High-frequency TIG-welding power supply with microprocessor control", IEE Proceedings Science, Measurement and Technology, A, Volume 137, Issue 4, 184 – 192, 1990.
- [9] Pollock, H., Flower, J.O., "New method of power control for series-parallel load-resonant converters maintaining zero-current switching and unity power factor operation", IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 12, Issue 1, 103 – 115, 1997.

- [10] Marques, S. Cruz, C. Antunes, F. Farias, J., “Step down converter with hysteretic current control for welding applications”, IECON 97. Volume: 2, 676 – 681.
- [11] Morimoto, K., Doi, T., Manabe, H., Ahmed, N.A., Hyun-Woo Lee, Mutsuo Nakaoka, Ahmed, T., Hiraki, E., “Dual utility AC voltage line operated soft switching PWM DC-DC power converter with high frequency transformer link for arc welding equipment”, International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2005, Volume 2, 1084 – 1089.
- [12] Morimoto, K., Doi, T., Manabe, H., Ahmed, N.A., Hyun-Woo Lee, Nakaoka, M., “Advanced high frequency transformer linked soft switching PWM DC-DC power converter with utility AC dual voltage modes for low voltage and large current applications”, European Conference on Power Electronics and Applications, 2005, 1-10.
- [13] Morimoto, K., Doi, T., Manabe, H., Ahmed, N.A., Hyun-Woo Lee, Nakaoka, M., Ahmed, T., “An innovative DC busline active snubber-assisted soft switching PWM DC-DC power supply with high frequency transformer for high performance arc welder”, Industry Applications Conference, 2005, Volume 3, 1965 – 1972.
- [14] Uslu M., “Analysis, Design, and Implementation of a 5 kW zero voltage switching phase-shifted full-bridge DC/DC Converter based power supply for arc welding machines”, Yüksek Lisans Tezi, ODTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, (2006).
- [15] Dede, E.J., Jordan, J., Esteve, V., Cases, C., “New investigations on short-circuit behaviour of current-fed inverters for induction tube welding”, International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2001. Volume 2, 760 – 763.
- [16] Vieira, P., Jr., Pinto, J.A.C., Bolhosa, D.M., Pereira, A.C., “Mathematical modeling and digital control for power supplies of current pulsed for welding machine”, European Conference on Power Electronics and Applications, 2005, 1-8.
- [17] Lo, Y.-K., Wang, J.-M., “Current-regulated inverters with an output coupled inductor for AC arc welding machines,” IET Power Electronics, vol.1, no.4, pp.445-454, 2008.
- [18] Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins, W.P., “Power Electronics: Converters, Applications, and Design”, Wiley, 2002.
- [19] Ayyanar, R., Giri, R., Mohan, N., “Active Input–Voltage and Load–Current Sharing in Input-Series and Output-Parallel Connected Modular DC–DC Converters Using Dynamic Input-Voltage Reference Scheme” IEEE Tran. on Power Elec. vol. 19, no. 6, 1462-1473, 2004.
- [20] Erickson, R.W., Maksimovic, D., “Fundamentals of Power Electronics”, Springer, 2001.
- [21] McLyman, C.W.T., “Transformer and Inductor Design Handbook”, CRC Press, 2011.
- [22] Cosmo Ferrites Product Catalog, <http://www.cosmoferrites.com/>
- [23] Koparan A., “200 Amper, Yüksek Frekans Anahtarlamalı, DA ve AA/DA Kaynak Makinalarının Geliştirilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2010.
- [24] Venable, H. Dean, “Practical Techniques for Analyzing, Measuring, and Stabilizing Feedback Control Loops in Switching Regulators and Converters”, Proceedings of the Seventh National Power Conversion Conference, 1983, I2-1 to I2-17.

**TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası**  
**EMO BİLİMSEL HAKEMLİ DERGİ YAZIM KURALLARI YÖNERGESİ**

“EMO Bilimsel Hakemli Dergi”, özgün bilimsel araştırmalar ile ilginç uygulama çalışmalarına yer veren ve bu niteliği ile hem araştırmacılara hem de uygulamadaki mühendislere seslenmeyi amaçlayan hakemli bir dergidir. İlgili alanı Elektrik Mühendisleri Odasına kayıtlı tüm mühendislik disiplinleridir. Yayın dili Türkçe olup, dergide yayınlanacak makaleler ve kısa bildirimler ile ilgili yazım kuralları aşağıda verilmektedir.

Makalelerin basıma hazır tam metni, pdf dosyası olarak <http://bilimseldergi.emo.org.tr/index.php> adresindeki derginin **Makale Yönetim Sistemi** üzerinden iletilmelidir. Makale dosyaları, ilk yazarın soyadına göre adlandırılmalı, aynı yazara ilişkin birden fazla bildiri iletilmesi durumunda verilen ada ek olarak numaralandırma da yapılmalıdır.

**Bilgisayar ortamında iletilmeyen makalelerin hakemlere gönderilmesi ve değerlendirilmesi olanağı bulunmamaktadır.**

**Makale yazım kuralları:**

- Makale sayfaları, A4 (210 mm x 297 mm) kağıt boyutunda hazırlanmalıdır.
- Sayfa kenar boşlukları:  
İlk sayfa için  
üst = 3 cm, alt = 3,7 cm, sol = 2 cm, sağ = 2 cm  
diğer sayfalar için  
üst = 2,5 cm, alt = 3,7 cm, sol = 2 cm, sağ = 2 cm.
- Makale herbiri 80 mm genişliğinde iki sütun halinde yazılmalıdır. Sütunlar arasında 10 mm aralık bırakılmalıdır.
- Makale, Times New Roman yazı tipi ile tek satır aralıklı, iki yana dayalı hizalı olarak yazılmalıdır.
- Makale başlığında, bildiri adı, yazar adları, yazarların çalıştıkları kurumların adları ve e-posta adresleri yer almalıdır.
- Başlıktan sonra dört satır boşluk bırakılarak yazılacak Türkçe özet ve İngilizce özet (abstract) kısımları en az 100, en çok 150 kelimedenden oluşmalıdır.
- Bölüm başlıkları, numaralandırılmalı, yalnızca baş harfleri büyük harflerle yazılmalı ve sütuna ortalanmalıdır.
- **Makalede kullanılacak yazı tipi boyut ve biçimleri:**

Başlık	14 <b>Kalın</b> Yalnızca baş harfleri büyük
Yazar adları	12 <i>İtalik</i>
Kurum adları	12
Özetler	9 <i>İtalik</i>
Alt ve üst simgeler	7
Başlıklar	11 <b>Kalın</b>
Metin	9

- Makale değerlendirme sonuçları, sisteme yüklendikten en geç 2 ay sonra e-posta ile yazarlara bildirilecektir. Aksi belirtilmedikçe yazışmalarda birinci yazarın adresi kullanılacaktır.

Tüm yazışmalar ve ilişkiler <http://bilimseldergi.emo.org.tr> web sayfasında açılacak olan alanda elektronik ortamda yapılacaktır.

Bu yazım kuralları, TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası Yönetim Kurulu ile EMO Bilimsel Hakemli Derginin yayın kurulunca yürütülür.