

57735

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Elk. Müh. M. Zeki BİLGİN

Ana Bilim Dalı: ELEKTRİK
Programı: ELEKTRİK MAKİNELERİ

HAZİRAN 1995

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Müh. Mehmet Zeki BİLGİN

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 20.06.1995

Tezin Savunulduğu Tarih : 17.08.1995

Tez Danışmanı

Yrd. Doc.Dr. Nurettin ABUT

(*Nurettin Abut*)

Üye

Prof. Dr. Atif URAL

(*Atif Ural*)

Üye

Doc.Dr. Oruç BİLGİÇ

(*Oruç Bilgiç*)

HAZİRAN 1995

ÖZET

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR

M. Zeki BİLGİN

Anahtar kelimeler: Sürekli mıknatıs (SM) , Senkron Motor, SMSM, Fırçasız d.a.

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM) genellikle küçük güçlü kontrol motorları olarak kullanılırlar. Çalışma ilkesi uyarma sargılı senkron motora benzerlik göstermesine rağmen yapı olarak oldukça farklıdır. Uyarma manyetik alanı rotora yerleştirilen sürekli mıknatıslar ile sağlanır. Bu sebeple fırçalar , kollektörlere ihtiyaç duyulmaz ve uyarma bakır kayıpları olmaz. Mıknatısların rotora yerleştirme biçimine göre makinenin karakteristikleri değişir. Mıknatıslar rotor yüzeyine veya içine yerleştirilebilir. SMSM Fırçasız doğru akım makinesi olarakta isimlendirilir fakat SMSM bir doğru akım makinesi değildir. İşletme karakteristikleri doğru akım şönt motora benzemektedir.

SMSM genelde sabit gerilimli 3 fazlı rotor frekansında tetiklenen eviricilerle sürülür. Evirici ile beslenen motorun özel işletme şartlarında çıkış karakteristikleri doğru akım şönt motora benzerlik gösterir. Bu tezde Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor incelendi. Makine eşitlikleri belirlenip performansı araştırıldı . Faz geriliminin kaydırılmasının makineye etkileri analiz edildi. SMSM'un manyetik akı dağılımı gösterildi.

ABSTRACT

PERMANENT MAGNET (PM) SYNCHRONOUS MOTOR

M. Zeki BİLGİN

Keywords: Permanent Magnet (PM) , Synchronous Motor, PMSM, Brushless dc.

The Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) is generally called Brushless d.c. or electronically commutated motor (ECM). However, it is not a dc motor and (ECM) ; it is a permanent magnet synchronous machine . The Permanent Magnet Synchronous Motor is becoming widely used as a small horsepower control motor . The PMSM has permanent magnet instead of a field winding . Field control is again sacrificed for the elimination of brushes, sliprings and field copper losses.

The magnet can be mounted on the rotor surface or they can be internal to the rotor . The interior construction simplifies the assembly and relieves the problem of retaining the magnets against centrifugal force.

The PMSM is generally driven from a six-step inverter which converts a constant voltage to 3-phase voltages with frequency corresponding instantaneously to the rotor speed. The inverter- machine combination has the terminal and output characteristic resembling those of a dc shunt motor.

In this thesis, The PMSM is examined. The machine torque and voltage equations is derived. The PMSM's torque-speed characteristics is shown. The performance of the motor with the phase voltages shifted is analyzed and discussed.

ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR

Günümüz endüstriyel tesislerinde elektrik motorlarının kullanımı oldukça yaygındır. Yarı iletken ve mikroişlemcilerdeki gelişmelerle otomasyona geçiş sağlanmış , yeni kontrol teknikleri geliştirilmiş veya karmaşık kontrol tekniklerinin uygulanabilirliği artırılmıştır. Bu çerçevede yeni elektrik motorlarına ihtiyaç duyulmuştur. Yeni motor arayışı veya mevcut motorların iyileştirilme çalışmalarına hız verilmiştir. Bu çalışmalar paralelinde gündeme gelen motorların biriside Sürekli Mıknatıslı Senkron Motordur.

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor yüksek güç/ağırlık oranına sahip , performansı ve verimi yüksek, hassas kontrol edilebilme özelliği olan ve işletme durumuna göre doğru akım şönt motor karakteristiği gösterebilen bir motordur. Bu iyi özelliklerinden dolayı üzerindeki çalışmalar hala devam etmektedir. Kaliteli sürekli mıknatıslı malzemelerin geliştirilmesiyle bu motorun özelliklerinin daha da iyileştirileceği ve kullanımının yakın bir zamanda yaygınlaşacağı açıktır. Fakat bu motor hakkında yeterli aydınlatıcı bilgi yoktur.

Yapılan çalışmanın Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor' lar hakkında bir kaynak teşkil etmesini ve bu motorların yaygınlaşmasında katkısı olmasını dilerim.

Bana bu konuda çalışma olanağı veren ve değerli yardımlarını esirgemeyen danışmanım sayın Yrd. Doc. Dr. Nurettin ABUT 'a (KO:Ü:M:F:) teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	ii
ABSTRACT.....	iii
ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR.....	iv
İÇİNDEKİLER.....	v
SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR.....	viii
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	ix
TABLolar LİSTESİ.....	xi
BÖLÜM 1. GİRİŞ.....	1
BÖLÜM 2. MANYETİK DEVRELER.....	4
2.1. İ-H İlişkisi.....	4
2.1.1. B-H İlişkisi.....	6
2.1.2. Manyetik Eşdeğer Devre.....	6
2.1.3. Miknatıslanma Eğrileri.....	7
2.2. Hava Aralığı İçeren Manyetik Devreler.....	10
2.3. Histerisis.....	12
2.3.1. Histerisis Kayıpları.....	13
2.4. Fuko Kayıpları.....	15
2.5. Toplam Nüve Kayıpları.....	16
2.6. Sinüsoidal (Gerilim/Akım) Beslemeli Uyarma.....	16
2.6.1. Miknatıslama Akımı.....	18
2.6.2. Sürekli Miknatıslarla Uyarma.....	18
BÖLÜM 3. SENKRON MAKİNALAR.....	20
3.1. Döner Elektrik Makinaları ve Senkron Makina.....	20
3.2. Senkron Makinalar.....	21
3.3. Üç fazlı Senkron Makinanın Yapısı.....	23
3.4. Senkron Motorlar.....	24
3.4.1. Senkron Motorun Eşdeğer Devresi.....	25
3.4.2. X_s Senkron Reaktansın Bulunması.....	27
3.4.2.1. Açık Devre Testi.....	27
3.4.2.2. Kısa Devre Testi.....	27
3.4.3. Fazör Diyagramları.....	28
3.4.4. Güç ve Moment Karakteristikleri.....	29
3.4.5. Çıkık Kutuplu Senkron Makinalar.....	30

3.4.5.1.	d ve q Eksen Akım ve Reaktansları.....	31
3.4.5.2.	X_d ve X_q Reaktanslarının Hesaplanması.....	32
3.5.	Üç Fazlı Senkron Motor Eşitlikleri	32
3.5.1.	Gerilim Eşitlikleri ve Sargı Endüktansları.....	34
3.5.2.	Üç Fazlı Senkron Motorun Moment İfadesi.....	40
3.6.	Park Dönüşümü.....	41
BÖLÜM 4.	SÜREKLİ MIKNATISLI MALZEMELER VE MOTORLARDA KULLANIMI.....	43
4.1.	Sürekli Miknatısların Gelişimi	43
4.2.	Sürekli Miknatıslı Malzemelerin Sınıflandırılması ve Özellikleri.....	44
4.2.1.	Metal Sürekli Miknatıslar.....	44
4.2.2.	Seramik Sürekli Miknatıslar.....	45
4.2.3.	Nadir Toprak Elementlerinden Üretilen Sürekli Miknatıslar.....	45
4.3.	Sürekli Miknatıslı Malzemelerin Miknatıslanması.....	46
4.4.	Sürekli Miknatıslı Manyetik Devrelerin Dizaynı.....	48
4.5.	Sürekli Miknatısların Elektrik Makinalarında Kullanılması.....	49
4.5.1.	Sürekli Miknatıslı Motorların Gelişmesi.....	55
4.5.2.	Sürekli Miknatıslı Senkron Motor Tipleri.....	55
4.5.3.	Rotor Kısadevre Çubukları.....	58
4.6.	Karedalga ve Sinisoidal Endüksiyonlu Miknatıslı Motorlar	60
BÖLÜM 5	SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN ANALİZİ.....	61
5.1.	Makina Değişkenlerine Göre Gerilim ve Moment Eşitlikleri.....	61
5.1.1.	Genel Gerilim Eşitlikleri.....	63
5.1.2.	Genel Moment Eşitlikleri.....	64
5.2.	Park Dönüşümüne Göre Gerilim ve Moment Eşitlikleri.....	65
5.2.2.	İnverterle Beslenen Makinanın Stator Gerilimlerinin Park Gerilimine Göre Değiştirilmesi.....	67
5.3.	Harmonikler İhmal Edilerek Kararlı Durum İşletme Analizi.....	69

5.3.1. Kararlı Durum Gerilim Eşitlikleri	70
5.3.2. Kararlı Durum Moment İfadesi.....	70
5.4. Makinanın Değişik Faz Kaydırma Açısı Durumlarında.....	
Moment Analizi.....	71
5.4.1. Faz Kaydırma Açısının Sıfır Olduğu Durumda.....	
Çalışma Koşulunun İncelenmesi.....	71
5.4.2. Faz Kaydırma Açısının Sıfırdan Farklı Durumlarında.....	
Çalışma Koşulunun İncelenmesi.....	73
5.5. Sürekli Miknatıslı Senkron Motorun Çalışma.....	
Karakteristiklerinin Belirlenmesi.....	75
5.6. SMSM ile D.A. Şönt Motor İşletme Karakteristiklerinin.....	
Karşılaştırılması.....	81
5.7. Motorun Fazör Diyagramı.....	83
5.8. SMSM'un Hava Aralığı Manyetik Akı Dağılımı.....	83
SONUÇ.....	75
KAYNAKLAR.....	76
ÖZGEÇMİŞ.....	78

SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR

θ_r	: Rotor konum açısı
θ_e	: Elektriksel açı
θ	: Faz Kaydırma Açısı
δ	: Yük açısı
τ_s	: Stator zaman sabiti
τ_v	: Makina sabiti
Φ	: Manyetik akı
μ	: Manyetik geçirgenlik
ρ	: İletkenlik
ω	: Açısal hız
λ	: Akı bağlantısı
ξ	: Hayali integral değişkeni
φ	: Güç Faktörü Açısı
T_e	: Elektromanyetik Moment
J	: Atalet Momenti
b_m	: Döner sistemin Sürtünme Katsayısı
H	: Manyetik Alan Şiddeti
B	: Manyetik Alan Yoğunluğu
Φ	: Manyetik Akı
λ	: Toplam Manyetik Akı
P_n	: Toplam Nüve Kaybı
P_h	: Histerisis Kaybı
P_e	: Fuko Kaybı
N	: Sarım Sayısı
r_s	: Stator Direnci
X_s	: Senkron Reaktans
X_{ar}	: Armatür Reaktansı
$X_{a\sigma}$: Kaçak Reaktans
X_d	: d Ekseni Reaktansı
X_q	: q Ekseni Reaktansı
L_{mq}	: q Ekseni Miknatıslanma Endüktansı

L_{md} : d Ekseni Mıknatıslanma Endüktansı
R_{mq} : q Ekseni Relüktansı
R_{md} : d Ekseni Relüktansı
v_g : Hava Aralığı Hacmi

SM : Sürekli mıknatıs
SMSM : Sürekli mıknatıslı senkron motor
ADK : Açık devre karakteristiği
KDK : Kısadevre karakteristiği
A.A. : Alternatif akım
D.A : Doğru akım



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1	Akım taşıyan iletken etrafındaki manyetik alan	4
Şekil 2.2.	Ampere devre kanunları için örnek.....	5
Şekil 2.3	Akım taşıyan iletken için manyetik alan şiddetinin belirlenmesi.....	5
Şekil 2.4	Sarımlı halka nüvenin manyetik devresi	6
Şekil 2.5	Manyetik devre ve eşdeğer elektrik devre.....	8
Şekil 2.6	B-H Karakteristiği (Mıknatıslanma eğrisi).....	9
Şekil 2.7	Mıknatıslanma Eğrileri	9
Şekil 2.8.	Döner elektrik makinalarının kesiti.....	10
Şekil 2.9.	Karışık yapı lı manyetik devre.....	11
Şekil 2.10	Akı yolları.....	12
Şekil 2.11.	Mıknatıslanma ve histerisis eğrisi	12
Şekil 2.12	Mağnetik nüve içindeki fuko akımı	15
Şekil 2.13	Dinamik ve Statik Histerisiz Eğrisi.....	17
Şekil 2.14	Nüvenin sinisoidal uyarılması	17
Şekil 2.14	Sürkli mıknatıslı motorlarda hava aralığı akı dağılımları.....	19
Şekil 3.1	Üç fazlı senkron makinanın yapısı.....	22
Şekil 3.2	Yuvarlak kutuplu rotor,.....	23
Şekil 3.3.	Yol vermede motor üzerindeki moment.....	24
Şekil 3.4.	Bir senkron makinanın eşdeğer devresi.....	26
Şekil 3.5	Açık devre ve kısadevre karakteristikleri.....	27
Şekil 3.6.	Senkron makine için fazör diyagramı.....	28
Şekil 3.7.	Güç ve moment -açı, Moment-hız karekteristiği.....	30
Şekil 3.8.	Çıkık kutuplu senkron makinede m.m.k. ve akı	31
Şekil 3.9	İki çıkık kutuplu 3 fazlı Senkron makine.....	33
Şekil 3.10.	Mıknatıslama indüktansı değişimi.....	36
Şekil 4.1.	Maksimum enerjilerine göre sürekli mıknatısların gelişimi	44
Şekil 4.2.	Sürekli mıknatıslı sistem ve B-H eğrisi	46
Şekil 4.3.	Mıknatıslanmayı kaldırma eğrisi ve durum doğrusunun	47
Şekil 4.4.	Hava aralığına sahip mıknatıs ve B-H eğrisi	49
Şekil 4.5.	Akı yoğunlaştırma yöntemi uygulanmış dört kutuplu makine	51
	tasarımları.....	51

Şekil 4.6.	Alnico ve Ferrit mıknatlara ait (BH) değerlerinin	
	belirlenmesi.....	52
Şekil 4.7.	Çeşitli mıknatısların mıknatıslanmayı kaldırma	
	eğrileri	53
Şekil 4.8.	Neodyum-Iron-Boron mıknatısının üretim	
	bilgileri	54
Şekil 4.9.	Mıknatısları rotor içine gömülü tasarım	56
Şekil 4.10.	Mıknatısları rotor içine yerleştirilmiş tasarım için hava aralığı	
	endüksiyonu	57
Şekil 4.11.	Mıknatıslar rotor yüzeyine yerleştirilmiş tasarım	57
Şekil 4.12.	Mıknatıslar rotor yüzeyine yerleştirilmiş tasarım için hava	
	aralığı endüksiyonu	58
Şekil 4.13.	SMSM 'nin hava aralığı akı dağılımı	59
Şekil 5.1.	2 Kutuplu Sürekli Mıknatıslı Senkron makine ve Makina	
	stator	
	sargıları	62
Şekil 5.2.	İnverter çıkışı dalga şekilleri	68
Şekil 5.3.	$L_{md}=L_{md}$ durumunda S.M.S.M. Moment- Hız karakteristiği	71
Şekil 5.4	$L_{md}=0.6L_{md}$ olduğu durumda Moment- Hız karakteristiği	72
Şekil 5.5	SMSM 'nin Moment-Hız Karakteristiği	76
Şekil 5.6.	r_s 'in 3 kat azaltılması durumunda Moment-Hız Karakteristiği	77
Şekil 5.7.	L_s 'in 3 kat artırılması durumunda Moment-Hız Karakteristiği	77
Şekil 5.8	Rotor hızı 140 rad/san ve faz açısı sıfır olduğu	
	incelenen makinanın performansı .	80
Şekil 5.9.	Maksimum momentteki işletme şartlarında makinanın performansı	81
Şekil 5.10.	SMSM'un fazör diyagramı	83
Şekil 5.9.	SMSM'un Akı Dağılımı	84

TABLolar LİSTESİ

Tablo 2.1.	Manyetik değişkenlere karşılık düşen elektriksel değişkenler.....	8
Tablo 4.1.	Çeşitli mıknatısların özellikleri.....	46
Tablo 5.1.	Hesaplamalarda kullanılan makine parametreleri.....	75
Tablo 5.2.	SMSM ile D.A. şönt motorun eşitliklerinin benzerliği.....	82



BÖLÜM 1

GİRİŞ

Gelişen teknoloji sayesinde iş makinalarının el ile tahrikinden mekanik olarak tahrikine geçilmiştir. İnsanoğlu kendi gücüyle yapması gereken işleri bile sürekli başka bir güce yaptırmanın yollarını aramış, düşen ve akan suyun rüzgarın kuvvetlerinden yararlanarak M.Ö. 4. asırda ilk mekanik tahrik düzenini kurmuştur. 18. yüzyılda buhar kuvvetinden ve daha sonra 19.yüzyılın ilk yarısında elektrik motorlarının bulunması ile endüstriyel tahrik alanında yeni bir devir açılmıştır.

Endüstriyel tahrik sistemlerinin gelişmesi ile değişik tahrik özelliklerine sahip tahrik motorlarına ihtiyaç duyulmuş ve bu sebeple birçok farklı motor geliştirilmiştir. Fakat bu motorların herbirinin bir eksikliği , kullanım veya kontrol zorluğu olduğundan yeni motor arayışları ve mevcut motorların iyileştirme çalışmaları günümüze kadar süregelmiştir. Yeni geliştirilen tahrik motorlarında dayanıklılık, yüksek verim, büyük güç katsayısı, kolay ve ucuz denetlenebilirlik, az bakım gerektirme gibi özellikler istenmektedir.

İlk zamanlarda endüstride çok yaygın olarak kullanılan kollektörlü doğru akım motorları , asenkron motorların geliştirilmesiyle çoğu uygulamalarda yerlerini asenkron makinalara bırakmışlardır. Doğru akım makinalarının fiyatlarının fazlalığı , bakım ve işletme maliyetlerinin yüksek oluşu , fırça ve kollektör düzenine ihtiyaç göstermeleri , fırça ve kollektör düzeni kayıplarından dolayı veriminin düşük olması , boyutlarının büyük oluşu gibi istenmeyen özelliklerinden dolayı , asenkron makinaların kullanımı yaygınlaşmıştır.

Fakat asenkron makinanın yüksek performanslı kontrol zorluğu problemleri bir dezavantajdır. Ayrıca moment-hız karakteristiği birçok tahrik sisteminin ihtiyaçlarına uygun değildir. Bazı endüstriyel tahrik sistemlerinde doğru akım şönt motorlar yükün durumuna göre en uygun karakteristiklere sahip olduğu için hala kullanılmaktadırlar. Fakat bu motorların yukarıda belirtilen dezavantajlarından dolayı yerlerini alabilecek daha üstün özelliklere sahip motor arayışları süregelmiştir.

Son yıllarda çok kaliteli Sürekli Mıknatıslı (SM) malzemelerin geliştirilmesi (Ferrit ,Nd-Fe-B, Sm-Co gibi) , yarıilekren teknolojisindeki ilerlemeler ve maliyetinin gittikçe düşürülmesiyle sürekli mıknatıslı motorlarla ilgili çalışmalar hız kazanmış ve çok farklı yapı ve karakteristiklere sahip sürekli mıknatıslı motorlar yapılmıştır. Son dönemde sürekli mıknatıslı , senkron motor, adım motorları, relüktans motorları ve lineer motorlar geliştirilmiştir. Bu motorlarda mıknatısların kullanımı birbirlerinden farklı şekildedir. Mıknatıslar doru akım makinalarında uyarma sargılarının yerine statora veya rotora yerleştirilir. Senkron makinada ise mıknatıslar kutup sargıları yerine rotora yerleştirilir. Yeni birçok motor üzerinde de çalışmalar hala devam etmektedir. Bunlardan biride **Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM)** 'dur .

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor, üç fazlı alternatif akım stator sargıları ve sürekli mıknatıslı bir rotora sahiptir. Çok özel işletme şartlarında doğru akım şönt motorkarakteristiği gösterecek şekilde çalıştırılabilir. Sürekli mıknatıslar rotora değişik şekilde yerleştirilebilir. Bu yerleştirmeler genelde rotora gömülü ve rotor yüzeyinde olmak üzere iki şekildedir. Bu iki ana şekil altında mıknatısların yerleştirilme şekline, radyan olarak rotor yüzeyindeki genişliğine , rotorun içine yerleştirme açısına göre birçok değişik yapıda dizayn edilebilir. Bu yüzden Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor kendi içinde birçok çeşite ayrılabilir. Bu motor yüksek bir moment / ağırlık oranına ve hassas bir denetim özelliğine sahiptir. Buna karşılık çalışma ilkesi olarak normal bir senkron motor gibi döner alan ilkesiyle çalışır. SMSM 'un senkron ve asenkron makinadan önemli farklarından biride motorun reaktif güce ihtiyaç göstermemesidir. Bu özelliğinden dolayı makinagücünün tamamı aktifgüç olarak harcanır ve bununsonucunda verim yükselir. SMSM 'un verimi %96 nın üzerinde yapılabilir. Kontrolü için rotor konumunun çok hassas bir biçimde belirlenmesi gerekir. Kontrolü karmaşık olup, kontrol devresi ise oldukça pahalıdır. Bu yüzden yüksek performanslı uygulamalarda kullanılabilir.

Sürekli mıknatıslı makinelerin başlıca kullanım alanlarından bazılarını aşağıdaki gibi sıralayabiliriz.

- Tekstil endüstrisinde sabit hızda yapay liflerin çekilmesinde
- Robotik uygulamalarda
- Makine soğutma fan sistemlerinde
- Elektrikli taşımacılıkta , otomobillerde
- Takım Tezgahlarında adım motoru olarak

- Fren motoru olarak
- Frekans generatörü olarak
- Ses ve görüntü makinelerinde
- Disk sürücülerde

Son yıllarda Sürekli Mıknatıslı Makinalar üzerinde ki araştırmaların hız kazanması sonucu değişik yapı ve karakteristiklerde makinalar geliştirilmektedir. SMSM 'da bu tasarımlar içerisinde öneminin ve kullanımının artacağı beklenmektedir.



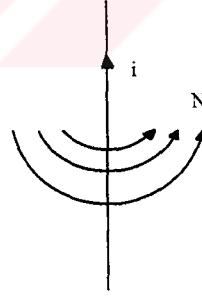
BÖLÜM 2

MANYETİK DEVRELER

Elektrik makinalarında manyetik devreler sadece ferromanyetik malzemeler veya döner elektrik makinalarında olduğu gibi, ferromanyetik malzeme ile hava aralığının birleşmesi ile oluşur. En önemli elektrik makinalarında , sürekli mıknatıslı makinalar hariç , manyetik alan veya akı ferromanyetik malzemelerin üzerine sarılan bobinden elektrik akımı geçirilmesiyle üretilir. Bu bölümde elektrik makinalarının manyetik devrelerini tanımlamakta kullanılan manyetik bağıntılar incelenmiştir.

2.1. I-H İlişkisi

Bir iletken içerisinde akım geçirildiği zaman iletkenin etrafında Şekil 2.1 deki gibi bir manyetik alan oluşur. Akı yolları veya manyetik alan şiddeti H 'nin yönü bilinen sağ el kuralı ile belirlenebilir. Sağ el başparmağı içinden akım geçen iletken boyunca akım geçiş yönünde tutulur ve bu durumda iletken dört parmakla sarılır. İşaret parmağı (dolayısıyla dört parmak) yönü manyetik akı şiddetinin yönünü gösterir.



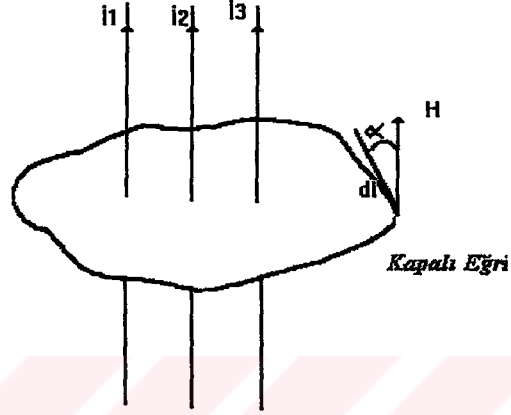
Şekil 2.1 Akım taşıyan iletken etrafındaki manyetik alan

Akım ve akı yoğunluğu arasındaki ilişki Ampere devre kanunlarının kullanılması ile bulunabilir. Bu kanuna göre kapalı alan çevresindeki manyetik alan şiddeti H 'in çizgisel integrali iletken tarafından aktarılan toplam akıya eşittir. (Şekil 2.2).

$$\oint H \cdot dl = \sum_{k=0}^{k=3} i_k = i_1 + i_2 - i_3 \quad (2.1)$$

Şekil 2.2'de \mathbf{H} iletken çevresindeki bir noktadaki manyetik alan şiddeti ve $d\mathbf{l}$ bu noktanın artış uzunluğudur. Eğer Şekil 2.2 'den görüldüğü gibi α açısı \mathbf{H} vektörü ile $d\mathbf{l}$ arasındaki açı olarak alınırsa, o zaman (2.1) denkleminin aşağıdaki şekli olur.

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} \cdot \cos\theta = \sum i \quad (2.2)$$



Şekil 2.2. Ampere devre kanunları için örnek

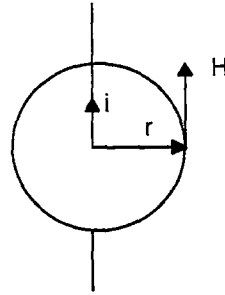
Şekil 2.3'de gösterilen akım taşıyan iletkenin r uzaklığında bir noktadaki manyetik alan şiddeti \mathbf{H} ifadesini bulmak için r yarıçaplı daire çizilir. Bu daire üzerindeki her noktada \mathbf{H} ve $d\mathbf{l}$ aynı yödedir. Çünkü $\alpha=0$ 'dır. Simetriden dolayı \mathbf{H} daire üzerinde her noktada aynı olacaktır. Bunun için (2.2)' den \mathbf{H} ifadesi;

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = i$$

$$\mathbf{H} \cdot 2\pi r = i$$

$$\mathbf{H} = \frac{i}{2\pi r} \quad [A/m] \quad (2.3)$$

olarak bulunur.



Şekil 2.3 Akım taşıyan iletken için manyetik alan şiddetinin belirlenmesi

2.1.1. B-H İlişkisi

Manyetik devrelerde **B** manyetik alan yoğunluğu **H** manyetik alan şiddeti tarafından üretilir. **B** ile **H** arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir.

$$B = \mu \cdot H \quad [\text{Weber / m}^2] \text{ veya } [\text{Tesla}] \quad (2.4)$$

$$B = \mu_r \cdot \mu_o \cdot H \quad [\text{Weber / m}^2] \text{ veya } [\text{Tesla}] \quad (2.5)$$

olarak belirlenir. Burada μ malzeme karakteristiğidir ve malzemenin manyetik geçirgenliği (permeability) olarak isimlendirilir.

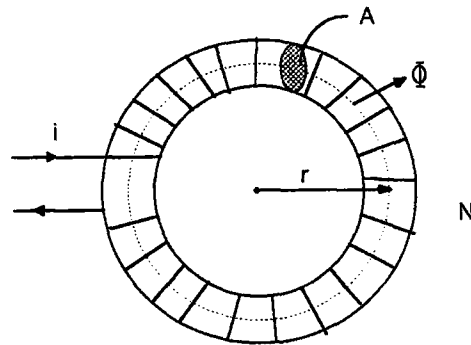
μ_o : Boşluğun manyetik iletkenliği = $4\pi \cdot 10^{-7}$ Henry/m

μ_r : Malzemenin bağıl manyetik iletkenliği 'dir.

Ferromanyetik malzemeler için (demir, kobalt, nikel,...) μ_r 'nin değeri birkaç yüzden birkaç bine kadar değişir. Elektrik makinalarında kullanılan malzemeler için μ_r 2000-6000 arasında bir değerdedir. μ_r 'nin büyük olduğu malzemelerle yapılan makinalarda küçük akımlarda makine içinde büyük akılar üretilebilir.

2.1.2. Manyetik Eşdeğer Devre

Şekil 2.4 'de halka yüze sahip manyetik nüve (teroid olarak isimlendirilir) ve bu halkanın çevresine sarılmış bobin gösterilmiştir. I akımı N sarımlı bobine doğru aktığında manyetik akı genellikle nüve malzemelerinde oluşur. Teroidin dışındaki akı "kaçak akı" olarak isimlendirilir. Bu kaçak akılar ihmal edilebilecek kadar küçüktür.



Şekil 2.4 Sarımlı halka nüvenin manyetik devresi

Şekil 2.4 'de tanımlanan halkanın yarıçapı r dir. Bu halka üzerindeki manyetik kuvvet H dir ve Ampere devre kanunlarına göre,

$$\oint H \cdot dl = N \cdot i \quad (2.6)$$

$$H \cdot l = N \cdot i \quad (2.7)$$

$$H \cdot 2\pi r = N \cdot i \quad (2.8)$$

Buradaki $N \cdot i$ manyetomotor kuvveti (m.m.k.) olarak isimlendirilir , F ile gösterilir ve birimi ampere - tur' dur..

$$H \cdot l = N \cdot i = F \quad (2.9)$$

$$H = \frac{N}{l} \cdot i \quad [\text{A.t/m}] \quad (2.10)$$

Denklem (2.4) ve (2.10) dan,

$$B = \frac{\mu \cdot N \cdot i}{l} \quad [\text{T}] \quad (2.11)$$

Eğer bütün akının sarımlı halka (teroid) dan aktığını kabul edersek ,yani, manyetik kaçakların olmadığı farzedilirse, teroidin kesitinden geçen akı;

$$\Phi = \int B \cdot dA \quad (2.12)$$

$$\Phi = B \cdot A \quad (2.13)$$

olur. Burada B nüve içindeki ortalama akı yoğunluğu ve A da teroidin kesitidir. H bu parça için manyetik kuvvet ise Eşitlik (2.11) ve (2.13). den akı,

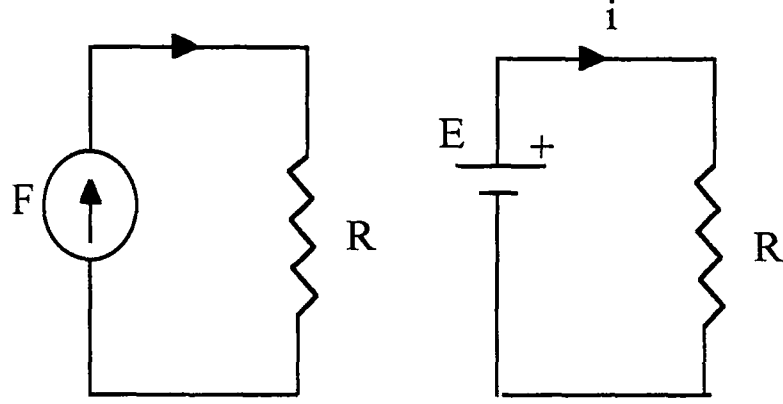
$$\begin{aligned} \Phi = B \cdot A &= \frac{\mu \cdot N \cdot i}{l} \cdot A = \frac{N \cdot i}{\frac{l}{\mu \cdot A}} \\ &= \frac{N \cdot i}{R} \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$= \frac{F}{R} \quad (2.15)$$

şeklinde bulunur. Burada R manyetik reluktans olarak bilinir ve (2.16) daki gibi hesaplanır.

$$R = \frac{l}{\mu \cdot A} = \frac{l}{p} \quad (2.16)$$

P manyetik parçanın "Permeans"ıdır. Denklem (2.14) ve (2.15) 'den , Şekil 2.4 deki manyetik devredeki Φ akısı , F manyetomotor kuvveti ($=N.i$) tarafından manyetik relüktans R üzerinde üretilir.



Şekil 2.5 a) Manyetik Devre

b) Eşdeğer Elektrik Devre

Teroidin manyetik devresine karşılık gelen eşdeğer devre Şekil 2.5 a 'da gösterilmiştir. Denklem 2.5 elektrik devreleri için Ohm Kanunları 'na ($I = E/R$) göre aynı formdadır. Karşılık gelen elektrik devresi Şekil 2.5 b 'de gösterilmiştir. Genellikle manyetik devreler elektriksel eşdeğer devrelere dönüştürülebilirler. Manyetik değişkenlere karşılık düşen elektriksel değişkenler Tablo 2.1 'de verilmiştir.

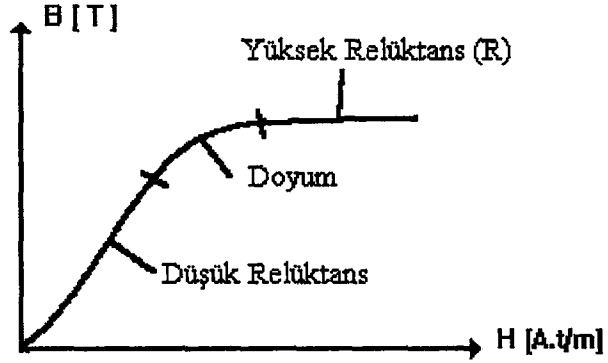
Tablo 2.1 Manyetik değişkenlere karşılık düşen elektriksel değişkenler

	Elektrik Devresi	Manyetik Devre
Üreten	E.m.k (E)	M.m.k. (F)
Üretilen	Akım ($I = E/R$)	Akı ($\Phi = F/R$)
Sınırlayan	Direnç ($R=1/\rho A$) ⁽¹⁾	Relüktans ($R = l/\mu A$)

2.1.3 Mıknatıslanma Eğrisi

Şekil 2.4 'deki nüve içindeki manyetik şiddet akımının artırılmasıyla artırılır, nüve içindeki akı yoğunluğu Şekil 2.6 ' gösterildiği gibi olur.

(1) ρ ; İletkenlik, μ ; manyetik geçirgenlik

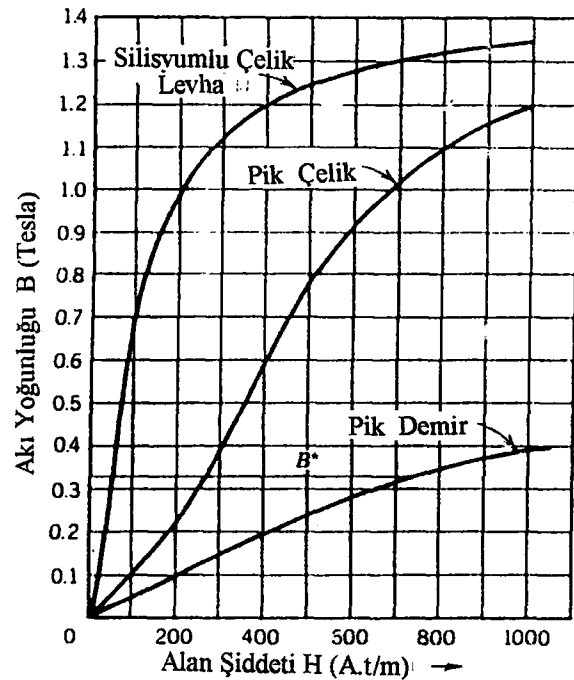


Şekil 2.6 B-H Karakteristiği (Mıknatıslanma eğrisi)

B akı yoğunluğu H manyetik şiddetinin küçük olduğu bölgede yaklaşık lineer olarak artar. Buna karşın H 'in daha yüksek değerlerinde B 'nin değişimi lineer değildir. Çünkü manyetik malzemeler doyum etkisi gösterir.

Şekil 2.6' da gösterilen B-H eğrisi "Mıknatıslanma Eğrisi" olarak isimlendirilir. Manyetik parçaların relüktansı akı yoğunluğuna bağlıdır. Bu durumda manyetik devre elektrik devresinden farklı olur, direnç genelde akıdan bağımsızdır. Fakat manyetik devre de relüktans akı yoğunluğuna bağlıdır.

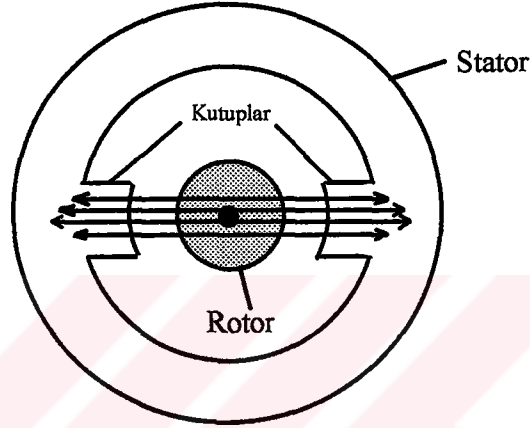
Şekil 2.7 'de üç farklı tip manyetik nüvenin B-H karakteristikleri gösterilmiştir. (Masifi Demir, Masif Çelik ve Silisyumlu çelik levha)



Şekil 2.7. Mıknatıslanma Eğrileri

2.2. Hava Aralığı İçeren Manyetik Devreler

Elektrik makinalarında rotor, hava aralığı ile statordan izole edilir ve elektrik motorları manyetik eşdeğer devresi hava aralığı ve ferromanyetik malzemelerden oluşur. Uyarma alanı sürekli mıknatıslarla sağlanan motorlarda manyetik devreye ilave olarak mıknatıslarda dahil edilir. Şekil 2.8 'de bir D.A . makinasının kesiti gösterilmiştir.



Şekil 2.8. Döner elektrik makinalarının kesiti.

Manyetik nüvenin kutuplarda ve hava aralığında ürettiği akı aynıdır. Aynı akı yoğunluğunu korumak için hava aralığı nüveden daha fazla m.m.k. ne ihtiyaç gösterir. Eğer akı yoğunluğu yüksekse manyetik devrenin nüve kısmı doyma etkisi gösterir. Buna karşın hava aralığı doymamış kalır.

Bir manyetik devre iki veya daha fazla parçalardan oluşur. Öyleki Şekil 2.8 'deki manyetik nüve ve hava aralığı ihtive eden manyetik devreler "karışık yapı" olarak bilinir. Genel bir analiz yapabilmek için , manyetik eşdeğer devre karışık yapı için tanımlanır. Genellikle elektrik makinalarının manyetik yapısı da temelde bir karışık yapıdır.

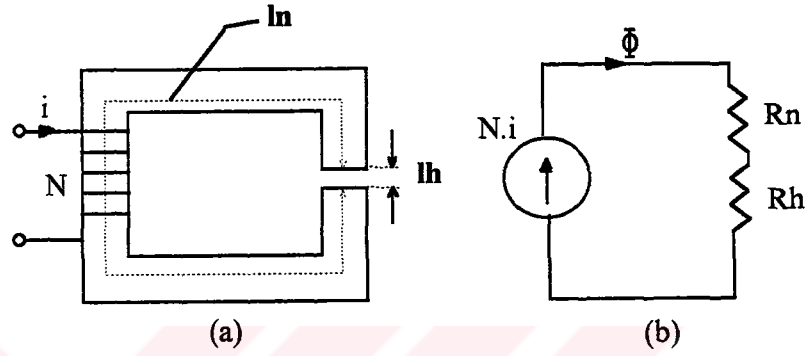
Karışık yapıli manyetik devreleri incelemek için Şekil 2.9.a.'daki gibi temel bir devre tanımlanır. Manyetik devrenin kaynağı olan m.m.k. $F = N.I$ ' dir . Manyetik nüveli devrenin relüktansı R_n , hava aralığı relüktansı R_h 'dir. Bu sistemin eşdeğer devresi Şekil 2.9.b. 'de gösterilmiştir. Bu şekildeki devre kullanılarak manyetik relüktanslar ve ampersarın ifadesi aşağıdaki şekilde bulunur.

$$R_n = \frac{l_n}{\mu_n \cdot A_n} \quad (2.17)$$

$$R_h = \frac{l_h}{\mu_h \cdot A_h} \quad (2.18)$$

$$\Phi = \frac{N \cdot i}{R_n + R_h} \quad (2.19)$$

$$N \cdot i = H_n l_n + H_h l_h \quad (2.20)$$



Şekil 2.9. Karışık yapı
 a) Hava aralığına sahip manyetik nüve
 b) Manyetik eşdeğer devre

Burada;

l_n ; Nüvenin uzunluğu,
 l_h ; Hava aralığının uzunluğudur.

Akı yoğunlukları;

$$B_n = \frac{\Phi_n}{A_n} \quad (2.21)$$

$$B_h = \frac{\Phi_h}{A_h} \quad (2.22)$$

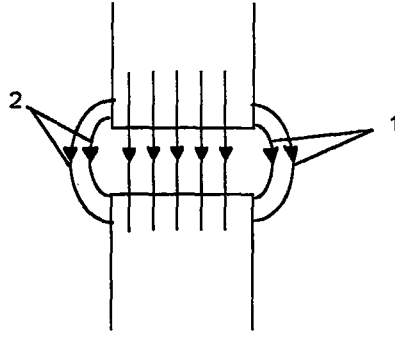
Hava aralığındaki manyetik akı yolları **Şekil 2.10'**da gösterilmiştir. Burada 1 ve 2 kesit dışı akı yollarıdır ve "**Saçak Akı**" olarak isimlendirilirler.

Bu saçak akıların etkisi ile hava aralığının kesiti artar . Küçük hava aralıklarında bu etki ihmal edilir. Bu ihmalden dolayı,

$$A_n = A_h$$

$$B_n = B_h = \frac{\Phi}{A_n} \quad (2.23)$$

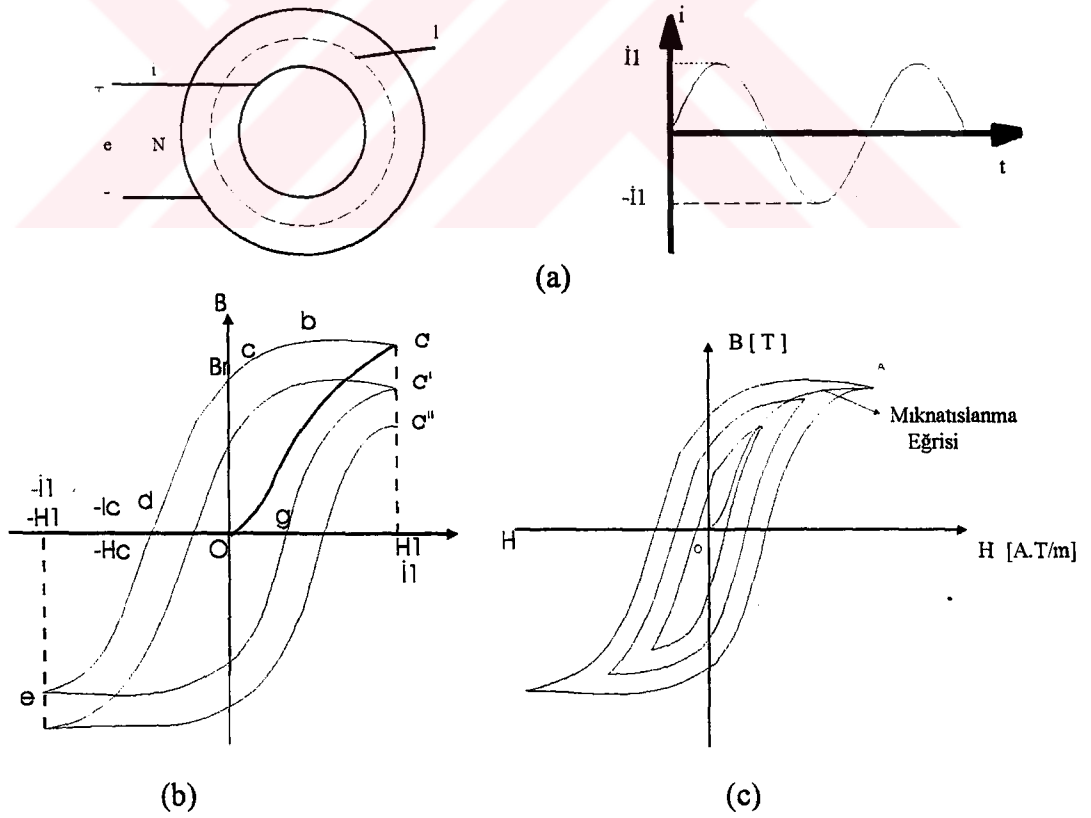
olur.



Şekil 2.10. Normal ve saçak akı yolları.

2.3. Histerisis

Şekil 2.11.a' daki sarımlı nüvenin başlangıçta mıknatıslanmamış olduğunu farzedelim. Eğer mağnetik kuvvet H , I akımının yavaşça artırılmasıyla akı yoğunluğu Şekil 2.11.b' de Oa eğrisi boyunca değişecektir. A noktasına karşı gelen mağnetik kuvvet H_1 dir. (H_1, I_1 'e karşı gelen mağnetik kuvvettir.)



Şekil 2.11. Mıknatıslanma ve histerisis eğrisi

- Mıknatıslanma akımı ve devresi ,
- Histerisis eğrisi,
- Histerisis kapalı eğrisi.

Eğer mağnetik kuvveti yavaşca azaltırsak B-H eğrisi öncekinden değişik bir yol takip eder. Yani **Şekil 2.11.' b** de abc yolunu takip eder. H sıfır yapıldığında malzeme bu akı yoğunluğunu kaybetmez ve bu B_r " Residual " artık akı yoğunluğu olarak bilinir. Eğer H (I akımı ters çevrilerek) ters yönde artırılırsa nüve içindeki akı azalacaktır ve $-H_c$ değerinde artık (residual) akı sıfır olacaktır. Manyetik alan şiddetinin bu değer ($-H_c$) mağnetik malzemenin "coercivity " gidergenlik veya "coercive" giderken kuvveti olarak bilinir. Eğer H ters yönde artırılmaya devam edilirse ($-H_c$ noktasından) akı yoğunluğu ters yönde artacaktır. $-I_c$ akımı için akı yoğunluğu e noktasındaki değerini alacaktır. H tekrar sıfıra azaltılıp pozitif yönde H_1 değerine kadar artırılırsa B-H eğrisi efga' yolunu takip eder. B-H döngüsü kapalı değildir. H yeni döngü için değiştirilirse sonuçta işletme noktası a' ne varılır. a' ve a'' arası mesafe a ve a' arasındaki mesafeden daha küçüktür. B-H döngüsü birkaç döngüden sonra hemen hemen kapanır ve histerisis eğrisi olarak bilinen eğri elde edilir. Bu eğriden B ile H arasındaki değişimin lineer olmayan ve çok değişkenli bir fonksiyon olduğu görülür. c noktasında sargı akımının sıfır olmasına karşın demir hala mıknatıslıdır.

Daha küçük histerisis eğriler mağnetik alan şiddetinin değiştirilmesi ile bulunur. **Şekil 2.11. c** 'de farklı histerisis döngüler gösterilmiştir. **Şekil 2.11.c** 'deki OA eğri mıknatıslanma eğrisi olarak bilinir. Eğer demir mıknatıssız halden mıknatıslanırsa akı yoğunluğu bu eğriyi takip edecektir.

2.3.1. Histerisis Kayıpları

Şekil 2.11..c'deki histerisis eğrisi **Şekil 2.11.a** 'daki halka nüve üzerindeki sarımın akımı yavaşca değiştirilerek bulunur. I akımı **Şekil 2.11.a** 'daki şekilde değişirse , belli bir zaman aralığı boyunca kaynaktan sargılara doğru enerji akar, hava aralığı ve ferromanyetik malzemede bir enerji depolanır. Depolanan bu enerji geri alınabilir. Fakat sisteme verilen enerji sistemden geri dönen enerjiden daha büyüktür. Bunun için I 'nin (buna bağlı olarak H 'ın) değişimi boyunca kaynaktan sisteme aktarılan enerjide net bir kayıp vardır. Bu kayıp enerji demirde ısınmaya neden olur. Histerisizin etkisiyle oluşan bu enerji kaybı histerisis kaybı olarak bilinir.

Şekil 2.11.a. 'daki sarımın direncinin olmadığı ve malzeme içindeki akımın oduğunu farzedelim. Sargının e gerilimi Faraday Kanunlarına göre aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$e = N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.24).$$

t_2 den t_1 ye kadar zaman aralığı boyunca enerji transferi ,

$$\begin{aligned} W &= \int_{t_1}^{t_2} P \cdot dt \\ &= \int_{t_1}^{t_2} e \cdot i \cdot dt \end{aligned} \quad (2.25)$$

Denklem (2.24) ve .Denklem (2.25)'den

$$\begin{aligned} W &= \int N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \cdot i \cdot dt \\ &= \int_{\Phi_1}^{\Phi_2} N \cdot i \cdot d\Phi \end{aligned} \quad (2.28).$$

Şimdi $\Phi=B \cdot A$ ve $I=H \cdot l / N$ bağıntılarından,

$$W = \int_{B_1}^{B_2} N \cdot \frac{H \cdot l}{N} \cdot A \cdot dB = l \cdot A \int_{B_1}^{B_2} H \cdot dB = (v_{malz.}) \int_{B_1}^{B_2} H \cdot dB \quad (2.27)$$

Burada $v_{malz.} = A \cdot l$ ' dir ve nüve malzemesinin miktarını belirtir. Bir periyod boyunca enerji transferi ,

$$\begin{aligned} W_{per.} &= v_{malz.} \oint H \cdot dB \\ &= v_{malz.} \cdot B-H \quad \text{eğrisi alanı} = v_{malz.} \cdot W_h \end{aligned} \quad (2.28)$$

Burada $W_h = \oint H \cdot dB$ nüvedeki enerji yoğunluğudur.Histerisis etkisine göre nüvedeki güç kaybı,

$$P_h = v_{malz.} \cdot W_h \cdot f \quad (2.29)$$

Burada ki f , i akımının frekansıdır. **B-H** kapalı eğrisinin içindeki alanı hesaplamak çok zordur. Çünkü **B-H** karakteristiği lineer olmayan , çok değişkenli ve basit olmayan matematiksel eşitliklerle tanımlanabilen kapalı bir eğridir. **General Electric Company** ' den **Charles Steinmetz** birçok deney yaparak elektrik makinalarında kullanılan manyetik malzemeler için deneysel yöntemlerle yaklaşık olarak aşağıdaki bağıntıyı buldu. [13]

$$\text{B-H kapalı döngüsünün alanı} = K_h \cdot B_{\max}^n \quad (2.30)$$

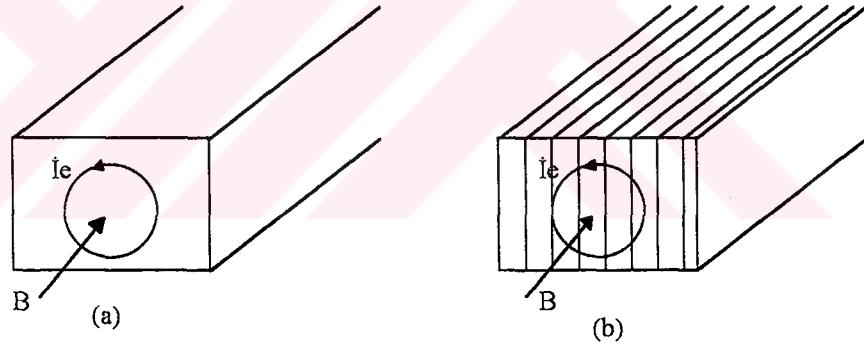
Burada B_{\max} : maksimum akı yoğunluğu, n : 1.5 yada 2.5 e kadar bir değişken ve K : sabittir. Histerisis kaybı Denklem (2.31)' deki gibidir.

$$P_h = K_h \cdot B_{\max}^n \cdot f \quad (2.31)$$

Burada K_h bir sabittir ve değeri nüvenin hacmine ve ferromagnetik malzemeye bağlıdır.

2.4. Fuko Kayıpları

Mağnetik nüvenin içerisindeki diğer bir güç kaybıda , akı yoğunluğu mağnetik nüvede hızlı değiştiğinde meydana gelen fuko akımı kayıplarıdır. Şekil 2.12. a 'da yönü nüvenin kesitine doğru olan B akı yoğunluğu ve bu durumda akan I_e akımının yönü gösterilmiştir. Eğer B akısı zamana göre değiştirilirse nüvede gerilimler endüklenir.



Şekil 2.12 Mağnetik nüve içindeki fuko akımı

a-) Kesiksiz nüve b-) İnce tabakalara ayrılmış nüve

Şekil 2.12 'deki I_e akımı fuko akımı olarak bilinir ve parça etrafında akar. Çünkü nüve malzemesinin bir direnci vardır. Güç kaybı $P.R$ fuko akımı tarafından oluşturulur ve nüvede ısı olarak gözükür. Fuko akımları iki yöntemle azaltılır.

1. Yüksek özgül dirence sahip nüve malzemeleri kullanılabilir.
2. İnce tabakalara ayrılmış nüveler kullanılır.

İnce tabakalara ayrılmış nüve Şekil 2.12 b'de gösterilmiştir. Transformatörler ve döner elektrik makinalarında nüveler bu şekilde yapılır. Manyetik nüve içerisindeki fuko akımları kaybı zamana göre değişen akı için aşağıdaki gibidir.

$$P_f = K_e \cdot B_{\max}^2 \cdot f^2 \quad (2.32)$$

Burada K_e sabittir ve değeri malzemenin tipine ve tabakaların kalınlığına bağlıdır. Tabakaların kalınlığı 0.5 mm den 5 mm ye kadar olabilir. Elektrik makinalarında ve yüksek frekanslarda işletilen makinalarda bu kalınlık 0.01 mm den 0.5 mm' ye kadar seçilir.

2.5 Toplam Nüve Kayıpları

Histerisis kayıpları ve fuko kayıplarının herikisinin toplamı nüveli sargıya ait nüve kayıpları olarak aşağıdaki gibi çıkartılır.

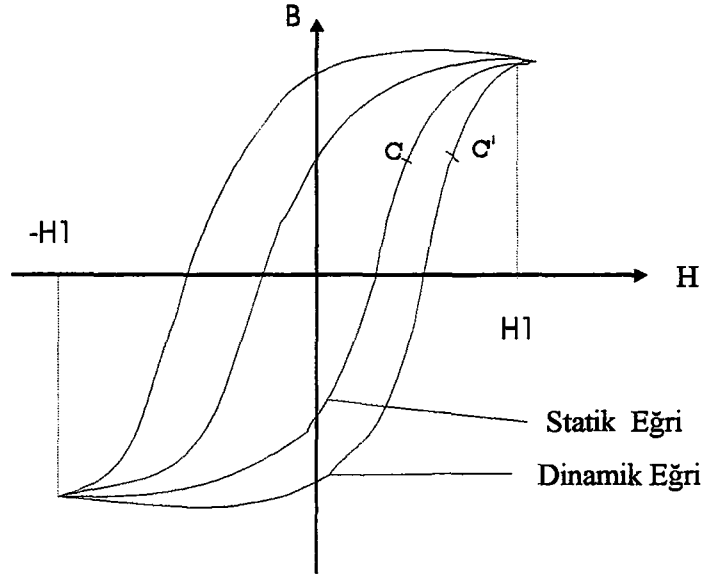
$$P_n = P_h + P_e \quad (2.33)$$

Bu ifadede P_n : toplam nüve kayıpları, P_h : histerisis kayıpları , P_e : fuko akımı kayıplarıdır. Eğer Şekil 2.11 a' daki sargı akımı çok yavaş bir şekilde değiştirilirse indüklenen fuko akımları ihmal edilecek kadar küçüktür. Bu yavaşca değişen mağnetik kuvvet için B-H kapalı eğrisi histerisiz kapalı eğrisi veya statik kapalı eğri adını alır. Buna karşın eğer sargı akımı hızlı değiştirilirse B-H kapalı eğrisi daha genişce olur çünkü nüvede endüklenen fuko akımlarının kötü etkisi vardır. Bu kapalı eğri "hystero-fuko akımı kapalı eğrisi" veya dinamik kapalı eğri olarak isimlendirilir. Statik ve dinamik kapalı eğriler Şekil 2.13. 'te gösterilmiştir ve bu şekilden fuko akımlarının B-H kapalı eğrisine etkileri görülebilmektedir.

Sargı akımı hızlı değiştirildiğinde fuko akımı nüve içine akar. Fuko akımı akıyı değiştirmeye çalışan bir m.m.k. üretir. Akıyı istenilen değerde tutmak için fuko akımı m.m.k' sının etkisini giderinceye kadar sargı akımı artırılmalıdır. Bunun için statik eğri üzerindeki a noktası, sargı akımı hızlı değiştirilmesi sonucunda dinamik eğri üzerindeki a' noktasına kaydırılır. Şekilden de görüldüğü gibi dinamik eğri statik eğriden daha geniştir. Nüve kayıpları Denklem (2.31), (2.32) ve (2.34) 'e göre bulunan histerisiz ve fuko akımları kayıplarından hesaplanabilir.

Nüve kayıpları dinamik B-H eğrisinin alanından aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$P_c = V_{\text{nüve}} \cdot f \oint_{\text{dinamik eğri}} H \cdot dB \quad (2.34)$$

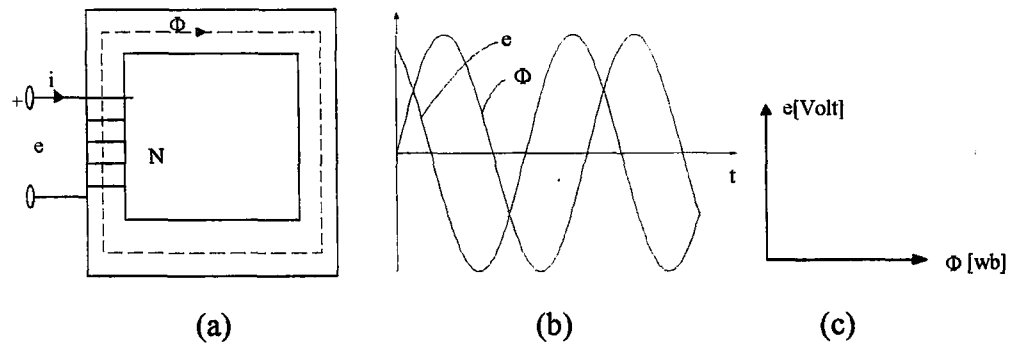


Şekil 2.13 Dinamik ve Statik Histerisiz Eğrisi

Bir wattmetre kullanılarak nüve kayıpları kolayca ölçülebilir. Fakat nüve kaybının ne kadarının histerisiz ne kadarının fuko akımı kaybı olduğunu bilmek zordur. Bu kayıpların ayrı ayrı bilinmesinde gerek yoktur. Mağnetik nüveye ve zamanla değişen akıya sahip elektrik makinalarında nüve kayıpları nüvede ısı olarak görülür.

2.6. Sinüsoidal (Gerilim/Akım) Beslemeli Uyarma

Elektrik makinalarında da gerilimler ve akılar diğer uygulamalar gibi zamanla sinüsoidal olarak değişir. Şekil 2.14 a ' da sargı ve nüve grubu tanımlanmıştır.



Şekil 2.14. Nüvenin sinüsoidal uyarılması

- a) Sargı- Nüve şekli
- b) Dalgaşekli
- c) Fazör diyagramı

Nüve akısı $\Phi(t)$ 'nin zamanla sinisoidal değiştiğini farzedelim.

$$\Phi(t) = \Phi_{\max} \cdot \text{Sin}(\omega t) \quad (2.35)$$

Burada Φ_{\max} . nüve akısının büyüklüğü, $\omega=2\pi f$: Açısal hız, f: Frekans dır. Faraday Kanunlarından N sarımlı bir halkada endüklenen gerilim aşağıdaki gibidir.

$$e(t) = N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.36)$$

$$= N \cdot \Phi_{\max} \cdot \omega \cdot \text{Cos}(\omega t)$$

$$= E_{\max} \cdot \text{Cos}(\omega t) \quad (2.37)$$

Eğer Denklemler (2.35)'deki akı sinüsoidal değişirse, indüklenen gerilim de Denklemler (2.37) deki gibi Cosinüs fonksiyonu olarak değişir. Φ ve e 'nin dalgaşekilleri Şekil 2.14' b de gösterildiği gibidir ve onların fazörleri Şekil 2.14 c 'de gösterilmiştir. Endüklenen gerilimin efektif değeri ;

$$E_{ef} = \frac{E_{\max}}{\sqrt{2}} = \frac{N \cdot \omega \cdot \Phi_{\max}}{\sqrt{2}} = 4.44 \cdot N \cdot f \cdot \Phi_{\max} \quad (2.38)$$

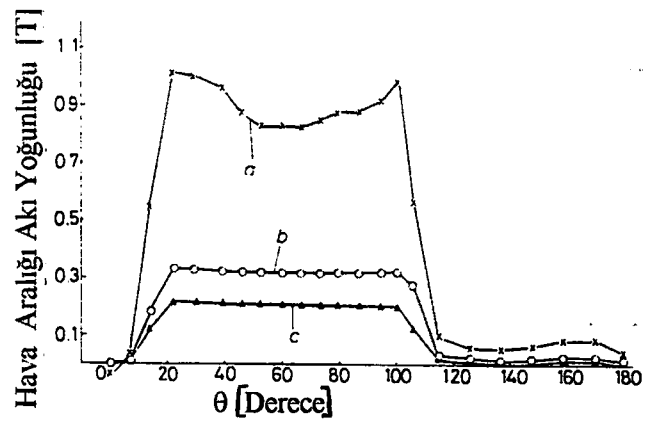
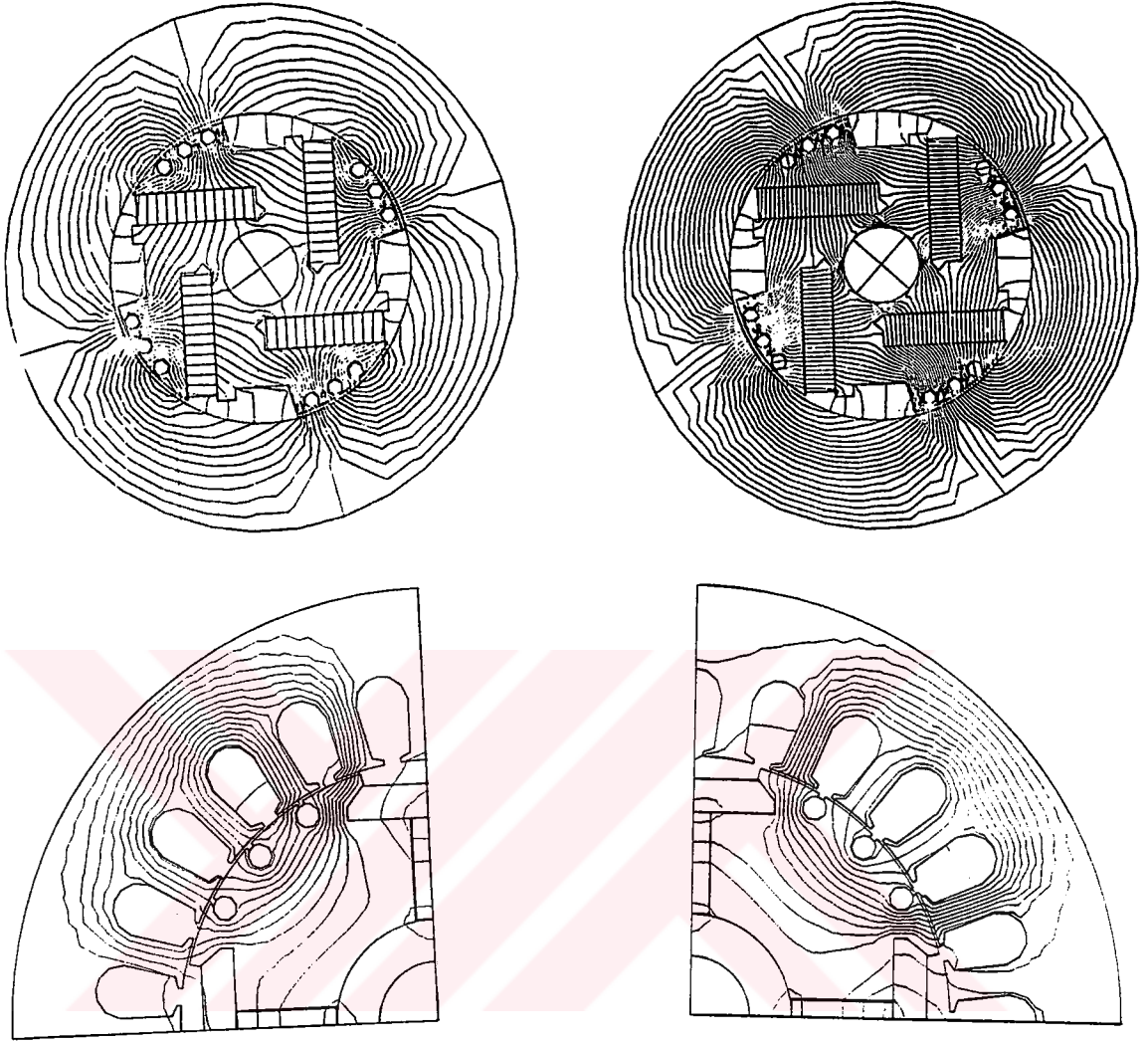
dir. Bu eşitlik önemli bir eşitliktir ve A.A makineler teorisinde sık sık kullanılır.

2.6.1. Mıknatıslama Akımı

Eğer Şekil 2.14 a' daki sargı sinüsoidal gerilim kaynağına bağlanırsa sargı içine akan akım nüvede sinüsoidal bir akı oluşturur. Bu akım uyarma akımı (I_{Φ}) olarak isimlendirilir. Fakat ferromagnetik nüvenin B-H karakteristiği lineer değildir ve bunun için uyarma akımında sinüsoidal olmayacaktır.

2.6.2. Sürekli Mıknatıslarla Uyarma

Yeni geliştirilen birçok makinada uyarma sargısıyla sağlanan manyetik alan sürekli mıknatıslı malzemelerle sağlanmaktadır. Bunun için makineye uyarma sargısı yerine , tipine göre statora veya rotora sürekli mıknatıslı malzemeler yerleştirilir. Bu malzemelerin ürettikleri manyetik alan ihtiyaç duyulan manyetik alan görevini üstlenir. Sürekli mıknatıslı motorlarda sürekli mıknatısların hava aralığında oluşturduğu akı dağılımı Şekil 2.15 ' te gösterilmiştir. Bu konuda geniş bilgi Bölüm 4 ' de verilmiştir.



Şekil 2.15. Çeşitli rotor konfigürasyonları için sürekli mıknatıslarla üretilen hava aralığı akıları.

BÖLÜM 3

SENKRON MAKİNELER

Sürekli Miknatıslı Senkron Motor 'un makina parametreleri ve makina eşitlikleri uyarma sargılı Senkron Makina 'ninkine benzerlik gösterir. Bunundan dolayı bu bölümde, S.M.S.M. 'un çalışma durumu ve makina eşitlikleri belirlenmeden önce uyarma sargılı senkron makina hakkında bilgi verilmiştir. Verilen bu bilgilerden Bölüm 5 'de Sürekli Miknatıslı Senkron Motor 'un analizi yapılırken yararlanılacaktır.

3.1. Döner Elektrik Makinaları ve Senkron Makina

Elektrik makinesi elektrik enerjisinin akım , gerilim gibi özelliklerini değiştiren yada elektrik enerjisi ile mekanik enerji arasında dönüşümü sağlayan makinadır. Birinci tür makinalar transformatörler olarak adlandırılırlar. İkinci tür makinalar ise herhangi iki enerji türü arasında dönüşümü sağlayan tüm makinalar gibi dönüştürücüler sınıfındadır.

Dönüştürücüler sınıfından elektrik makinaları , mekanik enerjinin aktarımını sağlayan hareketli bir bölüme sahiptirler. Bu hareketin biçimine göre döner , doğrusal ve titreşim makinaları olarak ayrılırlar. Senkron makinalarda dönüştürücü sınıfından ve döner elektrik makinalarındandırlar. Enerji dönüşümü bütün elektrik makinalarındaki enerji dönüşümüyle ilgili yasalara bağlı olarak gerçekleştirilir. Elektrik makinalarının temel ilkesi **Faraday Yasasına** dayanır. [13].

$$e = - \frac{d(N\Phi)}{dt} \quad (3.1)$$

(3.1) ifadesinden endüklenen gerilimin değerinin yalnız akının birim zamandaki değişimine değil sarım sayısına da bağlı olduğu gözükür. Bu aynı akı ile halkalanan farklı sayılardaki bobinlerde farklı büyüklükte gerilimler indükleneceği anlamına gelir ve transformatörlerin temelini oluşturur. Burada akıyı zamanla değiştirmenin yolu , bağlı bulunduğu bir yada birkaç değişkenin zamanla veya zamana bağlı başka bir değişkenle değişimini sağlamaktır. Eşitlik (2.14) ' den Φ akısının bağlı olduğu değişkenler aşağıdaki gibidir.

$$\Phi = f(\mu, I, N, A, l) \quad (3.2)$$

Akıyı zamanla değiştirmek için en sık kullanılan yöntemler, akımın zamana göre değişimi ,etkin kesitin zamana göre değişimi , etkin kesitin konumla ve konumun zamanla değişimidir.

Akımın zamana göre değiştirilmesi döner alan elde etmek için de kullanılır. Sinüs biçimli gerilim elde etmek için akım sinüs biçiminde değişmelidir.

Etkin kesitin zamanla değişimi , bobinin bir döner alan içerisinde bulunması ile sağlanır. Sinüs biçimli bir gerilim için alanın genliğinin sabit kalması ve bobinin sabit açısal hızda dönmesi gereklidir.

Manyetik direncin konumla ve konumun zamanla değişimi ise hava aralığının döner kısmın konumuna bağlı olarak değişmesi ile elde edilir.

Tüm döner makinelerde duran kısım stator döner kısım rotor olarak adlandırılır. Stator rotorun içinde veya rotor statorun içinde olacak şekilde makineler yapılabilir. Çoğunlukla rotor statorun içinde yapılır.

Biri rotorda diğeride statorda bulunan iki sargı bulunur. Bu sargılardan biri uyarma akısını oluşturur ve uyarma sargısı olarak adlandırılır. İkinci sargı ise gerilimin endüklenmeye çalışıldığı sargıdır bu sargı da endüvi sargısı olarak isimlendirilir. Farklı yapılardaki makinelerde bunların dışında sargılar bulunabileceği gibi uyarma sargısının bulunmadığı ve hava aralığı akısının süreki mıknatıslarla sağlandığı makineler da vardır.

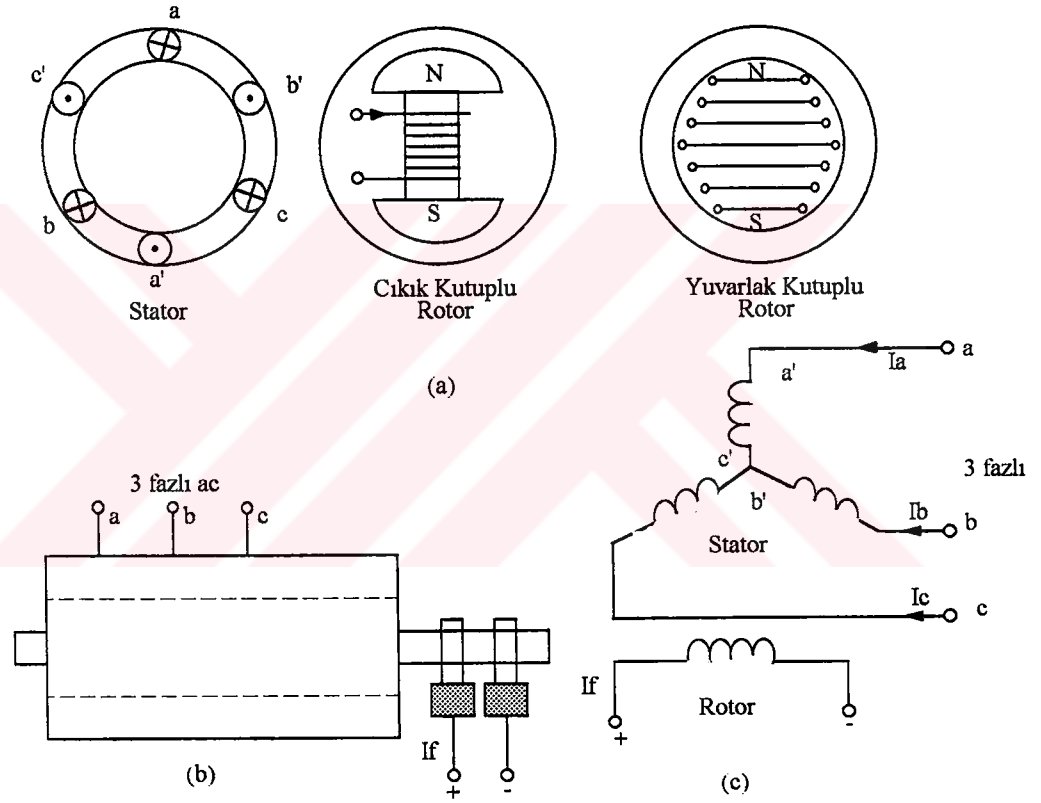
3.2. Senkron Makinalar

Senkron makinalar yapısından dolayı sürekli durumda sabit hızda döner veya generatör olarak sabit bir frekansta gerilim üreten makinalardır. Endüksiyon makinalarından farklı olarak senkron makinada rotor ve hava aralığı döner alanı senkron hız denen aynı hızda döner. Senkron makinalar genellikle güç generatörü olarak kullanılırlar. Bu durumda generatör veya alternatör olarak isimlendirilirler. Senkron generatörler çoğunlukla hidrolik , nükleer veya termal güç istasyonlarında elektrik gücü üreten büyük makinalardır.

Döner makinaların çoğu gibi senkron makinada hem motor hemde generatör olarak çalışabilir. Büyük boyuttaki (birkaçyüz bin kilowatt) senkron motorlar elektrik santrallerinde pompalar için kullanılır. Küçük güçlü senkron motorlar ise elektrikli saatler , zaman röleleri gibi sabit hız isteyen yerlerde kullanılır.

Değişken hız isteyen uygulamalarda genellikle endüksiyon (asenron) veya doğru akım motorlar kullanılır. Bu sebepten senkron motorların endüstriyel sürücülerde kullanımı daha azdır. Senkron motorun lineer bir versiyonu (LSM) geleceğin yüksek hızlı ulaşım sistemleri için düşünülmektedir.

Senkron makina uyarma akımı isteyen bir makinadır. Rotor kutupları bir doğru akımla uyarılır. Stator sargıları A.A. kaynağa bağlanır Şekil 3.1.[13]. Bundan dolayı hava aralığı akısı rotor ve stator akımı nedeniyle meydana gelen akıdır.



Şekil 3.1 Üç fazlı senkron makinanın yapısı

Endüksiyon makinalarında uyarma kaynağı sadece stator akımıdır. Çünkü rotor akımları indüklenen akımlardır. Makinada akı meydana gelmesi için geri reaktif akım gerektiğinden endüksiyon motorları daima geri güç faktöründe çalışırlar.

Fakat senkron motorda eğer rotor alan sargısı gereken uyarmayı tam sağlarsa stator ohmik akım çekecektir. Bu motorun birim güç faktöründe çalışması demektir. Rotor uyarma akımı azaltılırsa rotor alan akımı ile mıknatıslanmaya yardım etmek için, A .A. kaynağından geri (**reaktif**) akım çekecektir ve makina geri güç faktöründe çalışacaktır. Rotor alan akımı artırılırsa rotor alan akımıyla mıknatıslanmaya karşı koymak için A.A. kaynaktan ileri reaktif akım çekilecektir ve makina ileri güç

faktöründe çalışacaktır. Görüldüğü gibi yüksüz çalıştırılan senkron motorun güç faktörü kontrol edilebilir. Rotor alan akımı değiştirilerek yüksüz bir senkron motor bir indüktör veya kapasitör olarak çalıştırılabilir ve senkron kondansatör olarak adlandırılır. Senkron motor endüstriyel tesislerde kompanzasyon için de kullanılır.

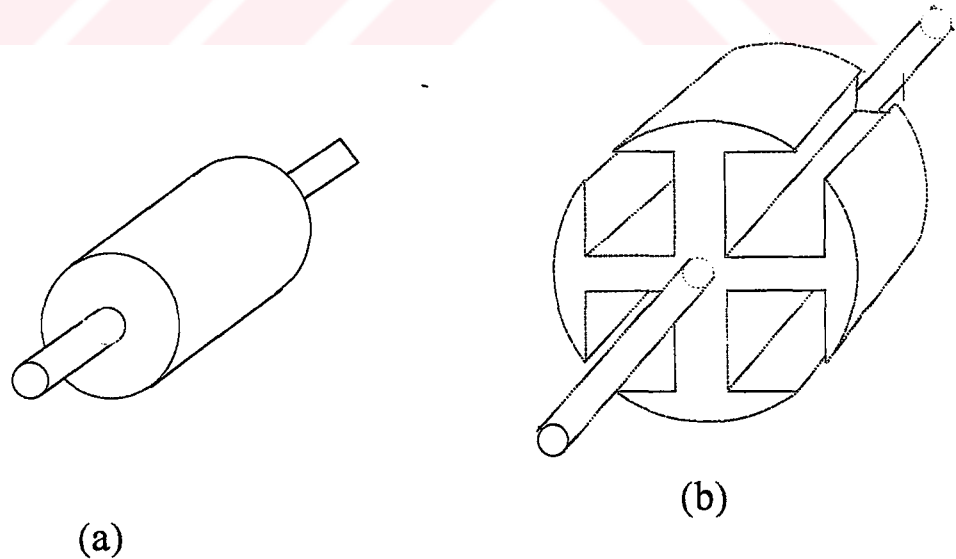
3.3. Üç Fazlı Senkron Makinaların Yapısı

Üç fazlı senkron makinanın statoru üç fazlı endüksiyon makinasındaki gibi üç fazlı sinüsoidal dağıtılmış sargılara sahiptir. D. A. makinasından farkı statoru A. A. besleme sistemine bağlanır. Bu sargıya armatür sargısında denir ve yüksek gerilim ve akımlar için dizayn edilir. Rotor doğru akım taşıyan alan sargısı diye isimlendirilen bir sargıya sahiptir. Dönen yapı üzerindeki alan sargısı normalde kayar bilezik ve fırçadan geçen harici bir D. A. kaynaktan beslenir. (Şekil 3.1.b.)

Senkron makinaların rotoru genel olarak aşağıdaki gibi iki şekilde yapılır .

1. Silindirik (yuvarlak) rotorlu yüksek hızlı makinalar.
2. Çıkık kutup rotorlu düşük hızlı makinalar.

Yuvarlak kutuplu rotor, rotor yüzeyine dağıtılmış bir sargıya ve eşit dağılmış bir hava aralığına sahiptir. Rotor uzundur ve küçük çaplıdır. Şekil 3.2.a



Şekil 3.2 a) Yuvarlak kutuplu rotor,
b) Çıkık kutuplu rotor

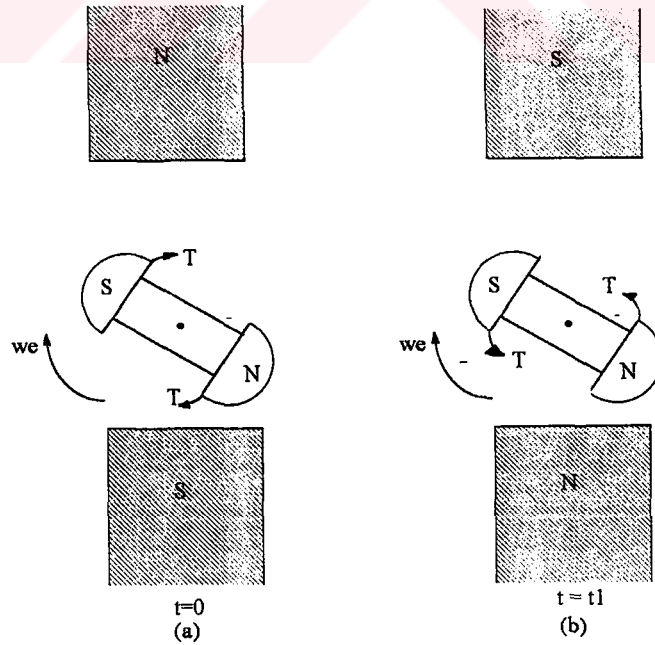
Çıkık kutuplu rotorlar kutuplar üzerinde yoğun sargılara sahiptir ve hava aralığı eşit değildir. çok sayıda kutba sahiptirler ve düşük hızlarda çalıştırılırlar. Bu tür rotorlar Şekil 3.2.b de gösterildiği gibi kısa fakat büyük yarıçapa sahiptir. Çıkık kutuplu senkron

motorlar sürme pompalarında , çimento mikserlerinde ve bazı diğer endüstriyel sürücülerde kullanılır.

3.4. Senkron Motorlar

Bir senkron makina motor olarak kullanılırken çoğu motorlar gibi güç kaynağına doğrudan bağlanabilir fakat senkron motor kendiliğinden yolalamaz. Eğer alan sargıları alan akımı ile uyarılırsa ve stator uçları A. A. kaynağına bağlanırsa motor yol alamayacak , salınım yapacaktır. Bunun sebebini açıklamak için iki kutuplu üç fazlı 50 Hz frekanslı A .A. kaynaktan beslenen bir senkron motor düşünülürse, stator akımları hava aralığında $\omega = (60.f) / p$, yani 3000 d/d da dönen bir döner alan üretecektir. Bu alan rotorun $t = 0$ anında Şekil 3.3.a daki durumunda makinaya uygulandığını farzedilmiştir. Bu durumda rotor, stator döner alanı yönünde dönme yapan saat yönünde bir momente maruz kalacaktır. $t = t_1$ 'de stator kutupları Şekil 3.3.b'de olduğu gibi yarım dönme yaparsa rotor yüksek ataletinden dolayı yerdeğiştirmesi çok azdır ve hemen hemen aynı durumda kalır. [13]

Bu yeni durumda üretilen moment saat yönüne ters olacaktır . Yani moment bir saniyede 100 kez yön değiştirir. Dolayısıyla motor kalkış için moment üretemeyecek ve hızlanamayıp salınım yapacaktır.



Şekil 3.3. Yol vermede motor üzerindeki moment

Bir senkron motora yol vermek için iki yöntem kullanılır.

1. Değişken frekanslı bir besleme kullanmak,
2. Bir indüksiyon motoru gibi yol almasını sağlamak.

Bu yöntemlere ilerde değinilecektir.

3.4.1. Senkron Motorun Eşdeğer Devresi

Senkron makinanın performansını yeterli doğrulukta araştırmak için eşdeğer devre oluşturulmalıdır. Sürekli durum davranışı araştırıldığında amortisman sargılarının etkileri göz önüne alınmaz. Çünkü sürekli durumda bu sargıların etkileri ihmal edilecek kadar azdır. Şekil 3.4' deki eşdeğer devre bir faz için tanımlanmıştır.

Alan sargısı akımı I_f hava aralığında bir Φ_f akısı stator I_a akımı ise Φ_a akısı üretir. Φ_a ' nın bir kısmı sızıntı akısı $\Phi_{a\sigma}$ olarak ortaya çıkar. Şekil 3.4.a da E_f ile Φ_f , E_{ar} ile Φ_{ar} akıları ile ve Φ_r akısı sonucu E_a sonuç gerilimi endüklenir. E_f , uyarma gerilimi Şekil 3.4.'den bulunabilir. Bununla birlikte E_{ar} gerilimi Φ_{ar} 'ye bağlıdır. (I_a ' dan dolayı). Şekil 3.4.a' dan

$$E_a = E_{ar} + E_f \quad (3.3)$$

veya

$$E_f = -E_{ar} + E_a \quad (3.4)$$

Şekil 3.4.b 'de bu devreye ait fazör diyagramı verilmiştir. Denklem (3.4) 'den

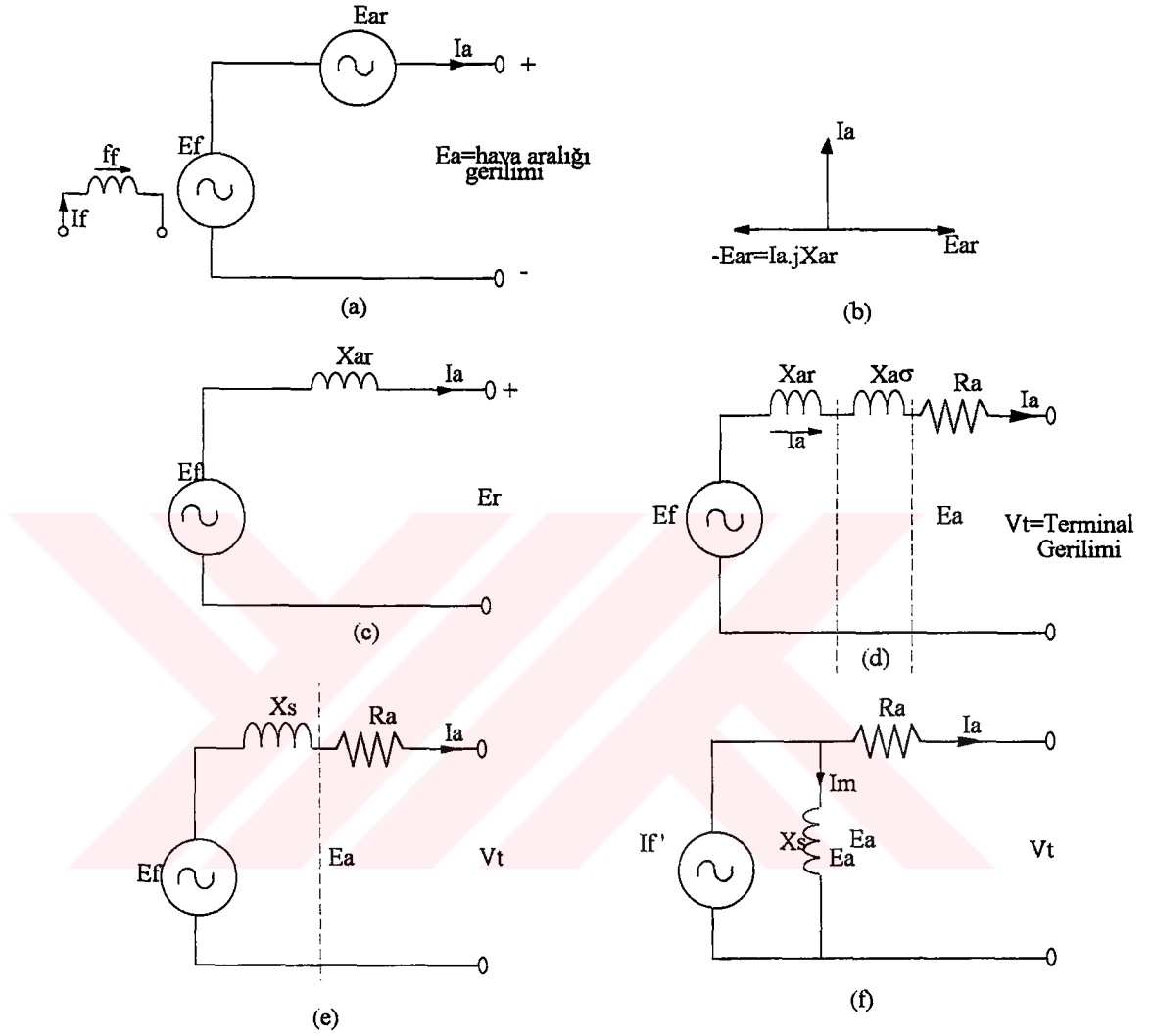
$$E_f = I_a \cdot jX_{ar} + E_a \quad (3.5)$$

olarak yazılabilir. Bu X_{ar} reaktansı armatür reaksiyon reaktansı veya mıknatıslama reaktansı olarak bilinir ve Şekil 3.4 c'de gösterilmiştir. Eğer R_a stator direnci $X_{a\sigma}$ sızıntı reaktansı hesaba katılırsa bir fazlı eşdeğer devre Şekil 3.4. d'deki gibi olur ve eğer X_{ar} ve $X_{a\sigma}$ reaktansları bir reaktans olarak kabul edilirse eşdeğer devre modeli Şekil 3.4 e'de gösterilen şekle indirgenir. Bu şekilde,

$$X_s = X_{ar} + X_{a\sigma} \quad (\text{Senkron Reaktans})$$

$$Z_s = R_a + jX_s \quad (\text{Senkron Enpedans})$$

olarak belirlenir. Senkron reaktans X_s , bütün reaktansları içine alır. Bu parametre makinanın gücüne ve boyutlarına bağlıdır.



Şekil 3.4. Bir Senkron makinanın eşdeğer devresi

E_f uyarma gerilimi ve X_s senkron reaktansı eşdeğer devredeki şekline alternatif olarak Şekil 3.4.f de gösterildiği gibi bir norton eşdeğer devresi ile değiştirilebilir ki burada,

$$I_f' = \frac{E_f}{X_s} \quad (3.6)$$

$$|I_f'| = \frac{X_{ar}}{X_s} \cdot n \cdot I_f \quad (3.7)$$

burada kullanılan n aşağıdaki gibidir.

$$n = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{N_{re}}{N_{se}} \quad (3.8)$$

Burada N_{re} : etkin alan sargısı, N_{se} : etkin stator sarım sayısıdır. Şekil 3.4.f deki eşdeğer devre gerçek alan akımı I_f 'yi bulmak için ve eğer motor bir akım kaynağı ile besleniyorsa performansını tayin etmek için de faydalıdır.

3.4.2. X_s Senkron Reaktansın Bulunması

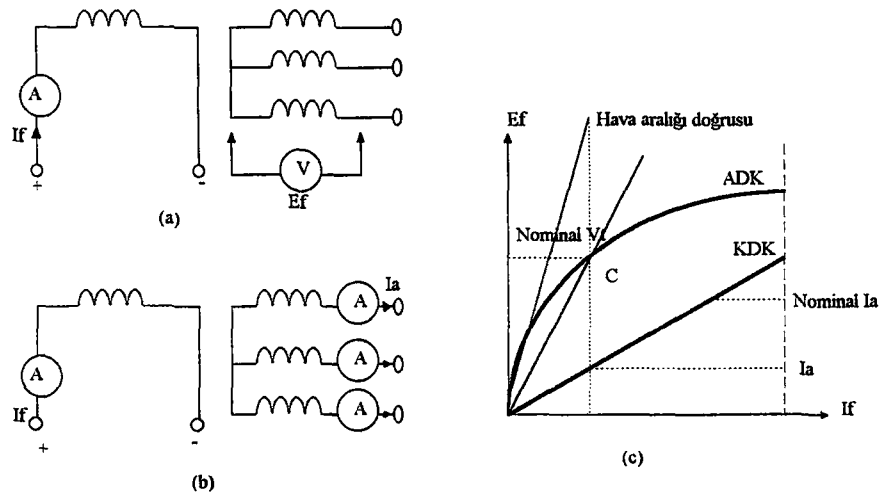
Senkron motorun eşdeğer devresinde önemli bir parametre olan senkron reaktans iki test yardımıyla bulunur. Bunlar açık devre ve kısa devre testidir..

3.4.2.1. Açık devre testi

Senkron makina Şekil 3.5.a 'daki gibi bağlanır ve senkron hızda döndürülür. I_f akımı değiştirilerek açık devre terminal voltajı $V_t = E_f$ ölçülür. E_f 'in I_f ile değişimini gösteren eğri açık devre karakteristiği (ADK) olarak bilinir. (Şekil 3.5.c 'de ADK eğrisi)

3.4.2.2. Kısa devre testi

Bu test için devre düzeneği Şekil 3.5.b' deki gibidir. Her faza ampermetre bağlanır ve terminaller kısaevre edilir. Makina senkron hızda döndürülür. I_f alan akımı değiştirilerek ve üç armatür akımının ortalaması ölçülür. Alan akımı ile armatür akımının değişimi Şekil 3.5.c ' de gösterildiği gibi bulunur. Bu eğri kısadevre karakteristiği olarak (KDK) bilinir. KDK' nin bir doğru olduğu görülür.[13]



Şekil 3.5 Açık devre ve kısadevre karakteristikleri

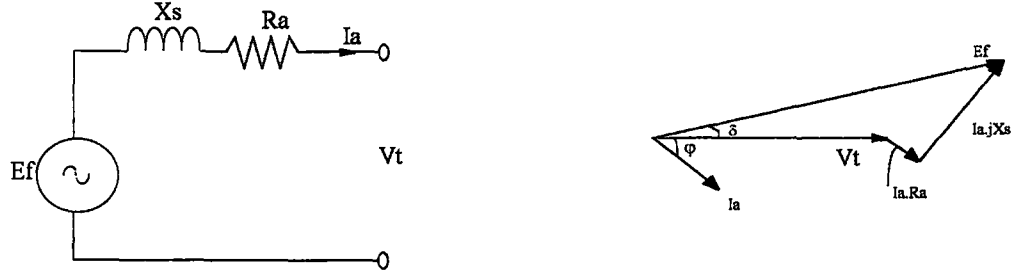
a) Açıkdevre testi için devre

b) Kısadevre testi için devre

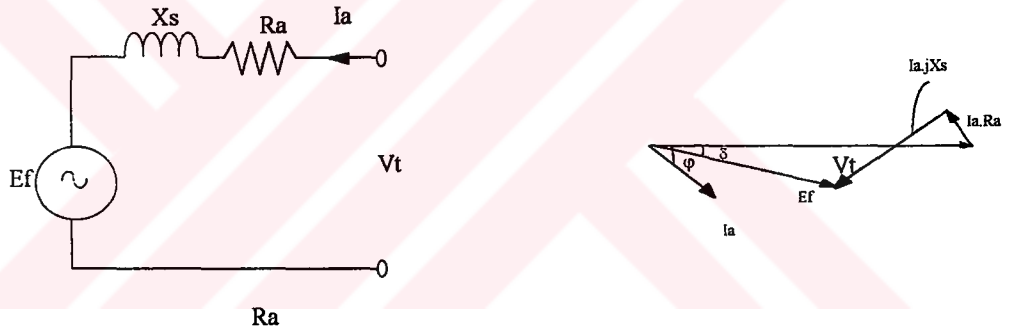
c) Karakteristikler

3.4.3. Fazör Diyagramları

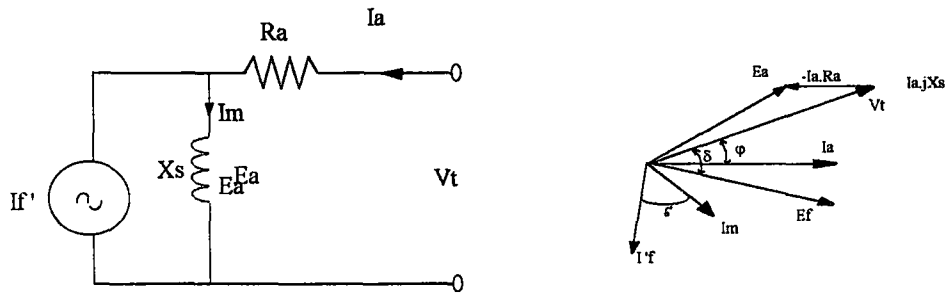
Hem senkron generatör hemde senkron motor için voltaj ve akımlar arasındaki bağıntıyı gösteren fazör diyagramları Şekil 3.6 'da gösterilmiştir. Diyagramlar senkron makinanın bir faz eşdeğer devresine dayalıdır.



(a)



(b)



(c)

Şekil 3.6. Senkron makine için fazör diyagramı

a-) Senkron generatör

b-) Senkron motor

c-) Senkron motor için akım kaynağı eşdeğer devresi

Terminal gerilimi fazör diyagramı çizilirken gerilim referans fazör olarak alınır. [12].senkron Generatör için gerilim eşitliği;

$$E_f = V_t + I_a R_a + I_a j X_s = |E_f| \angle \delta \quad (3.9)$$

şeklinde yazılır. Senkron motor durumunda akım motorun içine akar gibi gösterilir(Şekil 3.6.b). Budurumda (3.9) ifadesi aşağıda ki gibi olur.

$$V_t = E_f + I_a R_a + I_a j X_s \quad (3.10)$$

$$E_f = V_t \angle 0^\circ - I_a R_a - I_a j X_s = |E_f| \angle -\delta \quad (3.11)$$

E_f fazörü terminal geriliminden gerilim düşümlerinin çıkartılması ile bulunur.

V_t ve E_f arasındaki δ açısı generatör çalışma için pozitif motor çalışma için negatiftir. Bu δ açısı (yük açısı olarak bilinir) güç transferinde ve senkron makinanın çalışma kararlılığında önemli bir rol oynar.

3.4.4. Güç ve Moment Karakteristiği

Makinenin armatür direnci R_a ihmal edilirse $Z_s = X_s$ olur. Üç fazlı makine için, aktif ve reaktif güç denklemleri ,

$$P_{3\phi} = \frac{3|E_f||V_t|}{|X_s|} \sin \delta = P_{\max} \sin \delta \quad [\text{Watt}] \quad (3.12)$$

$$Q_{3\phi} = \frac{3|E_f||V_t|}{|X_s|} \cos \delta - \frac{3|V_t|^2}{|X_s|} \quad [\text{VAr}] \quad (3.13)$$

şeklinde tanımlanabilir. Stator kayıpları ihmal edilirse terminallerdeki güç hava aralığı gücüdür. Bu durumda moment,

$$T = \frac{P_{3\phi}}{\omega_{\text{senk.}}} = \frac{3}{\omega_{\text{senk.}}} \frac{|E_f||V_t|}{|X_s|} \sin \delta \quad (3.14)$$

$$T = T_{\text{maks.}} \cdot \sin \delta \quad (3.15)$$

$$T_{\text{maks.}} = \frac{P_{\text{maks.}}}{\omega_{\text{senk.}}} \quad (3.16)$$

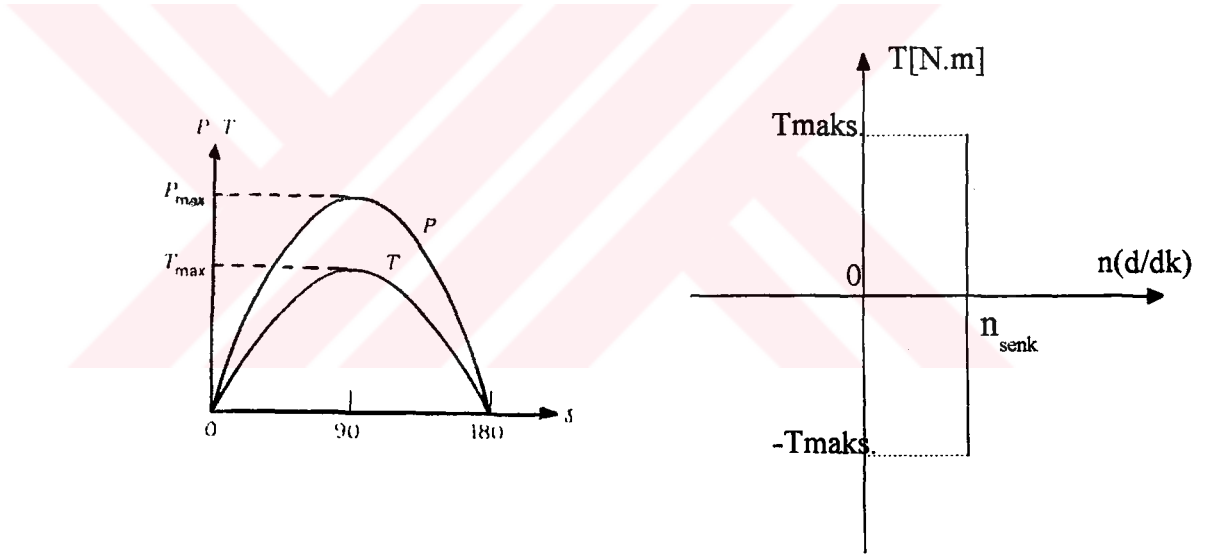
şeklinde olur. Burada ,

$$\omega_{senk.} = \frac{n_{senk.}}{60} \cdot 2\pi \quad (3.17)$$

ve,

n_{syn} : [devir/dakika] olarak senkron hızdır.

Hem güç hemde moment, yük açısı veya moment açısı olarak isimlendirilen δ açısı bağlı olarak sinüsoidal şekilde değişir. Makina statik kararlılık sınırı olarak bilinen $P_{maks.}$ veya $T_{maks.}$ sınırına kadar derece derece yüklenebilir. Eğer $\delta > 90^\circ$ olursa makinanın kararlılığı bozulur ,senkronizm kaybolur ve makina moment üretmez . V_f geriliminin sabit konumunda devrilme momentini arttırmak için E_f artırılır. Şekil 3.7.a. 'da makinenin güç ve moment- güç açısı karakteristiği Şekil 3.7.b. ' de ise moment hız karakteristiği verilmiştir.



Şekil 3.7. a-) Güç ve moment -açı karakteristiği
b-) Moment-hız karakteristiği

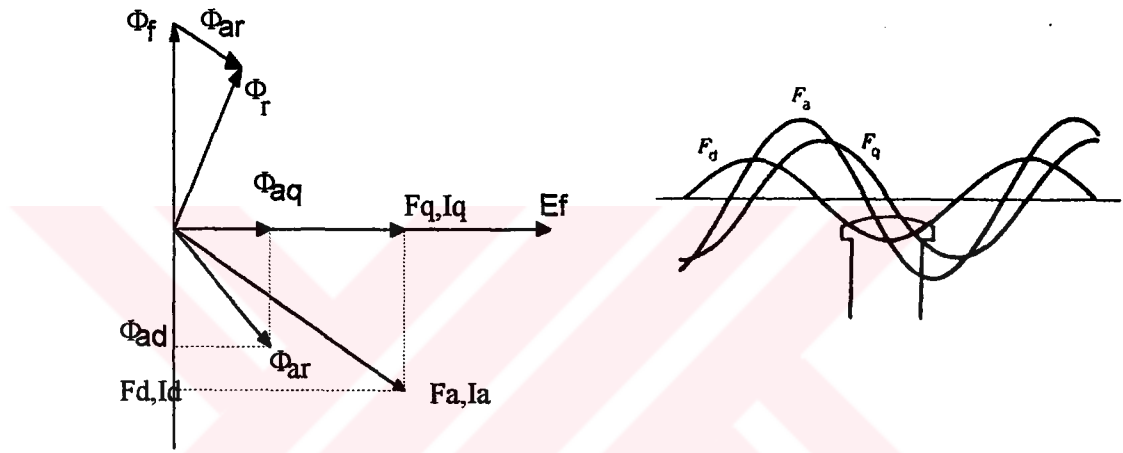
3.4.5. Çıkık Kutuplu Makineler

Düşük hızlı çok kutuplu senkron makineler çıkık kutuplu olarak yapılırlar. Bu makinelerin hava aralıkları sabit değildir. Manyetik relüktans, kutuplar boyunca düşük ve kutuplararası daha büyüktür . Bundan dolayı belli bir armatür reaksiyonu m.m.k., d eksenini olarak isimlendirilen kutup eksenini boyunca hareket ediyorsa büyük akı üretecek, q eksenini olarak isimlendirilen kutuplar arası eksen boyunca hareket ediyorsa daha az akı üretecektir. Yuvarlak rotorlarda hava aralığı eşit olduğundan aynı m.m.k. her noktada aynı akıyı üretecektir.

3.4.5.1. d ve q Eksen Akım ve Reaktansları

Armatür m.m.k. 'sı F_a (ve armatür akımı I_a) : biri **d-ekseni** boyunca hareket eden F_d ve diğeri **q -ekseni** boyunca hareket eden F_q olmak üzere iki bileşene ayrılabilir.

M.m.k. ' nin bileşeni (F_d ve F_q) veya akımları (I_d ve I_q) kendi eksenleri boyunca akılar (Φ_d ve Φ_q) ' i üretir. Bu durum stator akımı I_a 'nın uyarma voltajı E_f 'den geride olduğu kabul edilerek Şekil 3.8. ' de gösterilmiştir.



Şekil 3.8. Çıkık kutuplu senkron makinede m.m.k. ve akı .

d eksen akısı Φ_{ad} ve **q eksen** akısı Φ_{aq} dur ve bu akılar aşağıdaki reaktanslarla gösterilebilir.

X_{ad} : **d eksen** akımı I_d tarafından üretilen Φ_{ad} akısı için hesaplanan **d eksen** reaktansı .

X_{aq} : **q eksen** akımı I_q tarafından üretilen Φ_{aq} akısı için hesaplanan **q eksen** armatür reaktansı.

Eğer kaçak reaktanslar hesaba katılırsa

$$X_d = X_{ad} + X_{a\sigma} \quad (3.18)$$

$$X_q = X_{aq} + X_{a\sigma} \quad (3.19)$$

Burada X_d ,**d eksen** senkron reaktansı. X_q ,**q eksen** senkron reaktansıdır. Armatür kaçak reaktansı hem **d eksen** hemde **q eksen** akımları için aynı olduğu

farzedilir. Çünkü sızıntı akımları statorun şekline bağlıdır. $X_d > X_q$ dur. Çünkü **q** eksenini boyunca relüktans, **q** eksenini boyunca hava aralığı büyük olduğu için, **d** eksenini boyunca olabileceği değerden daha büyüktür. Normalde X_q 'nın değeri X_d 'nin 0.5 ve 0.8 katı arasındadır.

3.4.5.2. X_d ve X_q Reaktanslarının Hesaplanması

d ve **q** eksenini reaktansları değişik rotor durumları için sırasıyla armatür reaktansının maksimum ve minimum değerleridir.

Stator üç fazlı bir kaynak ile uyarılır. Rotor, armatür m.m.k. 'sı ile aynı yönde dönmelidir. Bu durumda akım salınımlar yapar ve eğer rotor hızı ile senkron hız arasındaki fark küçükse stator uçlarına bağlanan ampermetre ibresi yavaşça ileri geri salanacaktır. Maks. ve Min. akımlardan reaktanslar aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$X_d = \frac{V_t}{i_{\min.} / \sqrt{2}} \quad (3.20)$$

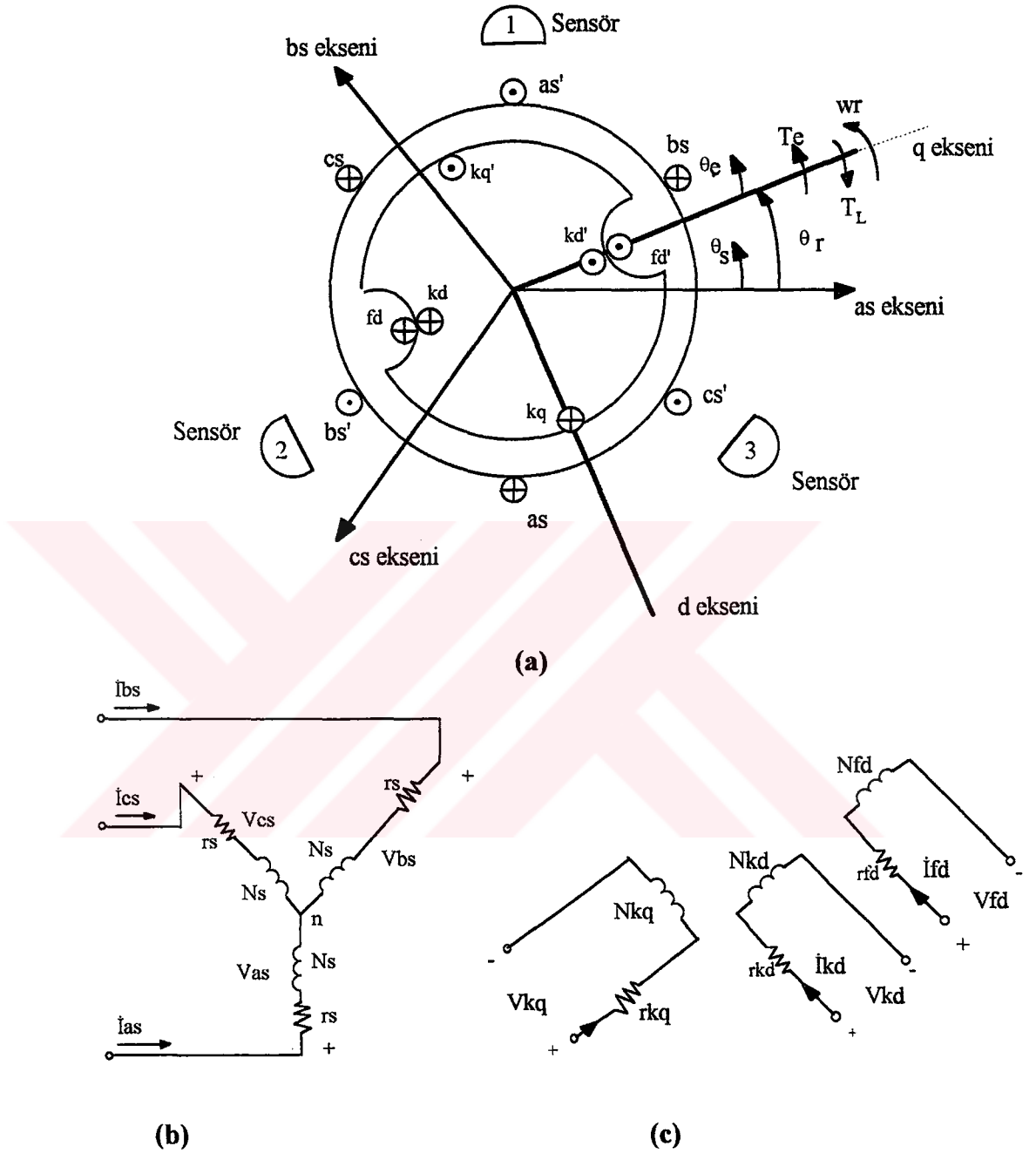
$$X_q = \frac{V_t}{i_{\max.} / \sqrt{2}} \quad (3.21)$$

3.5. Üç Fazlı Senkron Motor Eşitlikleri

İki kutuplu 3 fazlı çıkık kutuplu senkron motor Şekil 3.9 'da gösterilmiştir. Stator sargıları eşit sarımlı ve sinüsoidal dağıtılmıştır. Her fazın manyetik eksenleri 120° kaydırılarak yerleştirilmiştir.[8],[9].

Senkron motorun rotorunun karakteristikleri **fd** alan sargıları , kısadevre ve amortisör sargıları (**k_q** ve **k_d**) tarafından belirlenir. Bu damper sargılarının elektriksel karakteristikleri testler yardımıyla bulunabilir. Yapılan analizlerde bu sargıların (**k_q** ve **k_d**) 90° açı farkıyla yerleştirilmiş sinüsoidal dağıtılmış sargılar olduğu kabul edilir. **k_d** sargıları N_{kd} sarıma , **r_{kd}** direncine sahiptir ve manyetik eksenini **fd** sargısının manyetik eksenini ile aynıdır

k_q sargısının manyetik eksenini ise **fd** ve **kd** sargılarının manyetik eksenine 90° açı farkıyla yerleştirilir ve **k_q** sargısı N_{kq} sarıma, **r_{kq}** direncine sahiptir.[8]. Şekil 3.9 'da gösterilen **k_q** ve **k_d** sargılarının sayıları (k_{q1} , k_{q2} , $k_{q1}.....$, ve k_{q1} , k_{q2} , $k_{q1}.....$) şeklinde artırılabilir.[9]. . Yapılacak hesaplamalarda **k_q** ve **k_d** için tek bir sargı kullanılacaktır.



Şekil 3.9 İki çıkık kutuplu 3 fazlı Senkron makine

Enine eksen (q eksen) ve boyuna eksen (d eksen) Şekil 3.9 'da gösterildiği gibidir [8]. q eksen k_q sargısının manyetik eksenidir d eksen ise f_d ve k_d sargılarının manyetik eksenidir.

Statorun açılal yerdeğiştirmesi as eksen referans alınarak θ_s ile gösterilir. Rotorun açılal yerdeğiştirmesi q eksen referans alınarak θ_{er} ile gösterilir. Rotorun

açısal hızı ω_r dir ve θ_r ise s ekseninden q eksenine ölçülen rotorun elektriksel açısal yerdeğiştirmesidir. Herhangi bir andaki θ_s açısı , θ_e ve θ_r 'ye göre aşağıdaki gibi ifade edilebilir.[8]

$$\theta_s = \theta_e + \theta_r \quad (3.6)$$

Elektromekaniksel moment T_e ve yük momentinin yönü Şekil 3.9'da gösterilmiştir. Burada verilen θ_r yönü için T_e 'nin pozitif olduğu kabul edilir.

Senkron makinanın statoru simetrik olmasına rağmen rotor sargıları sarım sayısı ve sargı dirençleri eşit değildir. Çıkık kutuplu senkron motorda hava aralığı eşit değildir ve d ve q eksen manyetik karakteristikleri birbirinden farklıdır. Bu farklılık makinanın çalışma şartlarını etkilemektedir. Çıkık kutuplu makinalar sabit moment isteyen düşük hızlı uygulamalarda kullanılır. Çokkutuplu olarak yapılırlar.

3.5.1. Gerilim Eşitlikleri veSargı Endüktansları

İki kutuplu üç fazlı çıkık kutuplu senkron motorun gerilim eşitlikleri Şekil 3.9. dan aşağıdaki gibi yazılır.[9]

$$\left. \begin{aligned} V_{as} &= r_s \cdot i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \\ V_{bs} &= r_s \cdot i_{bs} + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \\ V_{cs} &= r_s \cdot i_{cs} + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \\ V_{jd} &= r_{jd} \cdot i_{jd} + \frac{d\lambda_{jd}}{dt} \\ V_{kd} &= r_{kd} \cdot i_{kd} + \frac{d\lambda_{kd}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

Bu ifadeler matris formunda ,

$$\left. \begin{aligned} V_{abcs} &= r_s \cdot i_{abcs} + p \cdot \lambda_{abcs} \\ V_{qdr} &= r_r \cdot i_{qdr} + p \cdot \lambda_{qdr} \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

(3-7) ve (3-8) 'deki $abcs, qdr$ ifadelerinin açık şekli (3.9) 'daki gibidir.

$$\left. \begin{aligned} (f_{abcs})^T &= [f_{as} \quad f_{bs} \quad f_{cs}] \\ (f_{qdr})^T &= [f_{kq} \quad f_{kd} \quad f_{fd}] \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

Burada **s** ve **r** indisleri değişkenlerin sırasıyla statora veya rotora ait olduklarını belirtir. **p** ise türev operatörü $\frac{d}{dt}$ dir.

$$r_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$r_r = \begin{bmatrix} r_{kq} & 0 & 0 \\ 0 & r_{fd} & 0 \\ 0 & 0 & r_{kd} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Toplam akı ifadeleri ise ;

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{as} &= L_{asas}i_{as} + L_{asbs}i_{bs} + L_{ascs}i_{cs} + L_{askq}i_{kq} + L_{asfd}i_{fd} + L_{askd}i_{kd} \\ \lambda_{bs} &= L_{bsas}i_{as} + L_{bsbs}i_{bs} + L_{bscs}i_{cs} + L_{bskq}i_{kq} + L_{bsfd}i_{fd} + L_{bskd}i_{kd} \\ \lambda_{cs} &= L_{csas}i_{as} + L_{csbs}i_{bs} + L_{cscc}i_{cs} + L_{cskq}i_{kq} + L_{csfd}i_{fd} + L_{cskd}i_{kd} \\ \lambda_{kq} &= L_{kqas}i_{as} + L_{kqbs}i_{bs} + L_{kqcs}i_{cs} + L_{kqkq}i_{kq} + L_{kqfd}i_{fd} + L_{kqkd}i_{kd} \\ \lambda_{fd} &= L_{fdas}i_{as} + L_{fdbs}i_{bs} + L_{fdcsc}i_{cs} + L_{fdkq}i_{kq} + L_{fdfd}i_{fd} + L_{fdkd}i_{kd} \\ \lambda_{kd} &= L_{kdas}i_{as} + L_{kdbs}i_{bs} + L_{kdcs}i_{cs} + L_{kdqk}i_{kq} + L_{kdfd}i_{fd} + L_{kdkd}i_{kd} \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

Çıkık kutuplu senkron motorda stator sargılarının endüktansları ve stator sargılarının karşılıklı endüktansları θ_r 'nin fonksiyonudur. $\theta_r = 0$ durumunda ki L_{asas} , $\theta_r = \pi/2$ durumundakinden daha küçük olduğu Şekil 3.9 'dan görülür. **as** sargısının mıknatıslanma endüktansı $\theta_r = 0$ için L_{mq} olarak gösterilir.

$$L_{asas} = L_{cs} + L_{mq} \quad \theta_r = 0 \quad (3.13)$$

Burada L_{cs} stator sargılarının kaçak endüktansıdır

$$L_{mq} = \frac{N_s^2}{R_{mq}} \quad (3.14)$$

R_{mq} : **q** ekseninin manyetik yolunun eşdeğer relüktansıdır ve (2.16) deki ifade yardımıyla hesaplanabilir.

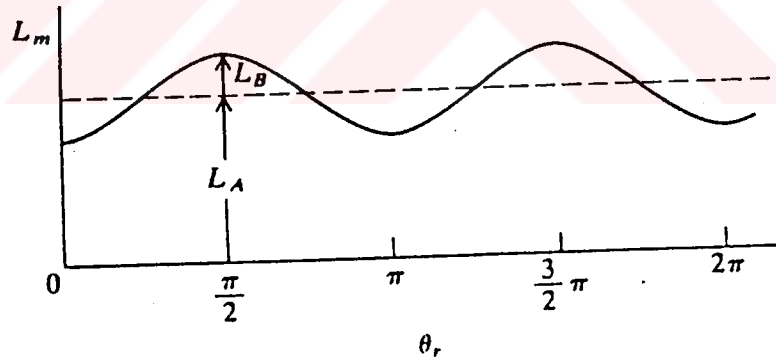
$$\theta_r = \frac{\pi}{2} \text{ için,}$$

$$L_{asas} = L_{os} + L_{md} \quad (3.15)$$

Burada,

$$L_{md} = \frac{N_s^2}{R_{md}} \quad (3.16)$$

R_{md} , d eksen manyetik yolunun eşdeğer relüktansdır. Bu $R_m(\frac{\pi}{2})$ dir. $R_{mq} > R_{md}$ olduğundan $L_{mq} < L_{md}$ dir. $\theta_r = 0$ ve $\theta_r = \pi$ durumunda denklem (3.13) 'den L_{asas} 'in minimum olduğu görülür. Bunun için (3.13) ifadesi $\theta_r = 0$ ve $\theta_r = \pi$ için geçerlidir. L_{asas} 'in maksimum olduğu durum ise $\theta_r = \pi/2$ ve $\theta_r = 3\pi/2$ şartlarında gerçekleşir. Manyetik endüktansın değişimi Şekil 3.10. 'dan görüldüğü gibi pozitif doğru bileşene sahip bir sinüs dalgası şeklindedir. Eğer değişim bu şekilde sinüsoidal olursa manyetik endüktans denklem (3.17) 'den anlaşıldığı gibi $2\theta_r$ 'nin fonksiyonudur. L_A ortalama değer ve L_B bu ortalama değerde sinüsoidal gerilimin genliğidir.



Şekil 3.10. Miknatıslama endüktansı değişimi.

$$\left. \begin{aligned} L_m(\theta_r) &= L_A - L_B \cos 2\theta_r \\ L_m(0) &= L_A - L_B \\ L_m(\pi/2) &= L_A + L_B \\ L(\theta_r) &= L_{os} + L_m(\theta_r) = L_{os} + L_A - L_B \cos 2\theta_r \end{aligned} \right\} \quad (3.17)$$

$$L_{mq} = \frac{3}{2}(L_A - L_B) \quad (3.18)$$

$$L_{md} = \frac{3}{2}(L_A + L_B) \quad (3.19)$$

olur. (3.14) ve (3.16) eşitlikleri sırasıyla (3.18) ve (3.19) eşitliklerinde yerine yazılıp L_A ve L_B için çözümlerse ,

$$L_A = \frac{N_s^2}{2} \left(\frac{1}{R_{mq}} + \frac{1}{R_{md}} \right) \quad (3.20)$$

$$L_B = \frac{N_s^2}{2} \left(\frac{1}{R_{mq}} - \frac{1}{R_{md}} \right) \quad (3.21)$$

şeklinde belirlenir. Sinüsoidal değişim için Şekil 3.10. dan ,

$$L_{asas} = L_{\sigma s} + L_A - L_B \cos 2\theta_r \quad (3.22)$$

yazılabilir. Benzer şekilde L_{bsbs} , L_{csbs} , L_{asbs} (= L_{bsas}) , L_{ascs} (= L_{csas}) bulunabilir. Sonuçta matris şeklinde toplam akılar aşağıdaki şekilde yazılır.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{abcs} \\ \dot{I}_{qdr} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Denklem (3.23) 'deki L_s , L_{sr} , L_r , birer matristirler. Burada L_s , (3.22) 'de bulunan ve benzer şekilde bulunabilen endüktans ve karşılıklı endüktanslara göre oluşturulur.

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{\sigma s} + L_A - L_B \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{\sigma s} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \pi) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \pi) & L_{\sigma s} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

(3.24) 'de $L_{\sigma s}$ kaçak endüktans L_A ve L_B de (3.20) ve (3.21) deki gibidir. L_{sr} matrisi ise Şekil 3.9 'un incelenmesinden (3.25) 'deki gibi bulunur.[8]

$$L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{skq} \cos \theta_r & L_{sfd} \sin \theta_r & L_{skd} \sin \theta_r \\ L_{skq} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & L_{sfd} \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & L_{skd} \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ L_{skq} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{sfd} \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{skd} \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

(3.23) denklemindeki L_r matrisi ise,

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{\sigma kq} + L_{mkq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{\sigma fd} + L_{mfd} & L_{f\dot{k}kd} \\ 0 & L_{f\dot{k}kd} & L_{\sigma kd} + L_{mkd} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

şeklinde[9]. Yukarıdaki indüktans matrislerinde kaçak endüktanslar " σ " indisi ile gösterilmiştir. skq , sfd , skd indisleri stator ve rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktansların tepe değerini gösterir. (3.25) ve (3.26) ifadelerinde kullanılan endüktansların açık ifadesi (3.27) ile aşağıda verildiği gibidir.

$$\left. \begin{aligned} L_{skq} &= \left(\frac{N_{kq}}{N_s} \right) \left(\frac{2}{3} \right) L_{mq} \\ L_{sfd} &= \left(\frac{N_{fd}}{N_s} \right) \left(\frac{2}{3} \right) L_{md} \\ L_{skd} &= \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right) \left(\frac{2}{3} \right) L_{md} \\ L_{mkq} &= \left(\frac{N_{kq}}{N_s} \right)^2 \left(\frac{2}{3} \right) L_{mq} \\ L_{mfd} &= \left(\frac{N_{fd}}{N_s} \right)^2 \left(\frac{2}{3} \right) L_{md} \\ L_{mkd} &= \left(\frac{N_{kd}}{N_s} \right)^2 \left(\frac{2}{3} \right) L_{md} \\ L_{f\dot{k}kd} &= \frac{N_{kq}}{N_{fd}} L_{mfd} = \frac{N_{fd}}{N_{kd}} L_{mkd} \end{aligned} \right\} \quad (3.27)$$

Denklem (3.27)'deki L_{md} ve L_{mq} 'lar sırasıyla (3.28) ve (3.29) 'daki gibidir.

$$L_{md} = \frac{3}{2} (L_A + L_B) \quad (3.28)$$

$$L_{mq} = \frac{3}{2}(L_A - L_B) \quad (3.29)$$

Akım , gerilim , ve akı dönüştürme oranları ise ,

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}'_j &= \left(\frac{2}{3}\right) \frac{N_j}{N_s} \cdot \dot{I}_j \\ V'_j &= \left(\frac{2}{3}\right) \frac{N_s}{N_j} \cdot V_j \\ \lambda'_j &= \left(\frac{2}{3}\right) \frac{N_s}{N_j} \cdot \lambda_j \end{aligned} \right\} \quad (3.30)$$

burada **j**, **kq**, **kd**, veya **fd** değişkenlerinin herhangi birini gösterebilir. Bu durumda akı matrisini tekrar yazarsak ,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ \frac{2}{3}(L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{abcs} \\ \dot{I}_{qdr} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Denklem (3.31) 'deki L'_{sr} ve L'_r matrisleri (3.27)- (3.29) eşitlikleri kullanılarak bulunabilir. [8],[9].

$$L'_{sr} = \begin{bmatrix} L_{mq} \cos \theta_r & L_{md} \sin \theta_r & L_{md} \sin \theta_r \\ L_{mq} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & L_{md} \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & L_{md} \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ L_{mq} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{md} \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{md} \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$L'_r = \begin{bmatrix} L'_{\sigma kq} + L_{mkq} & 0 & 0 \\ 0 & L'_{\sigma fd} + L_{mfd} & L_{md} \\ 0 & L_{mq} & L'_{\sigma kd} + L_{mkd} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Dönüştürme oranları kullanılarak oluşturulan gerilim eşitlikleri ise;

$$V_{abcs} = r'_s i_{abcs} + p \lambda_{abcs} \quad (3.34)$$

$$\lambda'_{qdr} = r'_r i'_{qdr} + p \lambda'_{qdr} \quad (3.35)$$

şeklinde dir. Endüktanslarda içine alan matrisel eşitlik ise (3.36) 'daki gibidir.

$$\begin{bmatrix} V_{abcs} \\ V'_{qdr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_s & pL'_{sr} \\ \frac{2}{3}p(L'_{sr})^T & r'_r + pL'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{abcs} \\ \dot{I}'_{qdr} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Denklem (3.36) 'deki matris içindeki r'_r ve L'_r akım ve endüktansları aşağıdaki gibidir.

$$r'_j = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{N_s}{N_j}\right)^2 r_j \quad (3.37)$$

$$L'_{jy} = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{N_s}{N_j}\right)^2 L_{jy} \quad (3.38)$$

şeklinde ifade edilir. Buradaki j indisi kq , fd, veya kd olarak kullanılır.

3.5.2 Üç Fazlı Senkron Motorun Moment İfadesi

Elektromanyetik moment temel olarak aşağıdaki bağıntı kullanılarak belirlenir.

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{\partial W_e(i, \theta_r)}{\partial \theta_r} \quad (3.39)$$

Bu ifadeyi genişletirsek senkron motor için elektriksel moment (3.40) daki gibi olur.

$$\begin{aligned} T_e = \left(\frac{P}{2}\right) & \left\{ \frac{(L_{md} - L_{mq})}{3} \left[(i_{as}^2 - \frac{1}{2}i_{bs}^2 - \frac{1}{2}i_{cs}^2 - i_{as}i_{bs} - i_{as}i_{cs} + 2i_{bs}i_{cs}) \sin 2\theta_r \right. \right. \\ & + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{bs}^2 + i_{cs}^2 - 2i_{as}i_{bs} + 2i_{as}i_{cs}) \cos 2\theta_r \left. \right] - L_{md} i'_{kq} \left[(i_{as} - \frac{1}{2}i_{bs} - \frac{1}{2}i_{cs}) \sin \theta_r \right. \\ & - \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{bs} - i_{cs}) \cos \theta_r \left. \right] + L_{md} (i'_{fd} + i'_{kd}) \left[(i_{as} - \frac{1}{2}i_{bs} - \frac{1}{2}i_{cs}) \cos \theta_r + \right. \\ & \left. \left. \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{bs} - i_{cs}) \sin \theta_r \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.40)$$

Moment ve rotor hızı arasındaki bağıntı ise ,

$$T_e = J \left(\frac{2}{p} \right) \frac{d\omega_r}{dt} + b_m \left(\frac{2}{p} \right) \omega_r + T_L \quad (3.41)$$

şeklinde dir. Burada J atalet momentidir ve birimi (kg.m^2) veya (J.sn^2) dir . b_m ise makinanın döner sisteminin sönüm katsayısıdır. Genelde çok küçük olduğu için ihmal edilir.

3.6. Park Dönüşümü

Elektrik makineleri analizlerinde, analizin kolaylaştırılması için yardımcı dönüşümler yapılır. **Park Dönüşümü** de bir yardımcı dönüşümdür. İki eksen dönüşümü diye de bilinen bu dönüşüm senkron makineler için çok kullanışlıdır. Değişkenleri dönüştürmek için kullanılan dönüşüm matrisi (3.42) 'deki gibidir.

$$K_s^r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \theta_r & \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

Burada,

$$\theta_r = \int_0^1 \omega_r(\xi) d(\xi) + \theta_r(0) \quad (3.43)$$

ω_r rotorun ani hızı ξ ise hayali integral değişkenidir. Stator değişkenlerine ParkDönüşümü uygulayabilmek için (3.44) 'deki dönüşüm kullanılır. Bu dönüşümde abcdeğişkenleri **qdO** olarak dönüştürülür.

$$f_{dqOs}^r = K_s^r f_{abcs}^r \quad (3.44)$$

Burada ,

$$\left. \begin{aligned} f_{abcs}^r &= \begin{bmatrix} f_{as}^r & f_{bs}^r & f_{cs}^r \end{bmatrix}^T \\ f_{qdOs}^r &= \begin{bmatrix} f_{qs}^r & f_{ds}^r & f_{Os}^r \end{bmatrix}^T \end{aligned} \right\} \quad (3.45)$$

şeklinde tanımlanır. (5.45) ifadesinde f gerilim akım veya toplam akı olabilir. r indisi değişkenlerin dönüştürüldüğünü gösterir. (3.44) ifadesi (3.8) ' de yerine yazılırsa dönüştürülmüşgerilim ifadesi (4.46) 'daki gibi olur.

$$V_{qdOs}^r = r_s^r i_{qdOs}^r + \omega_r \lambda_{qdOs}^r + p \lambda_{qdOs}^r \quad (3.46)$$

Burada

$$(\bar{\lambda}_{qds}^r)^T = [\lambda_{ds}^r \quad -\lambda_{qs}^r \quad 0] \quad (3.47)$$

şeklindedir.

$$\lambda_{qdos}^r = \begin{bmatrix} L_{\sigma s} + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{\sigma s} + L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & L_{\sigma s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \\ i_{Os}^r \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

olarak belirlenir.



BÖLÜM 4

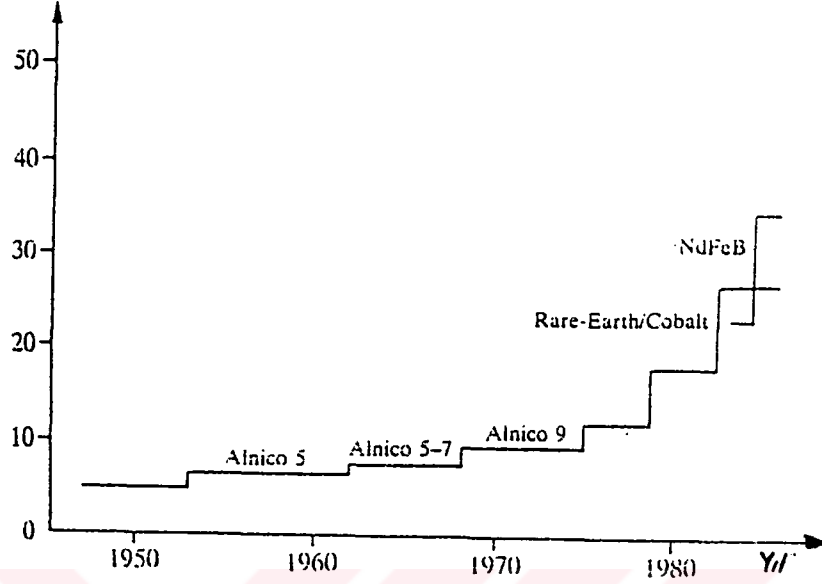
SÜREKLİ MIKNATISLI MALZEMELER VE MOTORLAR

Buraya kadar bahsedilen bölümlerde elektrik makinalarının temel bağıntıları ve prensipleri tanımlanarak senkron makinaların bağıntıları incelendi. Sürekli Miknatıslı Senkron Motor 'un yapısı ve çalışma koşullarının incelenebilmesi için gerekli bu bilgilerden sonra S.M.S.M. 'da kullanılacak olan sürekli miknatıslar hakkında bazı bilgiler vermek ve incelemeler yapmak yararlı olacaktır. Bu bölümde S.M.S.M. 'nin manyetik analizinin yapılabilmesi için gerekli temel bağıntılar ve tanımlamalar verilmiştir.

4.1. Sürekli Miknatısların Gelişimi

Sürekli miknatıslar herhangi bir uyarma m.m.k. olmadan bir manyetik alan üretebilen malzemelere (SM) denir [4],[11]. Sürekli miknatıslar normalde demir, nikel ve kobalt gibi elementlerin alaşımlarından oluşur. Sürekli miknatıslı malzemelerin yıllara göre gelişimi Şekil 4.1. ' de verilmiştir [11]. Sürekli miknatıslar büyük B-H eğrilerine yüksek kalıcı miknatısiyete (**Br**) ve yüksek miknatıslanmayı giderici **Hc** kuvvetine sahiptirler. İlk geliştirilen ticari miknatıs **Al-Ni-Co** miknatıslardır . Bu miknatıslar 1935 'li yıllarda üretilmiştir. 1960 'lı yıllarda **Ferit** miknatıslar 1975 'lerde de **SmCo** üretilmiştir. En son geliştirilen **Neodyum-Iron-Boron** 'dur. Bütün ticari miknatıslar içerisinde en yüksek enerji üretme özelliğine sahiptir.

Bu alaşımların ısıl davranışları malzemenin mekanik sertliğine bağlıdır. Seramik ve **NeFeB** miknatısların herikisinde sıcaklığa duyarlıdır ve özel uygulamalarda 100 °C üstündeki sıcaklıklarda çalışması için dizayn edilmek zorundadırlar. Çok yüksek sıcaklık gerektiren uygulamalarda **Alnico** veya **Rare-Earth-Cobalt** miknatıslar kullanılır. Örneğin 2-17 **Samarium-Cobalt** , 200 °C üzerinde hatta 250 °C 'de bile kullanılabilir.



Şekil 4.1. Maksimum enerjilerine göre sürekli mıknatısların gelişimi .

4.2. Sürekli Mıknatıslı Malzemelerin Sınıflandırılması ve Özellikleri

Sürekli mıknatısların gelişmeleri sürecinde farklı özelliklerde ve farklı malzemelerden birçok çeşit mıknatıs yapılmıştır. Yapılan bu mıknatısları çeşitli özelliklerine göre sınıflandırmak mümkündür. Eğer yapıldıkları malzemelere göre bir sınıflandırma yapılırsa , sürekli mıknatıslı malzemeler, Metal sürekli mıknatıslar , Seramik sürekli mıknatıslar ve Nâdir Toprak mıknatısları olmak üzere üçe ayrılırlar.

4.2.1. Metal Sürekli Mıknatıslar

Çelik sürekli mıknatıslar ilk yapılan metal mıknatıslardandır. Daha sonra değişik alaşımlarla **Bakır-Nikel, Olatin -Kobalt, Demir-Kobalt-Vanadyum** mıknatıslar yapılmıştır. Bu sınıf mıknatıslar genelde **Alüminyum , Nikel ve Kobalt** 'in alaşımları ile yapılırlar. Bugün metal mıknatıslar içerisinde en uygun mıknatıslar Alnico mıknatıslardır. Mıknatısların elektrik makinalarında gerçek anlamda kullanılmaya başlanması bu mıknatısları üretilmesiyle olmuştur.

Al-Ni-Co mıknatısların B_r değerleri büyük $-H_c$ değerleri küçüktür. Bunun için yüzeyleri küçük boyları uzun seçilir. Bu mıknatıslar ile yapılan makinenin çapı büyük boyu kısadır. **Al-Ni-Co** mıknatısların sıcaklığa karşı duyarlılığında oldukça iyidir.

Bunun yanında **Samaryum**, **Paraseodyum** gibi nadir toprak metallerin demir ve **Cobalt** alaşımları ile büyük manyetik enerji yoğunluğuna sahip mıknatıslar yapılmaktadır. Ancak diğer mıknatıslara nazaran daha pahalıdırlar.

4.2.2. Seramik Sürekli Mıknatıslar

Baryum Stronsiyum veya **Kurşun oksitlerin** demiroksitler ile oluşturduğu Hekzagonal ferritler bu tür mıknatıslardır. Ferritlerin kalıcı akı yoğunluğu küçük zorlayıcı alan şiddetleri **Al-Ni-Co** mıknatıslara göre oldukça büyük değerdedir. En çok kullanılan mıknatıslar **Baryum-Ferritlerdir**. Daha iyi özelliklere sahip **Stronsiyum -Ferritler** pahalı daha küçük koersitif alan şiddetine sahip **Kurşun -Ferritler** sağlığa zararlı olduklarından kullanılmamaktadırlar. Bu mıknatısların fiyatları oldukça düşüktür.

Seramik mıknatıslarda mıknatıslanmayı kaldırma eğrisi hemen hemen koersitif alan şiddetine kadar bir doğru olabilmektedir. Bu nedenle durum doğrusu mıknatıslanmayı kaldırma eğrisiyle çakışmaktadır.

4.2.3. Nadir Toprak Elementlerinden Üretilen Sürekli Mıknatıslar

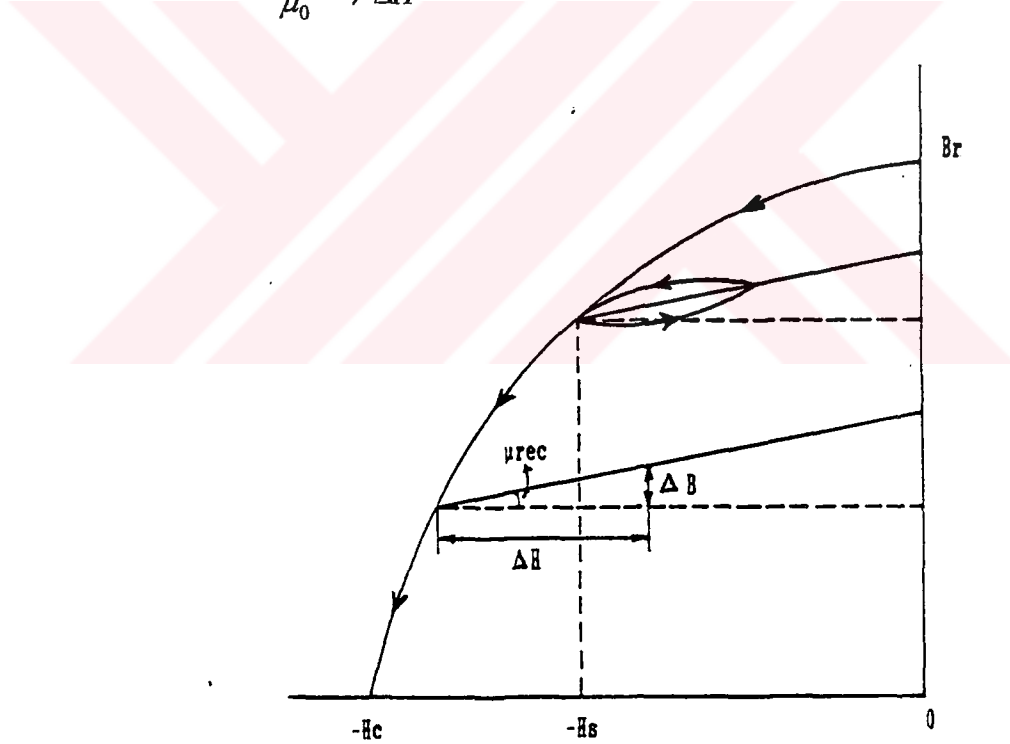
Son yıllarda Sürekli Mıknatıslı Makinalar üzerindeki araştırmaların artmasının sebebi Yüksek enerji yoğunluklu ve kalıcı endüksiyonlu Nadir Toprak Mıknatıslarının geliştirilmesidir. Bu grupta **SmCo** ve **NeFeB** en çok kullanılan mıknatıslardır. **NeFeB** mıknatısının üretim bilgileri (**Şekil 4.8**) 'de verilmiştir.

Seramik Metal ve Nadir Toprak Mıknatısları'nın çeşitli özellikleri **Tablo 4.1** 'de verilmiştir.[11]

Şekil 4.2.a 'da büyük bir m.m.k. uygulandıktan sonra bu kuvvet sifira kadar azaltılırsa akı yoğunluğunun sıfır olmadığı ve B_r atık mıknatisiyetin kaldığı görülür. (Şekil 4.2.b'de mıknatislanma eğrisi üzerinde a noktası)

Eğer H_1 genliğinde ters bir manyetik alan şiddeti uygulanırsa işletme noktası b 'ye kayar. Eğer H_1 tekrar azaltılırsa Şekil 4.2.b 'deki küçük döngü meydana gelir. Pratikte genelde bu döngü bc boyunca doğru şeklinde alınır ve durum doğrusu olarak bilinir. Bu doğru mıknatislığı kaybetme eğrisi üzerindeki a noktası teğeti xay 'ye paralel olarak değişir. Bu durum doğrularının eğimi, Şekil 4.3 'de gösterildiği gibi , manyetik geçirgenlik terimi (recoil permeability) μ_{rec} olarak isimlendirilir. (Şekil4.3).

$$\mu_{rec} = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\Delta B}{\Delta H} \right) \quad (4.1)$$



Şekil 4.3. Mıknatislanmayı kaldırma eğrisi ve durum doğrusunun oluşumu.

Alnico mıknatislar için bu değer $3-5 \mu_0$, ferrit mıknatislar için $1,2 \mu_0$ gibi daha düşüktür. (Tablo 4.1)

4.4. Sürekli Mıknatıslı Manyetik Devrelerin Dizaynı

Elektrik makinalarında sürekli mıknatıslar kullanıldığında genelde manyetik devre Şekil 4.4.a 'da gösterilen hava aralığına sahip sürekli mıknatıslı devre gibidir. Oluşan artık mıknatısiyet yoğunluğu (B_r), Şekil 4.4.b 'de a noktası ile gösterilmiştir. Mıknatıs içinde ve hava aralığında oluşan akı yoğunluğunu hesaplayabilmek için iki varsayım yapılır. Bunlar;

- 1- Hiç kaçak ve saçak akı olmadığı,
- 2- Yumuşak demirin kayıpsız olduğu,

şeklindedir. Ampere Devre Kanunları 'ndan

$$H_m l_m + H_g l_g = 0 \quad (4.2)$$

$$H_m = -\frac{l_g}{l_m} H_g \quad (4.3)$$

Buradan manyetik akı,

$$\Phi = B_m A_m = B_g A_g \quad (4.4)$$

$$B_g = \mu_0 H_g \quad (4.5)$$

Eşitlik (4.2),(4.4) ve (4.5) den

$$B_m = -\mu_0 \frac{A_g l_m}{A_m l_g} H_m \quad (4.6)$$

Burada A_g hava aralığı kesiti, A_m : mıknatıs kesiti, l_m : mıknatıs boyu , l_g : hava aralığı boyu, B_m : mıknatıs akı yoğunluğu, B_g : hava aralığı akı yoğunluğudur.

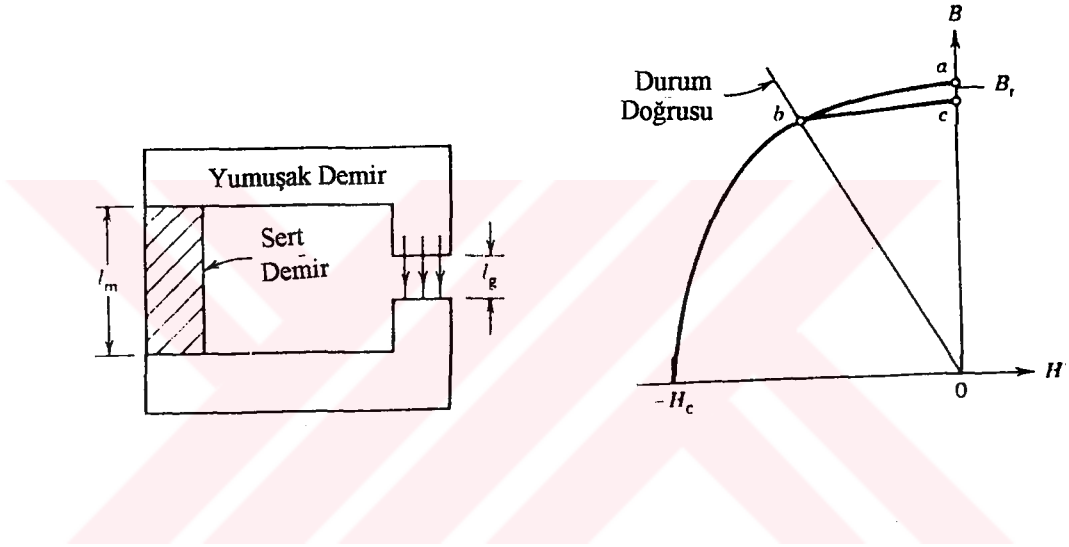
Eşitlik (4.6) , Şekil 4.4.b 'de görülen ob doğrusunu gösterir. ob doğrusunun mıknatıslanmayı kaldırma eğrisini kestiği b noktası hava aralığı içeren mıknatıs malzemesinin işletim değerleri B ve H 'ı belirler. Eğer hava aralığı daraltılırsa işletme noktası bc durum doğrusu üzerinde kayacaktır. Sonuçta sürekli mıknatıslın Şekil 4.4.b. 'deki B - H eğrisinin üzerindeki işletme noktası mıknatıslın boyutları ve hava aralığına bağlıdır.

Eşitlik (4.2),(4.4) ve (4.5) 'den sürekli mıknatıs hacmi ,

$$V_m = A_m l_m = \frac{B_g A_g}{B_m} \cdot \frac{H_g l_g}{H_m}$$

$$= \frac{B_g^2 V_g}{\mu_0 B_m H_m} \quad (4.7)$$

Burada hava $v_g = A_g l_g$ aralığı hacmidir. v_g hacmindeki hava aralığı B_g akı yoğunluğu üretilir.



Şekil 4.4. Hava aralığına sahip mıknatıs ve B-H eğrisi

4.5. Sürekli Mıknatısların Elektrik Makinalarında Kullanılması

Elektrik makinelerinde moment genellikle akı ve akıma bağlı olarak üretilir. Gerekli olan akıyı elde etmek için gerekli manyetik alan, bir sargıdan geçirilen uyarma akımı ile, mutlak sıfıra kadar soğutulmuş bir sargıya uygulanan akım darbesi ile veya sürekli mıknatıslar ile sağlanır. [4]

Bu yöntemlerden en uygun ve kullanışlı olanı sürekli mıknatıslarla oluşturulan akıdır. Çünkü uyarma sargısı kullanıldığında fırça ve kollektör düzenlerine ihtiyaç vardır. Sargıdaki ve fırçadaki kayıplar verimi düşürür. Ayrıca ilave bir kaynağa ihtiyaç gösterir. Bu alanı üretmek için en verimli yollardan biride süperiletken

mıknatıslar veya süperiletkensargıların kullanılmasıdır. Sürekli olarak soğutulan mıknatıslar ve sargılar ile yüksek alanlar oluşturmak mümkündür. Ancak kullanımlarını sınırlayan en önemli faktörler arasında sargıların soğutma ve izolasyon zorluklarının yanında pahalı olmalarıdır.

Gerçek anlamda elektrik makinalarında mıknatıs kullanımı oldukça eski uygulamalarda bile görülür. 1940 'lı yıllarda ilk olarak **Al-Ni-Co** mıknatıslar elektrik makinalarında kullanılmaya başlandı. Bu mıknatısın zorlayıcı alan şiddeti küçük olması sebebiyle makinanın aksenal boyu uzun yapılmıştır. Yapılan bu makinada uyarma kayıpları olmadığı ve reaktif güç çekmediği için makinanın verimi yükselmiş ve bunun için bu uygulama oldukça ilgi çekmiştir. Bu ilgi bu konuda yapılan araştırmalara hız verilmesini sağlamıştır.. Fakat bilgisayarların ve sayısal yöntemlerin henüz geliştirilemiş olması yapılan her tasarımın prototip olarak denenmesini gerektirmiş ve bu da maliyeti arttırmıştır. Bu sebeple bu konudaki çalışmalar bir süre yavaşlamıştır.

1984 yılında yüksek enerjili **Neodyum-Iron-Boron (NeFeB)** mıknatısının üretilmesi , bilgisayarların ve Sonlu Elemanlar ,Sonlu Farklar, Sınır Elemanları gibi sayısal yöntemlerin geliştirilmesi ile Laplace ve Poission denklemlerinin çözümü kolaylaşmıştır. Bu gelişmeler Sürekli Mıknatıslı Motorlar üzerindeki çalışmalara yeni bir yön vermiş , böylece makinatasarımları kolaylaşmış ve gereksiz prototip üretimi önlenerek maliyetler biraz düşürülmüştür.

Sürekli mıknatısların boyutlarının belirlenmesi ve makineye yerleştirilmesinde önemli olan iki kriter vardır.

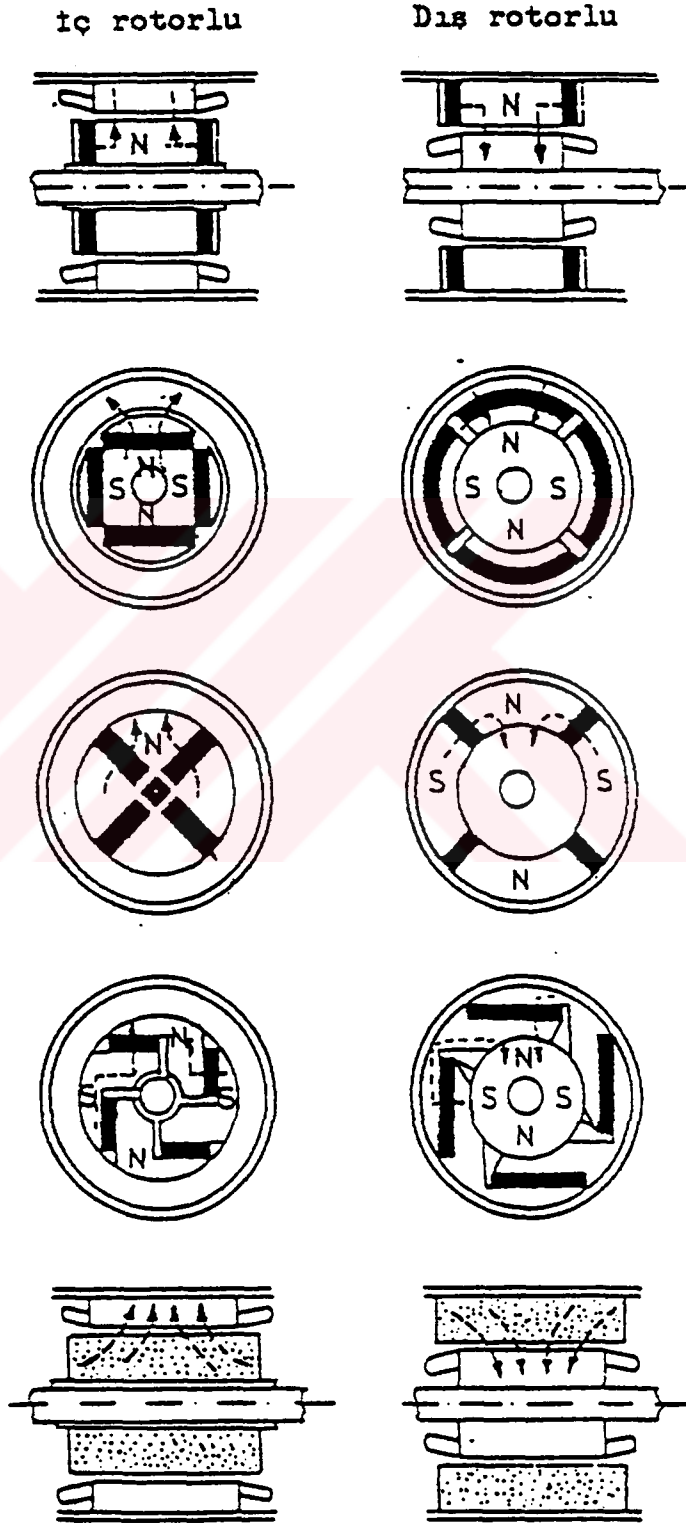
1- Hava aralığındaki akı yoğunluğunun değeri makinede kullanılan demir ve bakırın en iyi şekilde kullanılmasını sağlayacak büyüklükte olmalıdır.

2- Sürekli mıknatıslar , makinedeki sargı alanlarının mevcut mıknatısın mıknatıslığını kaldırmamasına dikkat edilmelidir.[3],[7]

Alnico mıknatısların B_r değerleri büyük $-H_c$ değerleri küçüktür. Bunun için yüzeyleri küçük boyları uzun seçilmelidir. Bu mıknatıslar ile yapılan makinenin çapı büyük boyu kısadır.

Ferrit mıknatısların kalıcı akı yoğunlukları küçük $-H_c$ değerleri büyüktür. Hava aralığında yeterli akı yoğunluğu oluşturabilmek için ferrit mıknatısların boyları kısa yüzeyleri büyük seçilir. Yeterli hava aralığı akısını oluşturabilmek için Akı

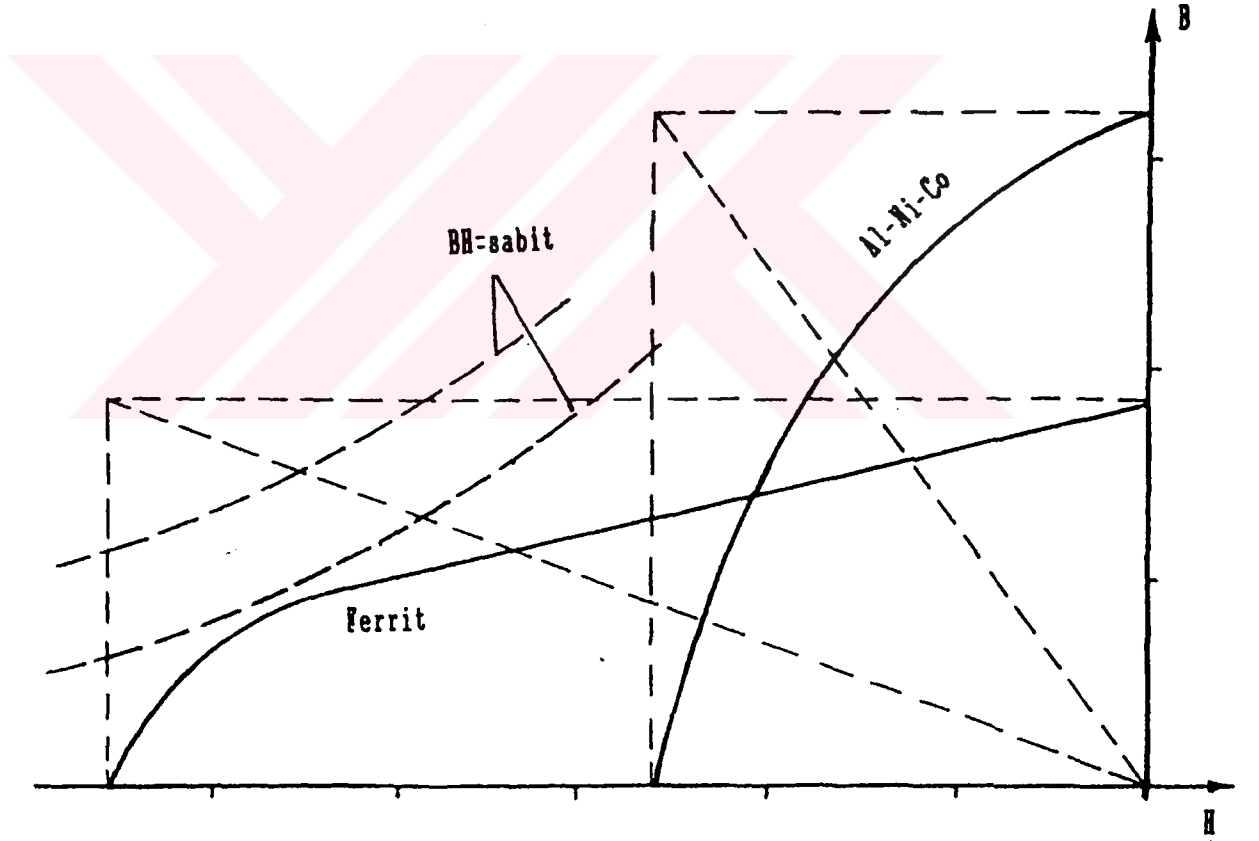
Yoğunlaştırma Yöntemi kullanılır. Şekil 4.5. 'de akı yoğunlaştırma yöntemi uygulanmış makine tasarımları gösterilmiştir. [11]



Şekil 4.5. Akı yoğunlaştırma yöntemi uygulanmış dört kutuplu makine tasarımları

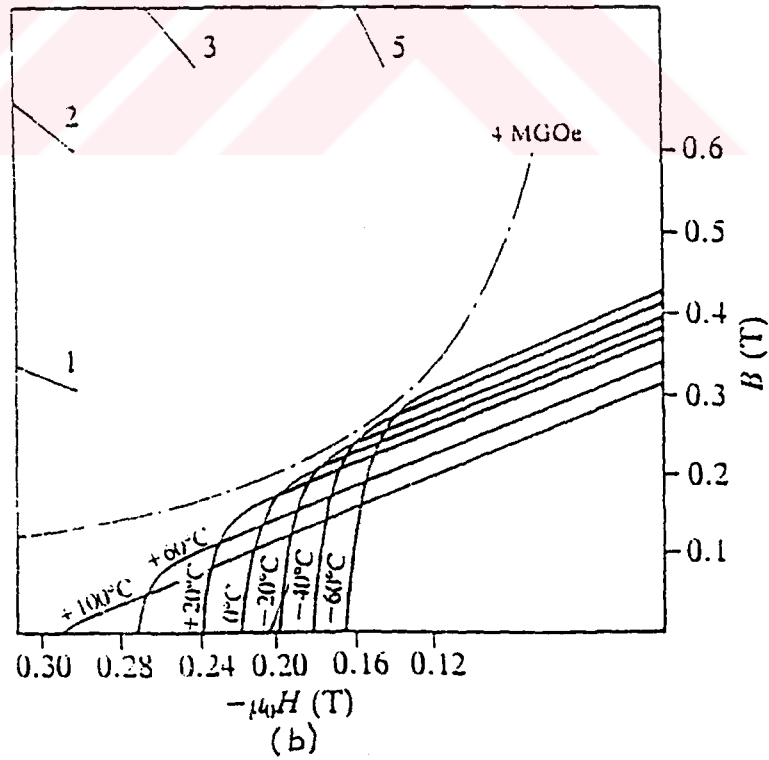
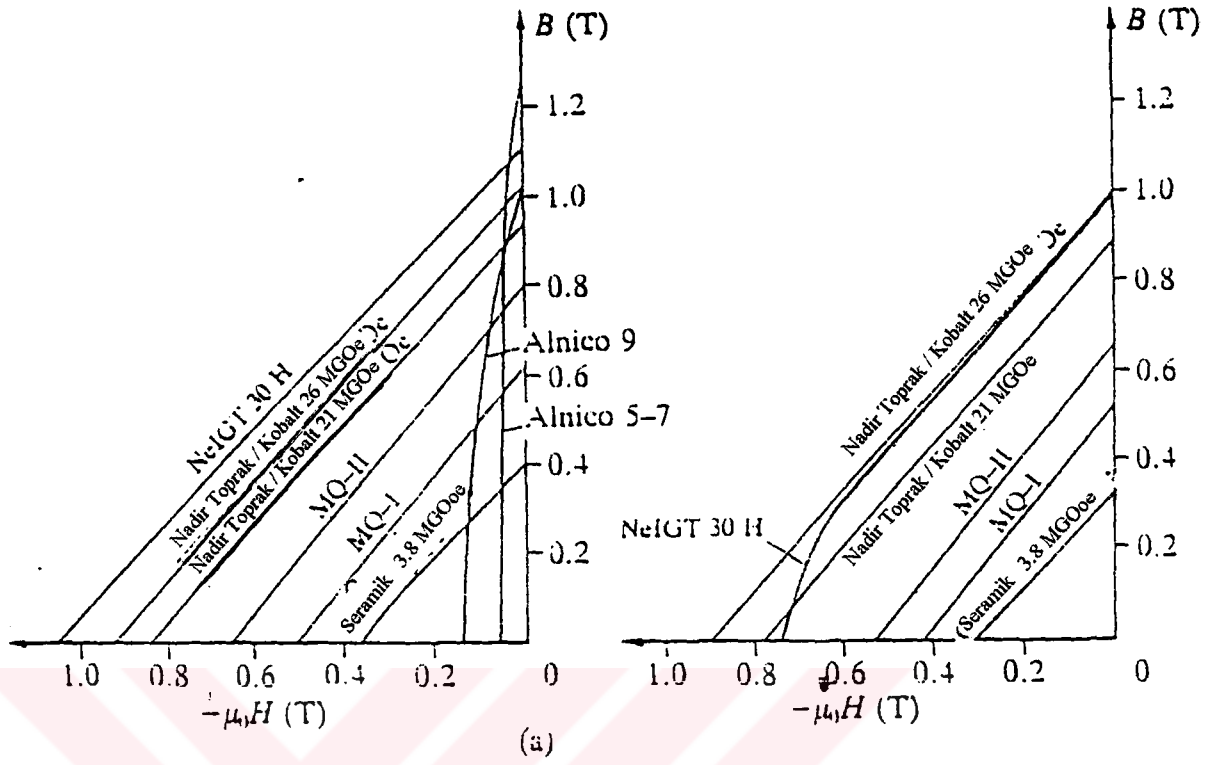
Alnico mıknatıslarda **Br** ve **Hc** eğrisi üzerine kurulan dikdörtgenin orijinden geçen köşegeninin mıknatıslanmayı kaldırma eğrisini kestiği nokta en büyük magnetik enerji yoğunluğunun olduğu noktadır.

Ferrit mıknatis 'larda köşegen yöntemi ile en büyük enerji yoğunluğunun olduğu nokta bulunamaz. Mıknatıslanmayı kaldırma eğrisi farklı olan bu mıknatıslarda daha doğru sonuç için enerji yoğunluğunun sabit (**BH= sabit**) olduğu hiperboller çizilir. Bu hiperbollerin **BH** sabiti en büyük olanın mıknatıslanmayı kaldırma eğrisini kestiği noktası olarak alınır. (Şekil.4.6)

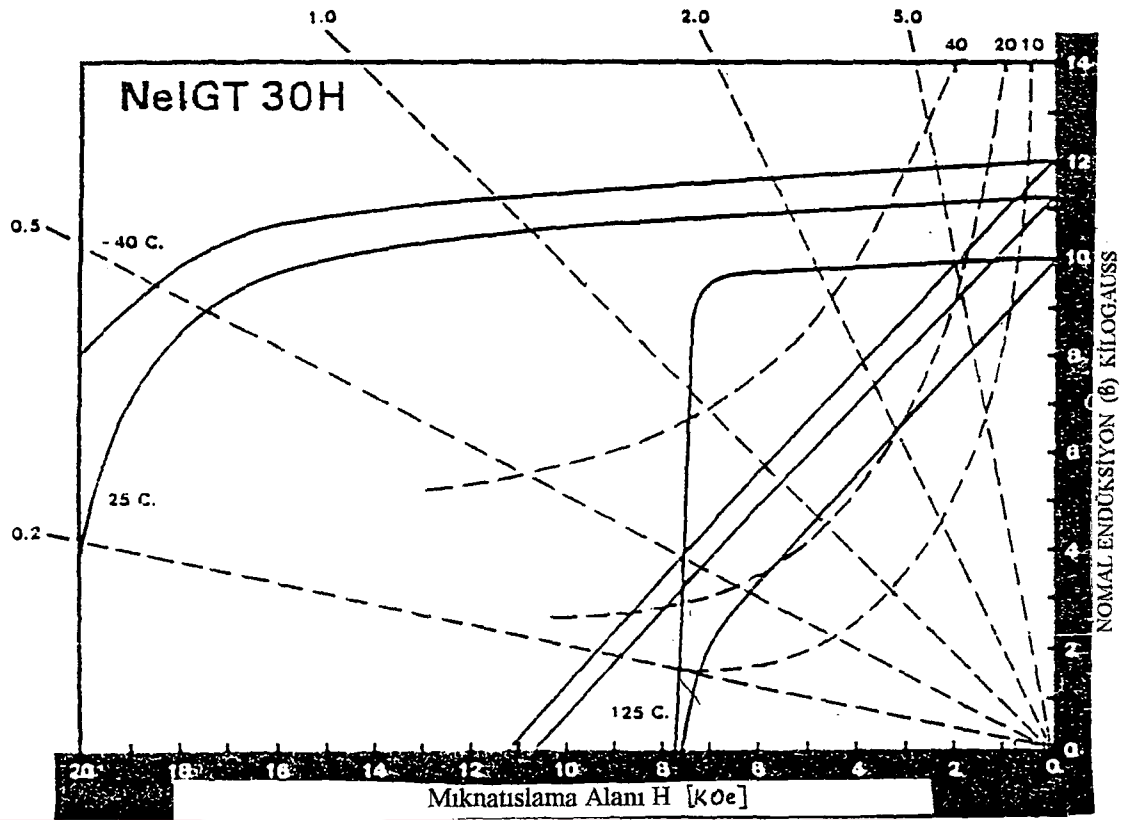


Şekil 4.6. Alnico ve Ferrit mıknatıslara ait **(BH)max** değerlerinin belirlenmesi.

Çeşitli mıknatıslar için mıknatıslanmayı kaldırma eğrileri Şekil 4.7. 'de verilmiştir.[11]



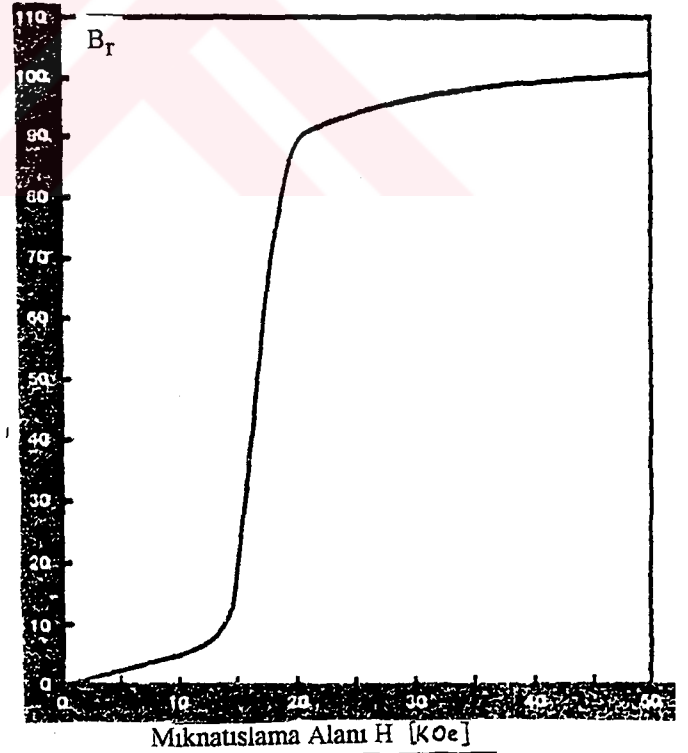
Şekil 4.7. (a) 25 C ' de değişik mıknatısların mıknatıslanmayı kaldırma eğrileri, (b) Yüksek enerjili mıknatısların ısıl davranışları.



IG Technologies, Inc.
405 Elm Street
Valparaiso, Indiana 46383 U.S.A
(219) 462-3131

MIKNATISLIĞI KAYBETME EĞRİLERİ

Manyetik Karakteristikler		NeIGT 30H
Artık Miknatısiyet Br	(kOe) (mT)	11.2 1120
Giderken Kuvvet Hc	(kOe) (kA/m)	10.6 810
	(MOe) (MJ/m)	30 240
Maks. Enerji Yoğunluğu (BH)	(kOe) (kA/m)	>30.0 >2765
Miknatıslayıcı Kuvvet Hs	(ΔB/ΔH)	1.1
Tersinir Sıcaklık katsayısı		10
Yoğunluk	(lb/in) (g/cm)	268 7.4
Curie Sıcaklığı (C.)		310
Malzemenin Elektriksel Direnci	(microhm cm)	150



Şekil 4.8. Neodyun- Iron -Boron miknatısının üretim bilgileri

4.5.1. Sürekli Mıknatıslı Motorların Gelişmesi

İlk yapılan elektrik makinalarında uyarma alanı sürekli çelik mıknatıs ile elde edilmekteydi. 1866 yılında **Siemens** tarafından kendi kendine uyarılan doğru akım generatörünün yapılması büyük elektrik makinalarının üretimine geçişi sağlamıştır. Ancak bundan sonra uzun yıllar sadece saat motorları, oyuncak motorları gibi küçük uygulamalarda kullanılmıştır. 1940 'lı yıllarda **Al-Ni-Co** alaşımli sürekli mıknatısların bulunması yeniden sürekli mıknatıslı makinaların yapımına yol açmıştır.[11]

1950 'li yıllarda **Baryum, Stronsiyum** veya **Kurşun**'un demir oksitle oluşturduğu ferrit mıknatısların bulunması ve geliştirilmesi bu mıknatısların elektrik makinalarında kullanılmasına yol açmıştır.

1953 yılında **F.W.Merril Al-Ni-Co** mıknatıslarla uyarılmış bir senkron motor geliştirmiştir. Bu motor "**Merril Motoru**" olarak adlandırılır. Standart bir asenkron motorun rotoruna kafes içinde kalan bölüme **Alnico** mıknatıs blokları yerleştirilmiştir. Stator yapısı ve dış ölçüleri değişmediğinden bu motorun kullanılması kolay olmuştur.

J.F.Douglas "Merril" Motorlarını akım yer eğrileri ile incelemiştir. Bu inceleme sonunda daha iyi özelliklere sahip olan ve ucuz sürekli mıknatısların üretimiyle daha uygun çalışma karakteristikleri olan senkron motorların yapımının mümkün olduğu söylenmiştir.

D.P.M. Cahill "Merril" motorlarının istenen davranışlara sahip olabilmeleri için gerekli tasarım kriterini vermiştir.

F.Falk Alnico mıknatısların özelliklerini düzelttiğini "**Merril**" motorlarının unutulmadan, daha iyi özelliklerde, yapılmalarına çalışılması gerektiğini savunmuştur.

W.Volkrodt, 1962 yılında ferrit mıknatıslar ile uyarılmış bir senkron makina gerçekleştirmiştir. [4]

4.5.2. Sürekli Mıknatıslı Sekron Motor Tipleri

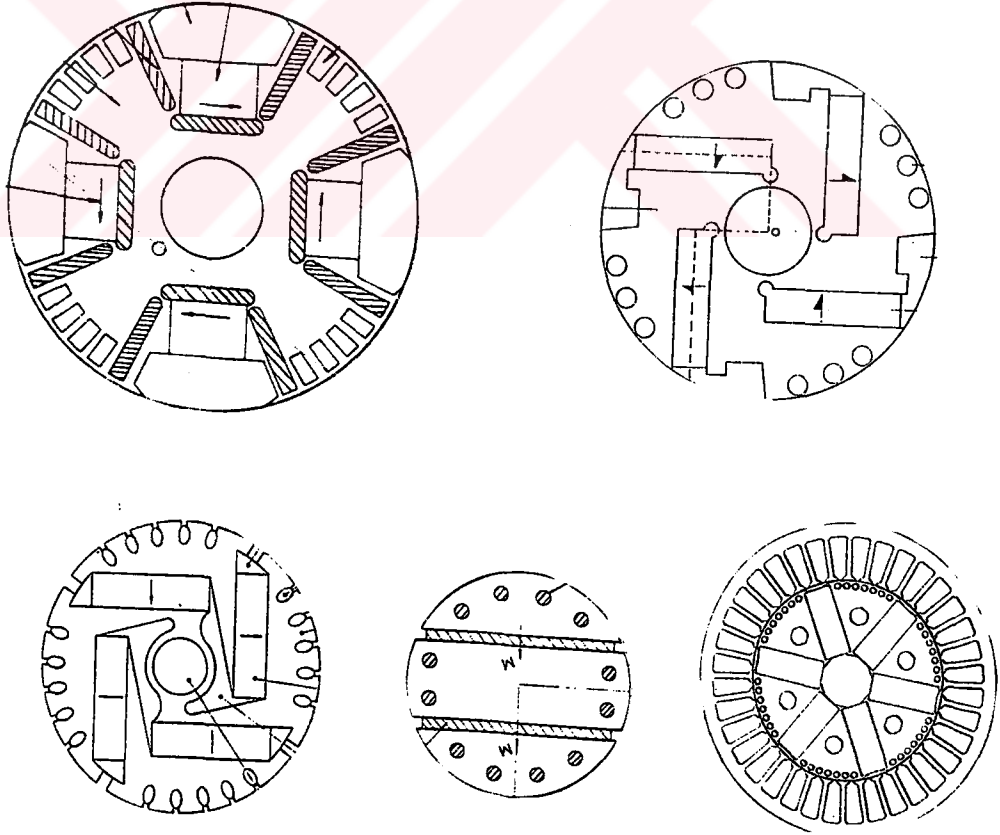
Son yıllarda elektrikli tahrik motorlarında çokönemli gelişmeler olmuş ve değişik tasarımlarda motorlar yapılmıştır. Bunların arasında mıknatıslı motorlar da vardır. Geliştirilen mıknatıslı motorların bazılarını ; Fırçasız Doğru Akım Motoru ,

Sürekli mıknatıslı Senkron Motor, Sürekli Mıknatıslı Adım Motoru, Sürekli Mıknatıslı Lineer Motor şeklinde sıralayabiliriz. Bu motorların yapısı , çalınma ilkesi ve karakteristikleri birbirinden farklıdır.

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar genelde iki tipte yapılırlar.

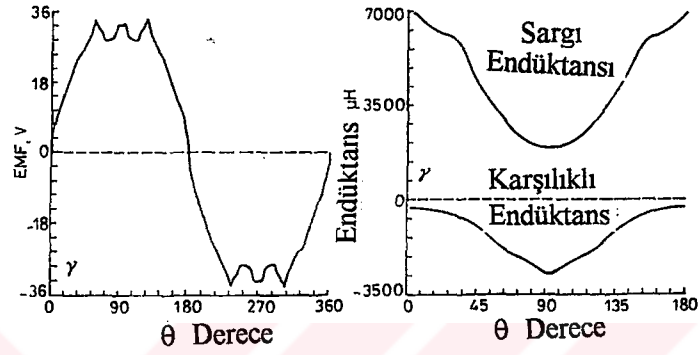
- 1-) Mıknatıslar rotor içine gömülerek yapılan motorlar ,
- 2-) Mıknatıslar rotor yüzeyine yerleştirilerek yapılan motorlar.

Mıknatıslar rotorun içine yerleştirilen makede hava aralığı sabittir. Bu makinelerde değişik tasarımlarla akı yoğunlaştırma yöntemi kullanılır. Bir kutup altındaki akı mıknatıs yüzeyindeki akıdan daha büyük olacak şekilde makina tipleri yapılabilir. Bu tip rotorların değişik konfigürasyonları Şekil 4.9 'da gösterilmiştir. Bu tip motorlarda hava aralığı eşittir. Motor yüksek hızlı uygulamalar için dizayn edilirler. Bu motorlarda mıknatısların rotorun içerisine yerleştirmesi en büyük tasarım ve üretim zorluğudur.



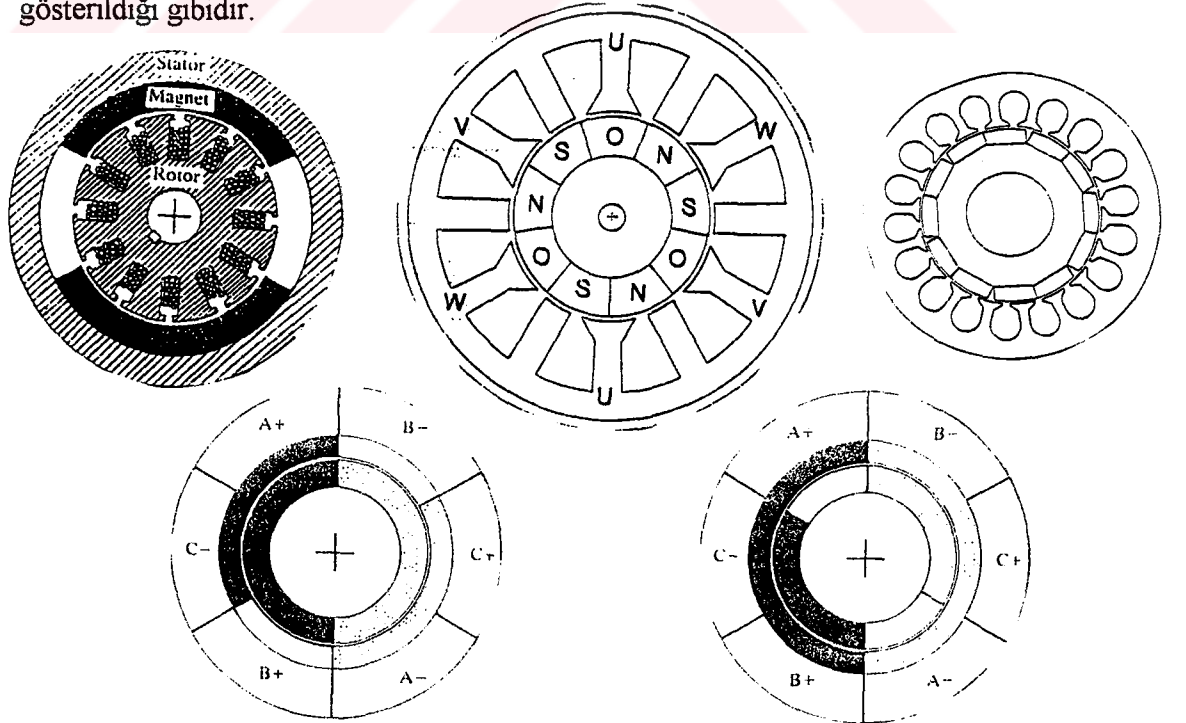
Şekil 4.9. Mıknatısları rotor içine gömülü tasarım.

Mıknatısları rotor içine yerleştirilmiş motor tiplerinde hava aralığında endüklenen elektromotor kuvveti (e.m.k.) yaklaşık olarak sinüsoidal şekilde değişir (Şekil 4.10).



Şekil 4.10. Mıknatısları rotor içine yerleştirilmiş motor için hava aralığı e.m.k.'i.

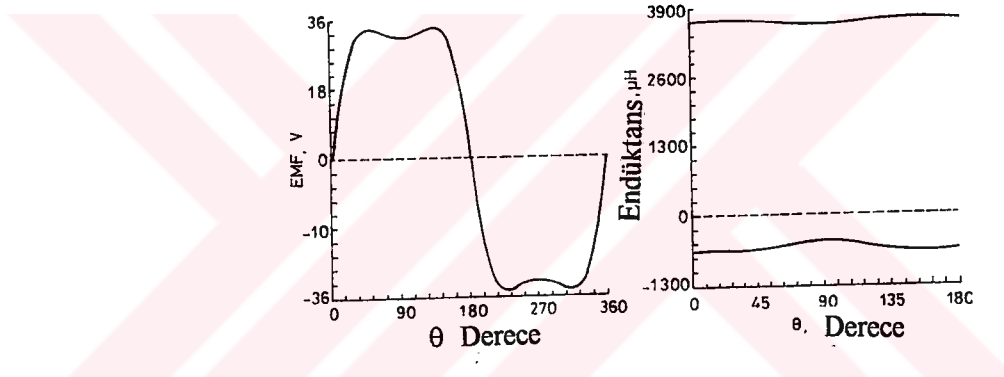
Mıknatısları rotor yüzeyine yerleştirilmiş motor tipleri ise Şekil 4.11 'de gösterildiği gibidir.



Şekil 4.11. Mıknatıslar rotor yüzeyine yerleştirilmiş tasarım.

Bu tip motorlar genelde çıkık kutuplu yapılırlar ve hava aralığı endüksiyonu idealde karedalga şeklindedir. Bu tasarımda mıknatıslar rotor yüzeyine kuvvetli yapıştırıcılarla yapıştırılırlar. Mıknatısların yerinden kopmaması için genellikle bu tür tasarımlar düşük hızlı uygulamalar için dizayn edilirler . Yüksek hızlı uygulamalar için mıknatısları rotorun içine gömülü tasarım kullanılır.

Mıknatısları rotor yüzeyine yerleştirilmiş motor tiplerinde hava aralığında endüklenen elektromotor kuvveti (e.m.k.) ise karedalga şeklinde değişir. (Şekil 4.12). Hava aralığı (e.m.k.) farklı olan bu ikifarklı tasarıma göre yapılan farklı iki motorun işleme karakteristikleri nin de farklı olacağı açıktır.



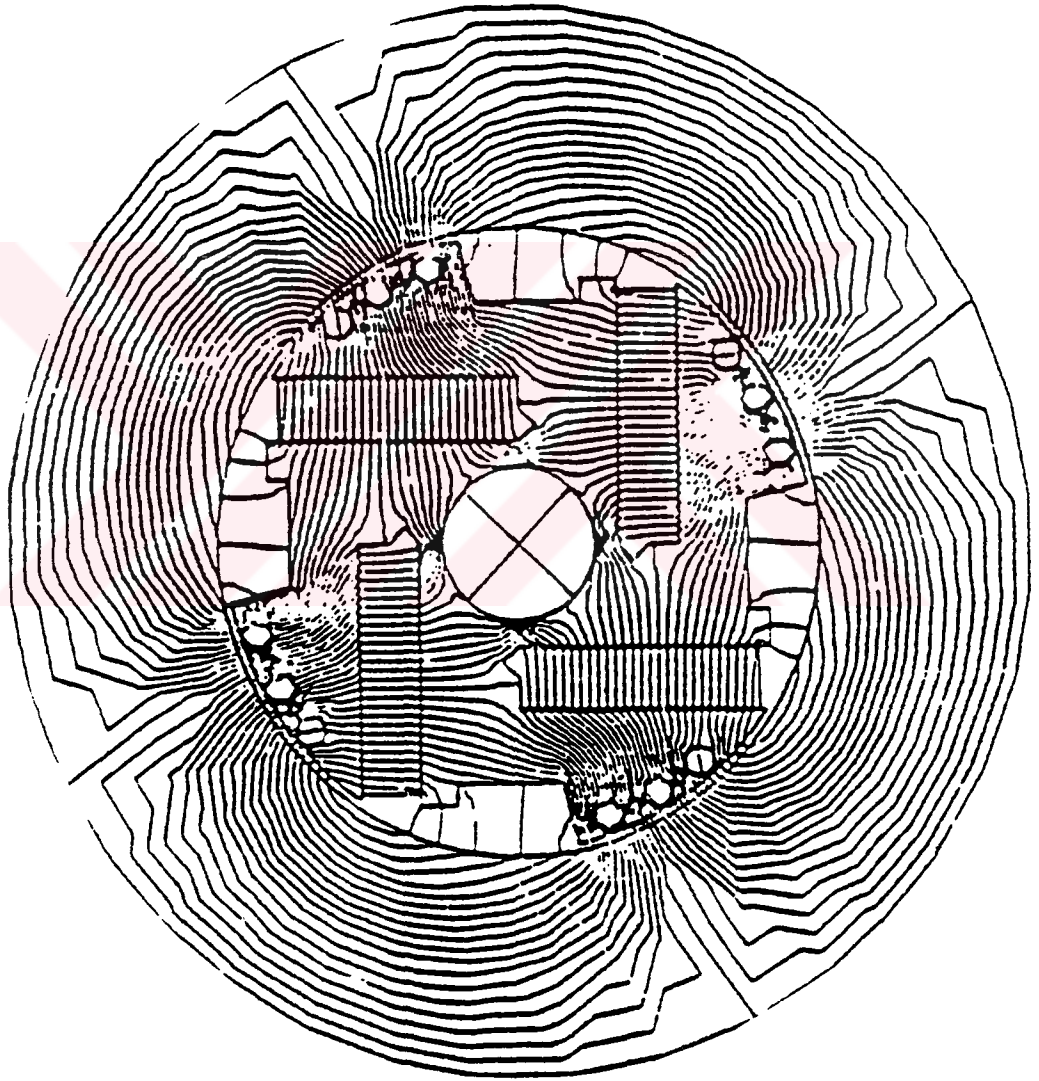
Şekil 4.12. Mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirilmiş tasarım için hava aralığı e.m.k.

4.5.3. Rotor Kısadevre Çubukları

Her iki tasarımda rotorda kalkış için kısa devre çubukları bulunur. Bu kısa devre çubukları kalkışta senkron hıza erişinceye kadar makinede asenkron moment bileşeni etkisi göstererek yolalma momentini üretirler. Makina bu kısadevre çubukları sayesinde senkron hıza ulaşınca kadar asenkron motor gibi çalışır. Ayrıca senkron hızda ani moment değişikliklerinde makinanın senkronizmden ayrılmasını önleyerek akımdaki dalgalanmaların olmamasını sağlarlar. Kısadevre çubuklarının makinaya yerleştirilmesi oldukça zor olup makinada ek kayıplara ve mıknatısta mekanik zorlanmalara yol açarlar.[5]

Bazı yüksek hızlı uygulamalarda makinanın senkron hıza ulaşması ve devir sayısı ayarı için özel kontrol devreleri geliştirilir. Bu tip uygulamalarda kısadevre çubuklarına ihtiyaç yoktur.[5]

Sürekli mıknatıslarla uyarılan makinelerde hava aralığı akı dağılımı genelde rotora mıknatısların yerleştirilme konumuna bağlı olarak değişiklik gösterir. Örnek olarak Şekil 4.13.' de sürekli mıknatıslarla uyarılan bir makinanın akı dağılımı verilmiştir.



Şekil 4.13. SMSM akı dağılımları.

4.6. Karedalga ve Sinüsoidal Endüksiyonlu Mıknatıslı Senkron Motorlar

Sürekli mıknatıslı makineler hava aralığı indüksiyonu tasarımlarına göre karedalga ve sinüsoidal şekilde değişir.

Hava aralığı indüksiyonu karedalga şeklinde değişen tasarımların karakteristikleri doğru akım şönt makina karakteristiklerine benzer ve genellikle fırçasız doğru akım makinası olarak isimlendirilirler.. Fakat bu makina doğru akım makinası olmayıp bir senkron makinedir. Bu makinalarda sabit bir moment üretimi için makinanın stator sargılarının yoğunlaştırılmış ,stator gerilimlerinde karedalga şeklinde 120° faz farklı olmalıdır. Mıknatıslar ise 180 derecelik kutup yayları şeklinde rotor yüzeyine yerleştirilmelidir. Makinanın kontrolü için ,rotor hızı ve konumu bilinmeli ,bu bilgilere göre stator gerilimleri frekansı rotor hızı ile senkronize çalışmalıdır.

Hava aralığı indüksiyonu sinüsoidal şekilde değişen tasarımlarda Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM) olarak isimlendirilirler. Bu makinada sinüsoidal dağıtılmış stator sargılarına sahiptir. Düzgün bir moment üretebilmek için stator gerilimlerin sinüsoidal olması gereklidir. Bu makinalar normal senkron motorlar gibi sabit hız isteyen uygulamalarda kullanılır.

BÖLÜM 5

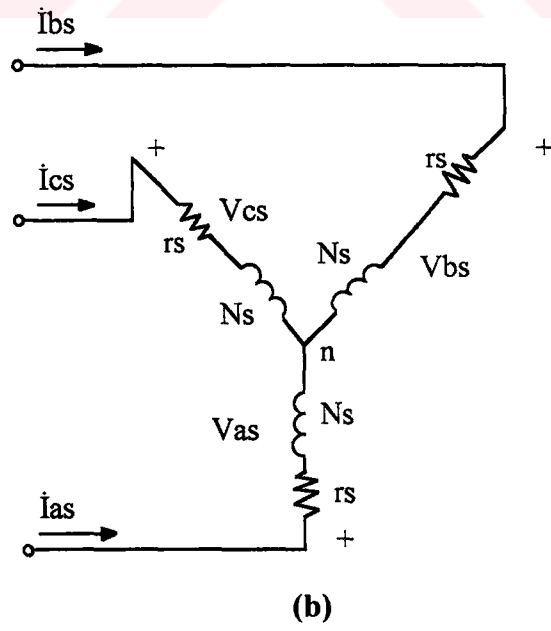
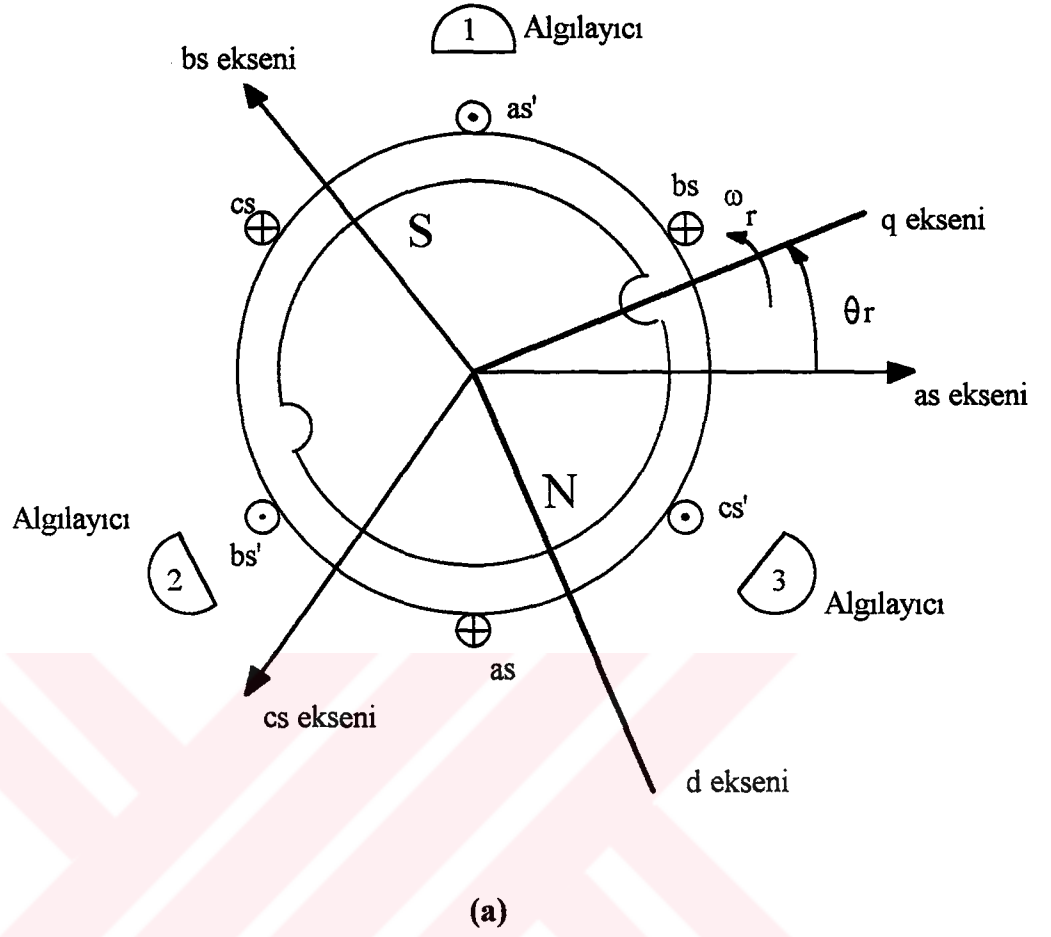
SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN ANALİZİ

Bölüm 2 ve **3** 'te temel prensipleri ve yapılarıyla gerilim , moment, devir sayısı gibi parametreleri ve eşdeğer devresi incelenen senkron makineler, Bölüm 4 'te özellikleri incelenerek özet bilgi verilen sürekli mıknatıslar ile dizayn edilebilirler. Bu tip makineler **Sürekli Mıknatıslı Senkron Makina (SMSM)** olarak isimlendirilirler. Bu makinelerin karakteristikleri bilinen senkron makinelerin karakteristiklerinden oldukça farklıdır.

Bu bölümde, **Bölüm 4** 'te tanıtilen Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor 'un makina parametrelerine göre çalışma koşulları, gerilim eşitlikleri , moment eşitlikleri ve moment-hız eğrileri incelenip bu makinanın doğru akım şönt motora benzerlikleri araştırıldı.

5.1. Makina Değişkenlerine Göre Gerilim ve Moment Eşitlikleri

2 Kutuplu Sürekli mıknatıslı senkron makine makine modeli **Şekil 5.1** ' de gösterildiği gibidir. Makina **3 fazlı** yıldız bağlı stator sargıları ve sürekli mıknatıslı bir rotora sahiptir. Stator sargıları 120° faz farklı yerleştirilmiştir. Her sargının eşit N_s sarım sayısı ve r_s sargı direnci vardır. Yapılan analizlerde stator sargılarının sinüzoidal dağıldığı kabul edilir.[8]. **Şekil 5.1** ' de gösterilen üç algılayıcı **Hall Effect** algılayıcılarıdır. Önemli uygulamalarda stator , rotor hızına uygun frekansta anahtarlanan inverterden beslenir. Sensörler rotor hızını belirlemek için kullanılır. Rotorun N kutbu sensörün altına geldiğinde çıkışı sayısal olarak "1" S kutpu sensörün altına geldiğinde çıkışı sayısal olarak "0" olur. Bu sensörlerin çıkışına göre inverterler için anahtarlama kontrol birimleri lojik devrelerle dizayn edilir. Yapılan makinelerde algılayıcılar stator sargılarında dış şaft üzerine yerleştirilen bir halka üzerinde konumlandırılır. Bu sensörlerin kullanımına sonraki bölümlerde değinilecektir.



Şekil 5.1. a- 2 Kutuplu Sürekli Miknatıslı Senkron makina
b- Makina stator sargıları

Yapılacak analiz için sürekli mıknatıslı motorun sabit akım kaynağından uyarılan sargı etkisi gösterdiği düşünülecek. [8],[9]. Bu analizde aşağıdaki kabuller yapılır.

- 1- Doyma etkisi ihmal edilir.[8].
- 2- Makina açık-devre stator faz gerilimleri yaklaşık sinisoidal olacak şekilde dizayn edilir. [8],[3].
- 3- Büyük armatür akımlarında mıknatısın mıknatıslığının kaybolmayacağı düşünülür.[10]

İlk olarak Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun davranışlarını tanımlamakta kullanılan gerilim ve moment eşitlikleri tanımlanır.

5.1.1. Genel Gerilim Eşitlikleri

Makina için bilinen stator gerilim eşitlikleri

$$\begin{aligned} V_{as} &= r_s \cdot i_{as} + p \cdot \lambda_{as} \\ V_{bs} &= r_s \cdot i_{bs} + p \cdot \lambda_{bs} \\ V_{cs} &= r_s \cdot i_{cs} + p \cdot \lambda_{cs} \end{aligned} \quad (5.1)$$

şeklinde yazılır. Bu ifadeler toplu halde

$$V_{abcs} = r_s \cdot i_{abcs} + p \cdot \lambda_{abcs} \quad (5.2)$$

olarak gösterilir. Bu gösterimde,

$$(f_{abcs})^T = [f_{as} \quad f_{bs} \quad f_{cs}] \quad (5.3)$$

$$r_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

dir. Burada f herhangi bir gerilimi akımı veya toplan akıyı gösterebilir ve $p = \frac{d}{dt}$ türev operatörüdür. Rotor fuko akımlarının ihmal edildiği farzedilerek toplam akı ifadesi aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\bar{\lambda}_{abcs} = L_s \cdot \bar{I}_{abcs} + \bar{\lambda}_m \quad (5.5)$$

(5.5) ifadesinin genişletilmiş şekli:

$$\begin{aligned}\bar{\lambda}_{as} &= L_s \cdot \bar{i}_{as} + \bar{\lambda}_m \\ \bar{\lambda}_{bs} &= L_s \cdot \bar{i}_{bs} + \bar{\lambda}_m \\ \bar{\lambda}_{cs} &= L_s \cdot \bar{i}_{cs} + \bar{\lambda}_m\end{aligned}\quad (5.6)$$

dir. Buradaki L_s , (5.7) ifadesinde $\bar{\lambda}_m$ 'de (5.8) ifadesinde tanımlanmıştır. "-" üst sembolü vektör anlamındadır.

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{\sigma s} + L_A - L_B \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right) & L_{\sigma s} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \pi) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_r + \pi) & L_{\sigma s} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

$$\bar{\lambda}_m = \lambda_m \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

(5.7) ifadesinde L_A ve L_B de Şekil 3.10 'da gösterildiği gibidir. (5.8) ifadesinde ki λ_m stator sargılarından bakıldığında sürekli mıknatıs tarafından oluşturulan akının genliğidir. Diğer bir deyişle $p\lambda_m$ nin büyüklüğü her stator faz sargısının içinde endüklenen açık devre geriliminin büyüklüğüdür. θ_r zamanın fonksiyonu olarak rotor pozisyonunun açısını ve $L_{\sigma s}$ 'de her faz sargısının kaçak indüktansdır. Sürekli mıknatıslı rotorun damper sargılarının etkisi ve rotorun ferromanyetik parçaları üzerinde akan fuko akımları ihmal edilmiştir.

5.1.2. Genel Moment Eşitlikleri

Sürekli mıknatıs tarafından stator sargılarında endüklenen gerilim sinüsoidal olduğu farzedilerek elektromanyetik moment (3.40) denkleminde $L_{md} \cdot i_{fd}$ yerine λ'_m kullanılarak ve damper sargılarının olmadığı düşünülerek aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_e = \left(\frac{P}{2} \right) \left\{ \frac{(L_{md} - L_{mq})}{3} \left[(i_{as}^2 - \frac{1}{2}i_{bs}^2 - \frac{1}{2}i_{cs}^2 - i_{as}i_{bs} - i_{as}i_{cs} + 2i_{bs}i_{cs}) \sin 2\theta_r \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{bs}^2 i_{cs}^2 - 2i_{as}i_{bs} + 2i_{as}i_{cs}) \cos 2\theta_r \right] + \lambda_m' \left[(i_{as} - \frac{1}{2}i_{bs} - \frac{1}{2}i_{cs}) \cos \theta_r \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{bs} - i_{cs}) \sin \theta_r \right] \right\}$$

(5.9)

Burada L_{md} ve L_{mq} sırasıyla (3.17) ve (3.18) ifadesindeki gibidir. Moment ve rotor hızı arasındaki bağıntı ise ;[9]

$$T_e = J \left(\frac{2}{P} \right) \cdot p \cdot \omega_r + b_m \left(\frac{2}{P} \right) \cdot \omega_r + T_L \quad (5.10)$$

şeklinde dir. (5.10) ifadesinde J yüke bağlı atalet momentidir ve birimi kilogram -metrekare (kg.m^2) dir. T_L yük momenti ve b_m makina ve dönen sistemin sönüm katsayısıdır. b_m 'in birimi mekanik dönmenin her radyanında N.m.s olarak tanımlanır ve gerçekte çok küçük olduğu için genelde ihmal edilir.

5.2. Park Dönüşümüne Göre Gerilim ve Moment Eşitlikleri

Elektrik makineleri analizlerinde, analizin kolaylaştırmak için yardımcı dönüşümler yapılır. **Park Dönüşümü** 'de bir yardımcı dönüşümdür. İki eksen dönüşümü diye de bilinen bu dönüşüm senkron makineler için çok kullanılıştır. Gerilim ve moment eşitliklerini **Park** dönüşümüyle dönüştürmek için **Bölüm 3.6** 'deki (3.42)-(3.48) ifadeler kullanılır.

Rotora indirgenmiş gerilim eşitlikleri toplu şekilde (3.46) 'dan aşağıdaki şekilde yazılır.

$$V_{qdOs}^r = r_s^j r_{qdOs}^r + \omega_r \lambda_{qds}^r + p \lambda_{qdOs}^r \quad (5.11)$$

Bu ifadenin genişletilmiş şekli (5.12)' deki gibidir.

$$\left. \begin{aligned} V_{qs}^r &= r_s^j i_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r + p \lambda_{qs}^r \\ V_{ds}^r &= r_s^j i_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r + p \lambda_{ds}^r \\ V_{Os}^r &= r_s^j i_{Os}^r + p \lambda_{Os}^r \end{aligned} \right\} \quad (5.12)$$

Burada,

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{qs}^r &= L_q i_{qs}^r \\ \lambda_{ds}^r &= L_d i_{ds}^r + \lambda_m \end{aligned} \right\} \quad (5.13)$$

$$\lambda_{Os}^r = L_{os} i_{Os}^r \quad (5.14)$$

Bu ifadeler matrisel formda (5.15) 'deki gibidir.

$$\lambda_{qdos}^r = \begin{bmatrix} L_{os} + L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{os} + L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & L_{os} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \\ i_{Os}^r \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

(5.13) ifadesinde $L_q = L_{os} + L_{mq}$ ve $L_d = L_{os} + L_{md}$ dir. L_{md} ve L_{mq} (3.17) ve (3.18) 'deki gibidir. (5.13)-(5.14) ifadeleri (5.12) 'de yerine yazılıp $p\lambda_m = 0$ alınrsa gerilim ifadelerinin yeni hali aşağıdaki gibi olacaktır.

$$V_{qs}^r = (r_s + pL_q) i_{qs}^r + \omega_r L_d i_{ds}^r + \omega_r \lambda_m \quad (5.16)$$

$$V_{ds}^r = (r_s + pL_q) i_{ds}^r - \omega_r L_q i_{qs}^r \quad (5.17)$$

$$V_{Os}^r = (r_s + pL_{os}) i_{Os}^r \quad (5.18)$$

Pozitif rotor hareketlerinde ani elektromanyetik moment için ise aşağıdaki bilinen eşitlik yazılabilir.

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{p}{2} \right) (\lambda_{ds}^r i_{qs}^r - \lambda_{qs}^r i_{ds}^r) \quad (5.19)$$

Burada p kutup sayısıdır. (5.13) ve (5.14) ifadeleri (5.19) da yerine yazılarak düzenlenirse moment ifadesi

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{p}{2} \right) (\lambda_m i_{qs}^r + (L_d - L_q) i_{qs}^r i_{ds}^r) \quad (5.20)$$

şeklini alır. Ayrıt 5.1. 'de belirtildiği gibi algılayıcılardan; rotor konumuna göre kutupların pozisyonu ve dolayısıyla q ve d eksenlerinin durumu hakkında bilgi alınabilir. Bu bilgi yardımıyla makine bir inverterden beslendiğinde V_{qs}^r ve V_{ds}^r

parametreleri değiştirilerek inverterle kontrolü sağlanabilir. **Şekil (5.1)**' de gösterilen ve zamanın fonksiyonu olan rotor pozisyonunun açısı θ_r (5.21) ifadesi ile belirlenir.

$$\theta_r = \int_0^1 \omega_r(\xi) d(\xi) + \theta_r(0) \quad (5.21)$$

Burada ξ hayali integral değişkenidir. $\theta_r(0)$ ise başlangıç anındaki rotorun konumudur. Stator gerilimlerinin sinisoidal bir kaynaktan beslendiği düşünülürse faz gerilimleri;

$$V_{as} = \sqrt{2}V_s \cos \theta_e \quad (5.22)$$

$$V_{bs} = \sqrt{2}V_s \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.23)$$

$$V_{cs} = \sqrt{2}V_s \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.24)$$

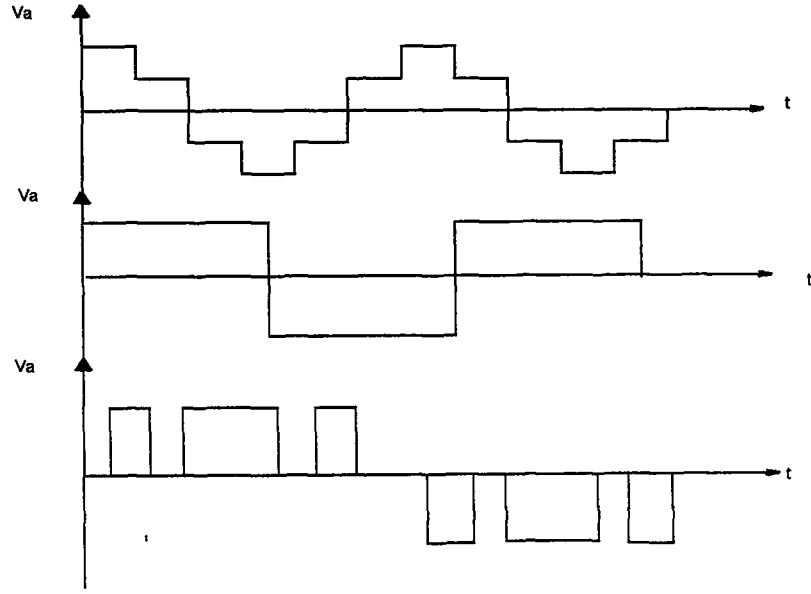
olur. Bilindiği gibi makine inverterden beslendiğinde stator gerilimleri basamaklı dalga şeklinde ve 120° faz farklı yapılacaktır. Buna karşın (5.22)-(5.24) eşitlikleri bu basamaklı dalganın temel bileşeni (1.harmoniği) olarak tanımlanabilir. Analiz diğer harmonikler ihmal edilerek yapılır. Bu denklemlerdeki θ_e elektriki açı ise (5.25) deki gibidir.

$$\theta_e = \int_0^1 \omega_e(\xi) d(\xi) + \theta_e(0) \quad (5.25)$$

Bu ifadede (ξ) hayali integral değişkeni $\theta_e(0)$ besleme geriliminin başlangıç anındaki açısıdır. (5.25) deki ω_e senkron makina için ω_r dir.

5.2.1. İnverterle Beslenen Makinanın Stator Gerilimlerinin Park Dönüşümü Yöntemine Göre Dönüştürülmesi

Makinanın faz-nötr gerilimleri faz kontrolü şartıyla 180° işletme modunda işletilen gerilim kaynağı inverterinden beslenir. Bu gerilimlerin dalga şekilleri genellikle **Şekil 5.2** ' deki şekillerden biridir.



Şekil 5.2. İverter çıkışı dalga şekilleri.

Yapılacak incelemede **Şekil 5.2.a.** 'daki inverter çıkışı dalga şekli için inceleme yapılacaktır. Bu dalga şeklinin **Fourier Serisi** 'ne açılımı V_{as} için aşağıdaki gibidir.

$$V_{as} = \frac{2V_i}{\pi} \left\{ \cos\theta_e + \frac{1}{5}\cos5\theta_e - \frac{1}{7}\cos7\theta_e + \dots \right\} \quad (5.26)$$

Buradaki θ_e (5.25) ifadesinde verilmiştir. V_i gerilimi inverterden sağlanan gerilimdir. V_i ve θ_e 'in herikisinde kontrol edilebilir değişkenler olması önemlidir ve zamanın fonksiyonlarıdır. Makinanın pozisyon algılayıcıları ile donatılmasıyla inverter çıkış geriliminin frekansı daima rotor hızıyla aynıdır. Diğer bir deyimle $\omega_e = \omega_r$ dir. ve $\theta_e(0)$ inverterdeki tristörlerin uygun tetiklenmesi ile ayarlanabilir. Burada,

$$\theta = \theta_e(0) - \theta_r(0) \quad (5.27)$$

olarak alınır. İverterin kontrollü bir doğrultucudan beslenmesi halinde V_i 'nin değiştirilebilmesine rağmen inverter çoğunlukla doğru akım kaynağı üzerinden beslenir. Bu durumda stator faz gerilimlerinin efektif değeri darbe genişlik modülasyonu (**PWM**) ile değiştirilir.

(5.26) gerilim ifadesi **Park Dönüşümü** denklemlerinde yerine konup dönüştürülür ve $\omega_e = \omega_r$ alınırsa aşağıdaki şekli alır.

$$V_{qs}^r = \frac{2V_i}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & \cos\theta + A_6 \cos 6\omega_r t - B_6 \sin 6\omega_r t - A_{12} \cos 12\omega_r t \\ & - B_{12} \sin 12\omega_r t + \dots \end{aligned} \right\} \quad (5.28)$$

$$V_{ds}^r = \frac{2V_i}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & -\sin\theta + C_6 \cos 6\omega_r t - D_6 \sin 6\omega_r t - C_{12} \cos 12\omega_r t \\ & - D_{12} \sin 12\omega_r t + \dots \end{aligned} \right\} \quad (5.29)$$

Burada;

$$\left. \begin{aligned} A_6 &= \frac{1}{5} \cos 5\theta - \frac{1}{7} \cos 7\theta \\ B_6 &= -\frac{1}{5} \sin 5\theta + \frac{1}{7} \sin 7\theta \\ C_6 &= \frac{1}{5} \sin 5\theta + \frac{1}{7} \sin 7\theta \\ D_6 &= \frac{1}{5} \cos 5\theta + \frac{1}{7} \cos 7\theta \quad v.b.. \end{aligned} \right\} \quad (5.30)$$

şeklinde tanımlanır. Eğer inverter çıkış gerilimlerindeki harmonik unsurlar ihmal edilirse stator gerilimleri 3 fazlı dengeli hale gelir. Genel halde (5.28) ve (5.29) bu durumda (5.33) ve (5.34) gibi olur.

$$V_{qs}^r = \sqrt{2}V_s \cos\theta \quad (5.33)$$

$$V_{ds}^r = -\sqrt{2}V_s \sin\theta \quad (5.34)$$

Burada 3 faz gerilimlerinin genliği ($\sqrt{2}V_s$) ise;

$$\sqrt{2}V_s = \frac{2V_i}{\pi} \quad (5.35)$$

olarak belirlenir.

5.3. Harmonikler İhmal Edilerek Kararlı Durum İşletme Analizi

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor için kararlı durum işletme analizi yapabilmek için **Ayrıt 5.1.1.** ve **5.1.2** 'de tanımlanan gerilim ve moment eşitlikleri tekrar tanımlanması gerekir. Çünkü kararlı durumda bu ifadelerde ki türev terimleri olmayacaktır. Bu tanımlamalar harmonik unsurlar ihmal edilerek yapılmıştır.

5.3.1. Kararlı Durum Gerilim Eşitlikleri

Rotor pozisyonuna bağlı stator gerilimlerinin fazlarının kaydırılması ile sürekli mıknatıslı senkron motorun kararlı durum performans analizi yapılırken stator besleme gerilimlerinin temel harmoniği dışındaki harmonikler ihmal edilir. Bu durumda kararlı durum gerilim eşitlikleri (5.12) ifadesinden türev operatörü p 'yi sıfır yaparak bulunabilir.

$$V_{qs}^r = r_s I_{qs}^r + \omega_r L_d I_{ds}^r + \omega_r \lambda_m \quad (5.36)$$

$$V_{ds}^r = r_s I_{ds}^r - \omega_r L_q I_{qs}^r \quad (5.37)$$

$$V_{O_s}^r = r_s I_{O_s}^r \quad (5.38)$$

Burada harflerin büyük olması kararlı durum gerilim ve akımlarını gösterir.

5.3.2. Kararlı Durum Moment İfadesi

Kararlı durum moment ifadesini belirleyebilmek için (5.36) ve (5.37) gerilim eşitlikleri i_{qs}^r ve i_{ds}^r için çözülür ve sonuçlar (5.20) eşitliğinde yerine yazılıp düzenlenirse kararlı durum momentini için (5.39) ifadesi bulunur.

$$\begin{aligned} T_e = & \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{p}{2} \right) \left\{ \frac{\lambda_m r_s}{r_s^2 + \omega_r^2 L_q L_d} \left[V_{qs}^r - \frac{\omega_r L_d V_{ds}^r}{r_s} - \omega_r \lambda_m \right] \right. \\ & + \left(L_d - L_q \right) \frac{\omega_r L_q}{r_s} \left[\frac{r_s}{r_s^2 + \omega_r^2 L_q L_d} \left[V_{qs}^r - \frac{\omega_r L_d V_{ds}^r}{r_s} - \omega_r \lambda_m \right] \right]^2 \\ & \left. + \left(L_d - L_q \right) \frac{V_{ds}^r}{r_s} \left[\frac{r_s}{r_s^2 + \omega_r^2 L_q L_d} \left[V_{qs}^r - \frac{\omega_r L_d V_{ds}^r}{r_s} - \omega_r \lambda_m \right] \right] \right\} \end{aligned} \quad (5.39)$$

(5.39) ifadesi kararlı durum genel moment ifadesidir ve bu moment ifadesi kullanılarak özel çalışma durumları incelenir.

5.4. Makinanın Değişik Faz Kaydırma Açısı (θ) Durumlarında Momentin Analizi

Makinada üretilen momente etkieden en önemli unsur Denklem (5.27) ile verilen θ açısıdır. Bu açının değerine göre makinanın moment- hız karakteristiği değişmektedir.

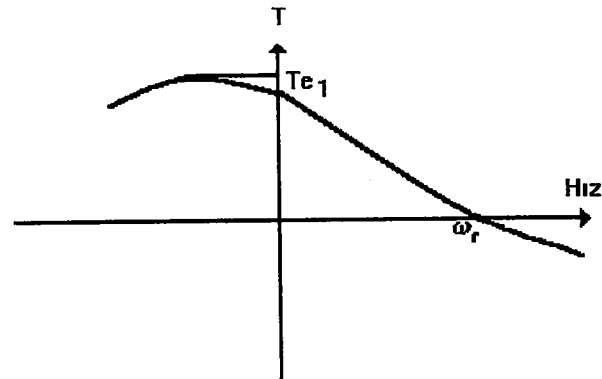
5.4.1. Faz Kaydırma Açısının Sıfır Durumunda Çalışma Koşulunun İncelenmesi

$\theta = 0^\circ$ ile çalışan sürekli mıknatıslı senkron motor inverter düzeninin işletme karakteristikleri ve sabit uyarma akımlı şönt bağlı doğru akım makinesi arasında benzerlik vardır.

$\theta = 0^\circ$ iken V_{ds}^r sıfırdır. Eğer $L_d=L_q$ olduğu düşünülür ve $\omega_r^2 \cdot L_q \cdot L_d$ teriminin ihmal edildiği farzedilirse o zaman eşitlik (5.36) daki $\omega_r^2 \cdot L_d \cdot I_{ds}^r$ terimi yok olur ve sonuçtaki gerilim eşitliği sabit alan akımına sahip şönt bağlı doğru akım makinası gerilim eşitliğine benzer. Burada V_{qs}^r armatür gerilimine karşılık gelir. $V_{ds}^r = 0$ yapıp $L_q = L_d$ ve $\omega_r^2 \cdot L_q \cdot L_d$ ihmal edilerek (5.39) daki moment ifadesi şönt bağlı doğru akım makinası ile aynı formda olur. Bu benzerlik Ayrıt 5. 6 'da genişçe incelenmiştir. Eğer $L_d=L_q=L_s$ olarak alınırsa elektromanyetik moment (5.39) ifadesinden,

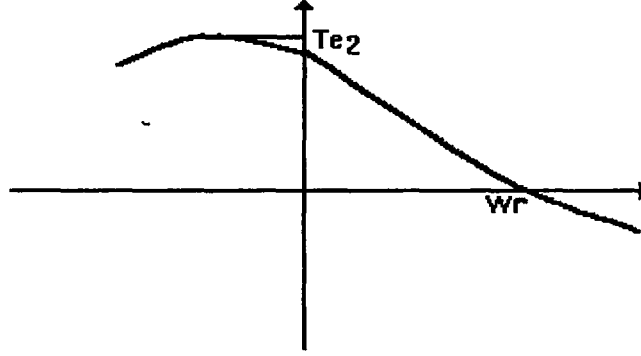
$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{p}{2}\right) \frac{\lambda_m r_s}{r_s^2 + \omega_r^2 L_q L_d} \left[V_{qs}^r - \frac{\omega_r L_s V_{ds}^r}{r_s} - \omega_r \lambda_m \right] \quad (5.40)$$

olarak belirlenir. Sürekli mıknatıslı senkron motor için kararlı durum moment- hız karakteristiği Şekil 5.3 'de gösterilmiştir. Bu şekil $L_d=L_q$ ve $\theta = 0^\circ$ alınarak denklem (5.40) 'a göre çizilmiştir.



Şekil 5.3. S.M.S.M. Moment- Hız karakteristiği

Eğer (5.40) 'ta $\omega_r^2 \cdot L_{ss}^2$ ihmal edilirse $T_e - \omega_r$ karakteristiği sabit bir V_{qs}^r için doğru olarak Şekil 5.3 ve 5.4 ' te gösterilmiştir. Şekil 5.3 ' de üretilen maksimum moment T_{e1} ,Şekil 5.4 'deki T_{e2} 'den daha büyüktür.



Şekil 5.4. $L_{mq}=0.6L_{md}$ olduğu durumda $T_e - \omega_r$ eğrisi.

$T_e - \omega_r$ eğrisi incelendiğinde $T_e \geq 0$ ve $\omega_e \geq 0$ bölgesinde yaklaşık lineer olduğu görülür. Fakat bu bölgenin dışında lineer değildir ve **maksimum** ve **minimum** olduğu noktalar vardır. Bu **maksimum** ve **minimum** noktalar Şekil 5.3 ve 5.4 ' ten görülebilir.

(5.33) ve (5.34) denklemleriyle belirlenen V_{qs}^r ve V_{ds}^r (5.40) ifadesinde yerine yazılırsa moment ifadesi ,

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right) \left\{ \frac{2V_s^2 \tau_v}{r_s(1 + \tau_s^2 \omega_r^2)} [\cos\theta + (\tau_s \sin\theta - \tau_v) \omega_r] \right\} \quad (5.41)$$

şeklını alır.[9],[10].

(5.41) ifadesinde kararlı durum işletimi için τ_v ve τ_s zaman sabitleri kullanıldı.

Bu zaman sabitleri,

$$\tau_s = \frac{L_s}{r_s} \quad (5.42)$$

$$\tau_v = \frac{\lambda_m}{\sqrt{2}V_s} \quad (5.43)$$

şeklinde belirlenir. Bu ifadelerde V_s faz-nötr şebeke besleme geriliminin efektif değeridir. τ_s zaman sabiti doğru akım makinasının armatür devre sabitine benzer. τ_v

sabit değildir, V_s ile değişir. Hız kontrol sistemlerinde inverterin darbe genişlik modülasyonu ile işletilmesi durumunda V_s 'in değeri değiştirildiğinde buna bağlı olarak τ_v 'nin değeri değişir.

(5.41) ifadesi her hız değeri için kullanılabilir. Fakat ω_r 'nin pozitif değerlerinde ve $T_e \left(0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} \right)$ durumu için daha uygundur. (5.41) den rotor hızının pozitif değerleri için elektromanyetik momentin pozitif olacağı açıktır.

(5.41) eşitliğinde momenti sıfır olması ancak $\cos\theta + (\tau_s \sin\theta - \tau_v)\omega_r$ teriminin sıfır olması ile mümkündür. Bu terim sıfırdan büyük olduğu sürece $T_e > 0$ olur.

$$\cos\theta + \tau_s \omega_r \sin\theta > \tau_v \omega_r \quad (5.44)$$

(5.44) ifadesi, θ 'nın değişik durumları için incelenir. Eğer $\theta = 0$ yapılırsa (5.44) ifadesinden $\tau_v \omega_r < 1$ olur ve bu durumda moment pozitifdir. $\omega_r = \tau_v^{-1}$ olduğu zaman moment sıfırdır.

5.4.2. Faz Kaydırma Açısının Sıfırdan Farklı Durumlarında Çalışma Koşulunun İncelenmesi

Bu çalışma koşulunda, $\theta = \pi/2$ rad. ve $\theta = \theta_{MT}$ rad. çalışma durumları ve bu çalışma durumunda makinanın davranışları incelenecektir

5.4.2.1. $\theta = \frac{\pi}{2}$ Durumunda Çalışma

$\theta = \frac{\pi}{2}$ yapıldığında (5.44) ifadesi $\tau_s > \tau_v$ durumuna dönüşür . Bu durum sağlanırsa ω_r 'nin bütün pozitif değerleri için T_e pozitifdir yani makine Şekil 5.1. 'de gösterilen yönde dönmektedir.

Aynı işletmede $\tau_s = \tau_v$ yapılırsa ω_r 'nin bütün pozitif değerleri için T_e sıfırdır. Bilindiği gibi PWM inverterle V_s ve ' θ 'nin her ikisinde kontrol edilebilir.

5.4.2.2. $\theta = \theta_{MT}$ Durumunda Çalışma

Verilen rotor hızı için maksimum veya minimum elektromanyetik momenti üretebilmek için gerekli θ açısının değeri (5.41) ile verilen moment ifadesinin türevinin alınıp sıfıra eşitlenmesi ile bulunur. Bu işlem sonucunda aşağıdaki ifade bulunur.

$$\theta_{MT} = \tan^{-1}(\tau_s \omega_r) \quad (5.45)$$

(5.45) ifadesindeki θ_{MT} maksimum veya minimum moment için faz kaydırma açısıdır ve makinenin empedans açısına eşittir. Yani $\omega_e = \omega_r$ olduğunda $\tau_s \omega_r = \frac{\omega_e L_s}{r_s}$ dir. **Maksimum** veya **minimum** kararlı durum elektromanyetik moment (5.45) denkleminde (5.41) deki moment eşitliğinde yerine koyarak bulunabilir. **Maksimum** veya **minimum** moment $T_{e(M)}$ aşağıdaki gibi belirlenir.

$$T_{e(M)} = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{p}{2} \right) \left\{ \frac{2V_s^2 \tau_v}{r_s (1 + \tau_s^2 \omega_r^2)} \left[(1 + \tau_s^2 \omega_r^2)^{1/2} - \tau_v \omega_r \right] \right\} \quad (5.46)$$

veya τ_v ve τ_s değerleri (5.42) ve (5.43) ifadeleri kullanılarak (5.46) da yerine yazılırsa aynı ifade

$$T_{e(M)} = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{p}{2} \right) \frac{\sqrt{2} V_s \lambda_m}{r_s^2 + \omega_r^2 L_s^2} \left[\frac{(r_s^2 + \omega_r^2 L_s^2)}{r_s} - \frac{\omega_r \lambda_m}{\sqrt{2}} \right] \quad (5.47)$$

şeklinde olur. (5.46) eşitliğinden maksimum momentin kare parantezin içindeki terimin sıfırdan büyük olduğunda pozitif olacağı gözükür. İfade (5.48).

$$(r_s^2 + \omega_r^2 L_s^2)^{1/2} - \tau_v \omega_r > 0 \quad (5.48)$$

(5.48) eşitliği düzenlenirse ve $\tau_v > \tau_s$ olduğu düşünülürse ,

$$\omega_r < \sqrt{\frac{1}{\tau_v^2 - \tau_s^2}} \quad (5.49)$$

olduğunda **maksimum** momentin pozitif olacağı görülür. Faz kaydırma açısının $\theta = \theta_{MT}^0$ durumunda makinenin üretebileceği maksimum elektriksel momentin değişiminde hızın belli bir değerinde sıfıra düşebilir.. $\tau_v > \tau_s$ durumunda oluşan maksimum elektriksel moment değişimini sıfır yapan hızı bulmak için (5.49) ifadesi eşitlik haline dönüştürülür. Maksimum moment değişiminin sıfır olduğu durumdaki rotor hızı ,

$$\omega_r = \frac{1}{\tau_v^2 - \tau_s^2} \quad (5.50)$$

eşitliğinden hesaplanır. Diğer durumlarda $\tau_s > \tau_v$ şartıyla maksimum moment ω_r 'nin bütün değerleri için pozitifdir.

5.5. SMSM 'un Moment-Hız Karakteristiklerinin Belirlenmesi

Sürekli mıknatıslı senkron motorun moment- hız karakteristiğinin bulunabilmesi için gerekli makina parametreleri kullanılan motor için **Tablo 5.1'** deki gibi belirlenir.

Tablo 5.1. Hesaplamalarda kullanılan makina parametreleri

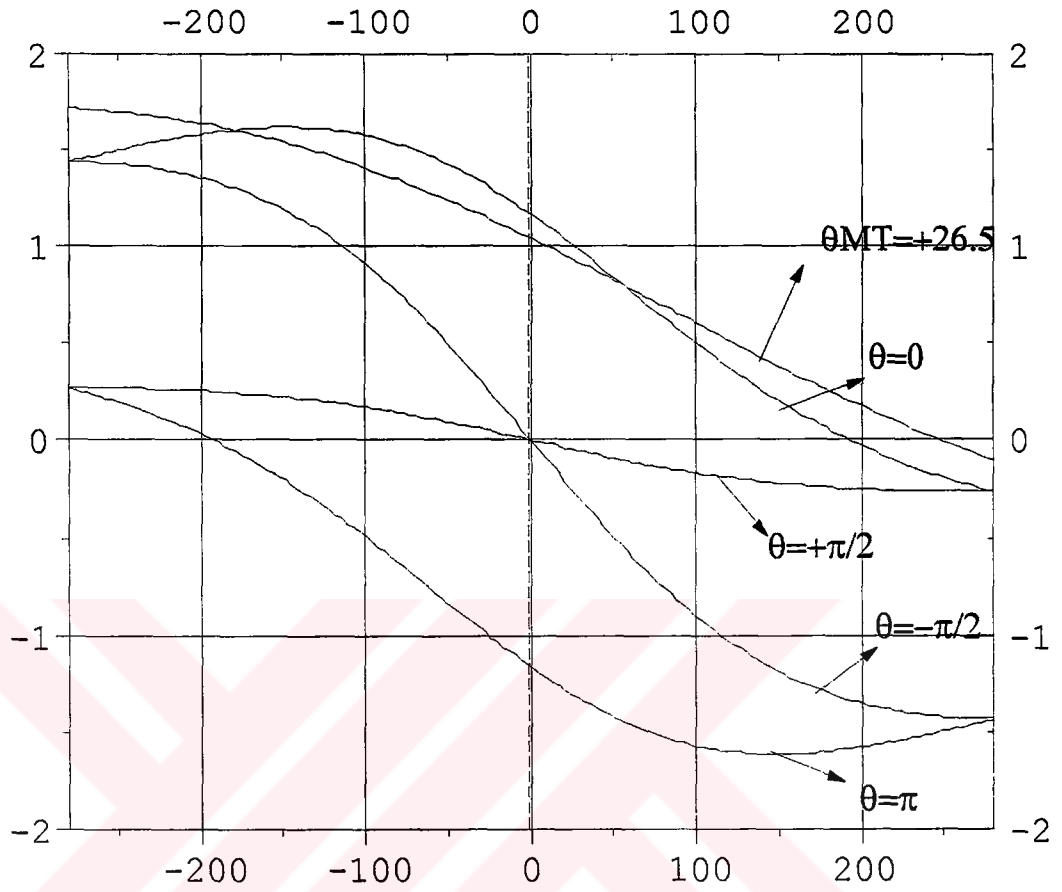
r_s	3.4 Ω
L_{ls}	1.1 mH
$L_{lq} = L_{md}$	11 mH
$L_s = L_{md} + L_{ls}$	12.1 mH
P	4
λ_m :(Açık devre geriliminden hesaplanır)	0.083 Volt-s
V_s	11.25
$\tau_s = L_s/r_s$	3.56 ms
τ_v	5.2 ms
θ_{MT}	26.5 $^\circ$

Tablo 5.1.'deki parametreler kullanılarak SMSM ' nin Moment-Hız karakteristiği (**Şekil 5.5**) ' te gösterilmiştir.

Şekil 5.5' de kararlı durum elektromanyetik moment çizimleri $\theta = 0$, $\theta = \pi$ ve $\theta = \theta_{MT}$ için gösterildi . $T_{e(M)}$ eğrisi eşitlik (5.46) ve diğer eğriler (5.41) eşitliğine göre çizilmiştir. θ_{MT} nin oluşturduğu $T_{e(M)}$ maksimum momenti $\omega_r > 0$ durumu **Şekil 5.5** 'de gösterildi. Bu şekilden veya (5.41) eşitliğinden maksimum momentin $\theta = 0$ ve $\theta = \frac{\pi}{2}$, minimum momentin $\theta = -\pi$ ve $\theta = -\frac{\pi}{2}$ arasında olduğu görülür.

θ nin verilen bir değeri için **maksimum** veya **minimum** momentteki rotor hızlarının değişimi (5.41) ifadesinin ω_r ' ye göre türevini alarak sıfıra eşitlenmesiyle bulunur.

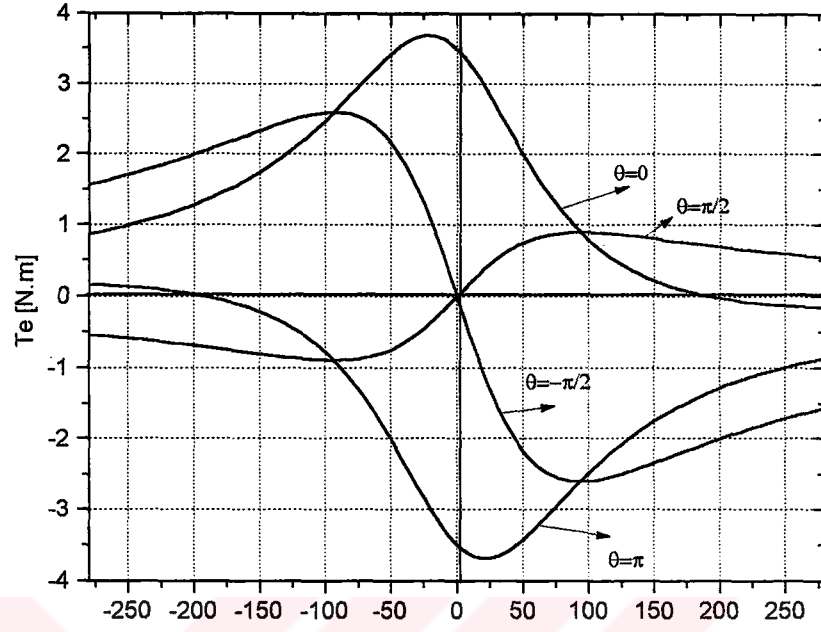
$$\omega_{r(MT)} = \frac{1}{\tau_s \sin \theta - \tau_v} \left[-\cos \theta \mp \frac{1}{\tau_s} \sqrt{\tau_s^2 + \tau_v^2 - 2 \tau_v \tau_s \sin \theta} \right] \quad (5.51)$$



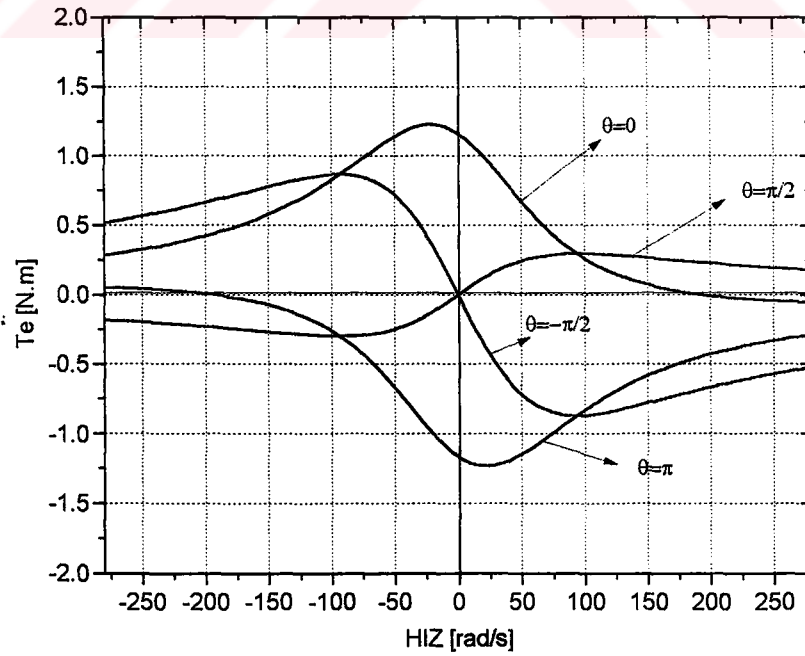
Şekil 5.5. SMSM 'nin Moment-Hız Karakteristiği

τ_s 'in kararlı durum Moment-Hız karakteristikleri üzerindeki etkisi Şekil 5.6 ve Şekil 5.7' den görülmektedir. Şekil 5.6'da r_s 'in üç kat azaltılarak, τ_s 'in üç kat artırılması durumunda ki moment hız karakteristiği görülmektedir. Şekil 5.7'de ise L_s 'in üç kat artırılarak, τ_s 'in yine üç kat artırılması durumunda ki moment hız karakteristiği görülmektedir.

$\tau_s > \tau_v$ durumunda **maksimum** moment $\omega_r > 0$ için Şekil 5.6. ve 5.7. 'de gösterildiği gibi daima pozitifdir. ($\tau_s > \tau_v$) olduğunda momentteki bu artış özellikle önemlidir. Bunun için sadece τ_s ve τ_v 'nin karşılaştırılması ile makinanın maksimum moment yeteneği hakkında fikir edinilebilir. Bilindiği gibi τ_s makina parametrelerinden ve τ_v ise λm ve V 'den hesaplanabilir. Bu suretle τ_s ve τ_v kolayca hesaplanabilir.



Şekil 5.6. Stator direnci r_s 'in üç kat azaltılması yolu ile , τ_s 'in 3 kat artırılmasının momen-hız karakteristiğine etkisi



Şekil 5.7. L_s 'in üç kat artırılması yolu ile , τ_s 'in 3 kat artırılmasının moment-hız karakteristiğine etkisi.

Besleme gerilimlerinin fazının kaydırılmasıyla moment karakteristikleri hesaplanmaksızın tahmin edilebilir. Fazların kaydırılmasından dolayı ortalama momentte artış görülür. Bu artış sebebi oluşan harmonik momentlerdir. Harmonik momentler salınımsız moment isteyen uygulamalarda olumsuz etki yaptıkları için istenmezler.

Evirici - Sürekli Miknatıslı Senkron Motor düzeneğinin hız kontrolü bilinen Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) ile sağlanır. Hız kontrolü besleme geriliminin fazının kaydırılması ile yapılır. Bundan dolayı faz kaydırma ve darbe genişlik modülasyonu düzeni bazı uygulamalarda avantaj sağlarlar. İlginç olan nokta şu ki : normal işletme hızlarında $\theta = \frac{\pi}{2}$ yapılması ile elde edilen negatif moment , kaynak geriliminin polaritesinin değiştirilmesi ile elde edilen negatif momentten daha büyüktür. Tabi ki bu özellikten motoru çabuk yavaşlatmak gerekirken uygulamalarda faydalanılmaktadır.

Gerçek akım ve gerilimleri θ değişkenine göre tanımlamak için (5.36) ve (5.37) ifadelerindeki faz değişkenlerini kullanarak $\theta_r(0)=0$ alınırsa d ve q eksenlerine göre a fazı için aşağıdaki gibi belirlenir.

$$\sqrt{2} \bar{F}_a = F_{qs}^r - jF_{ds}^r \quad (5.52)$$

Burada F ya gerilim yada akımı \bar{F}_a fazörü gösterir. (5.36) ve (5.37) ifadeleri (5.52) de yerine yazılırsa

$$\bar{V}_a = (r_s + j\omega_r L_s) \bar{I}_a + \frac{\omega_r \lambda_m}{\sqrt{2}} \quad (5.53)$$

olur. Bu denklemde $\frac{\omega_r \lambda_m}{\sqrt{2}}$ gerilim fazörü q eksenine boyuncadır. Denklem (5.33) ve (5.34) ve (5.53) 'den ,

$$\bar{V}_a = V_s \cdot e^{j\theta} \quad (5.54)$$

olarak belirlenir. $\theta = \theta_{MT}$ olduğu durumda (5.45) denkleminde $r_s + j\omega_r L_s$ empedansının açısına eşit olduğu gösterilmişti. Bu yüzden ,

$$r_s + j\omega_r L_s = |Z| \cdot e^{j\theta_{MT}} \quad (5.55)$$

dir. Burada

$$|Z| = \sqrt{r_s^2 + (\omega_r L_s)^2} \quad (5.56)$$

olarak bilinmektedir. Eğer bu maksimum moment durumu için (5.53) denklemi \bar{I}_a için çözülürse akımın faz açısı aşağıdaki gibi bulunur.

$$\varphi_{i(MT)} = \tan^{-1} \frac{\text{Sin } \theta_{MT}}{\frac{V_s \sqrt{2}}{\omega_r \lambda_m} - \text{Cos } \theta_{MT}} \quad (5.57)$$

Gerilim fazörünün açısı θ_{MT} , akım fazörünün açısında $\varphi_{i(MT)}$ dir. Eğer $\varphi_{i(MT)}$ açısı θ_{MT} den daha büyükse faz akımının temel bileşeni faz geriliminin temel bileşeninden ilerdedir. Tersisi durumda geridedir. Görüldüğü gibi,

$$\theta_{MT} = \tan^{-1} \frac{\text{Sin } \theta_{MT}}{\text{Cos } \theta_{MT}} \quad (5.58)$$

olur. (5.57) ve (5.58) den görülürki $\varphi_{i(MT)} > \theta_{MT}$ koşulu sağlanırsa

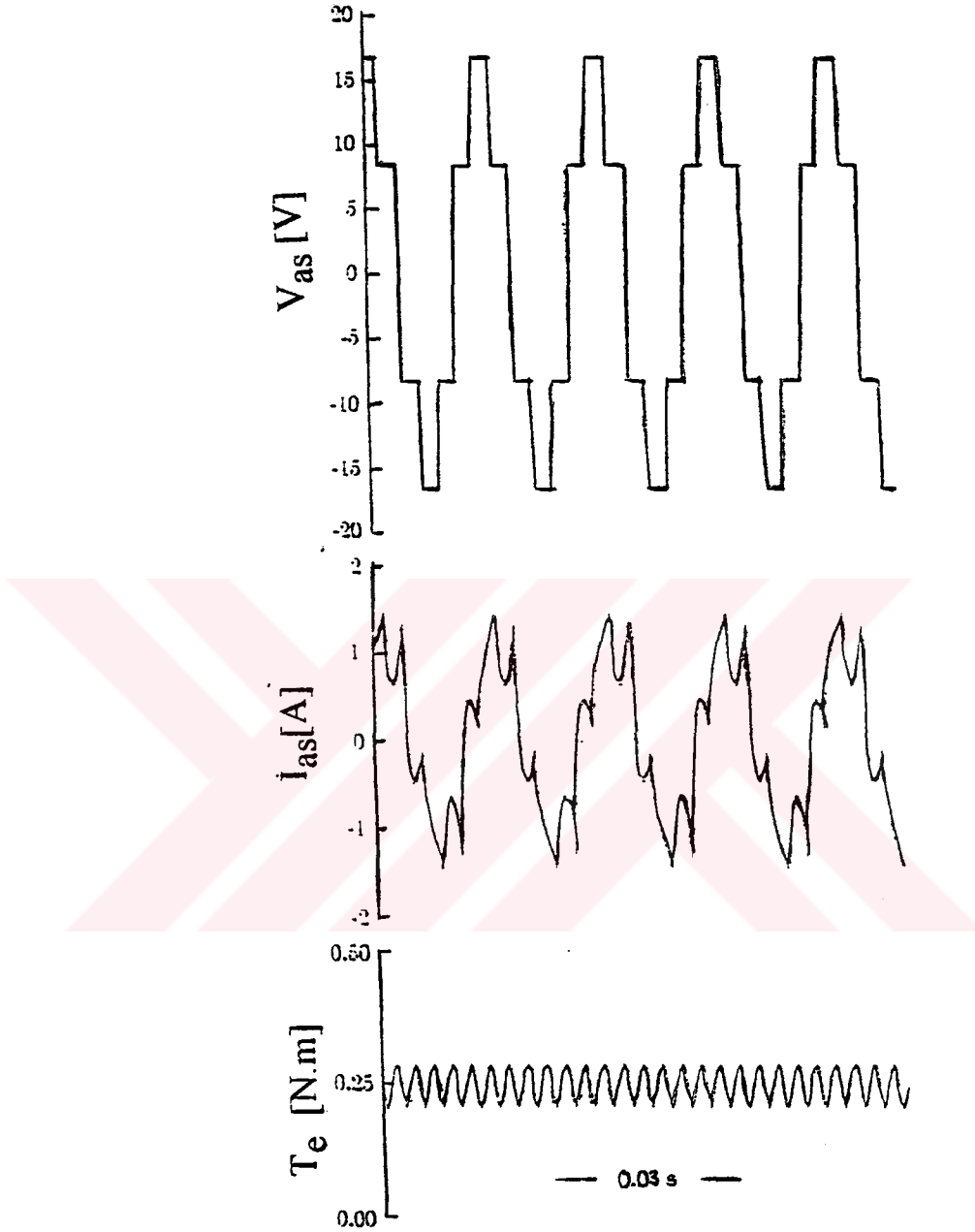
$$\omega_r > \frac{\sqrt{2} \cdot V_s}{2 \text{Cos } \theta_{MT} \cdot \lambda_m} \quad (5.59)$$

olur. Bu durumda faz akımının temel bileşeni faz geriliminden ilerde olur. Aynı yöntemle akımın geri kaldığı ve birim güç faktörü (omik çalışma) işletmeleride kolayca belirlenebilir. ($\varphi_{i(MT)} < \theta_{MT}$ ve $\varphi_{i(MT)} = \theta_{MT}$)

Maksimum moment oluşan birim güç faktöründeki rotor hızı (5.59) ifadesini eşitlik olarak yazılması ve ω_r için çözülmesiyle bulunabilir. Yani;

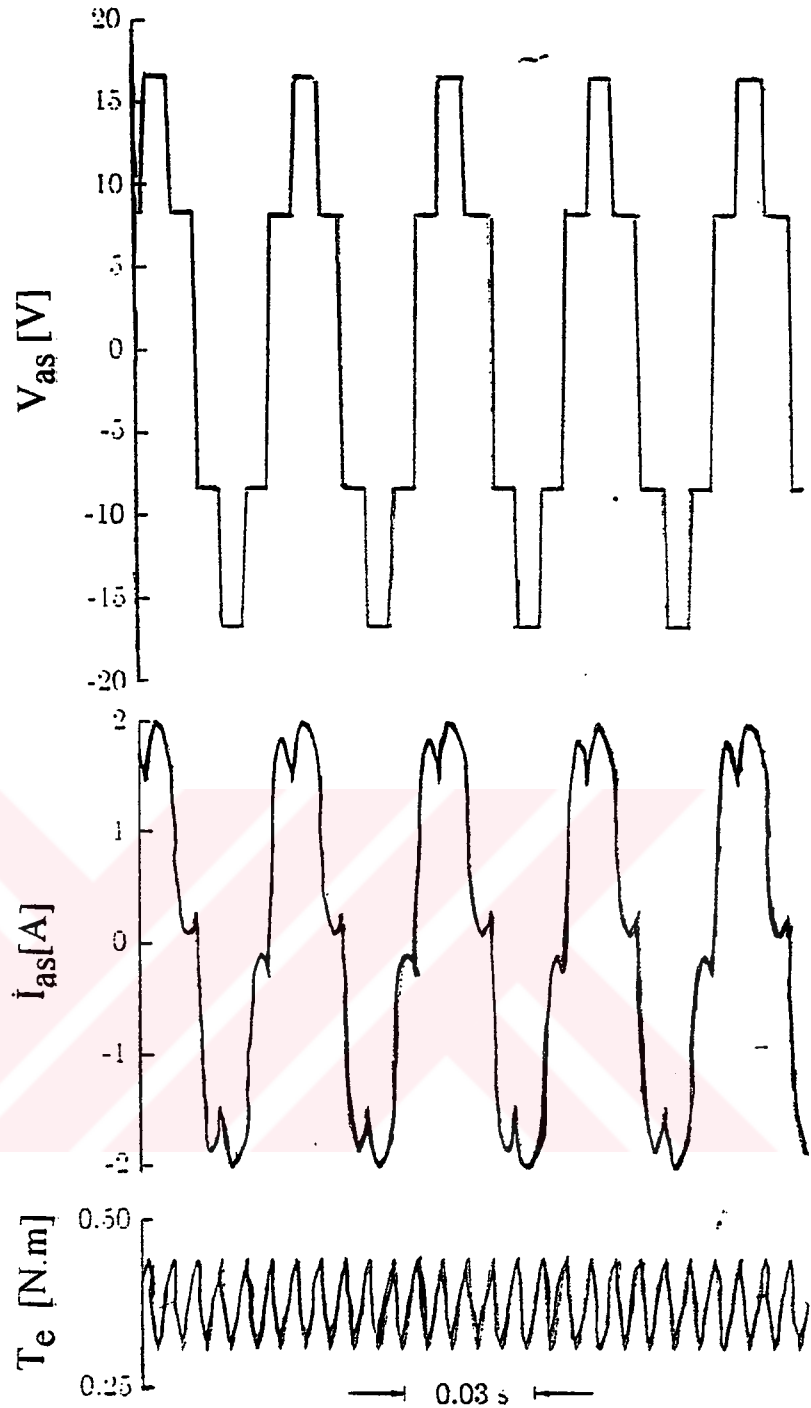
$$\omega_r^* = \mp \sqrt{\frac{V_s^2 r_s^2}{2 r_s^2 \lambda_m^2 - V_s^2 L_s^2}} \quad (5.60)$$

Buradaki "*" işareti birim güç faktöründeki rotor hızını gösterir. Önceden parametrelerini belirlediğimiz makine için $\omega_r^* = 100$ rad/sn olarak hesaplanır. $\theta = 0$ ve $\omega_r^* = 140$ rad/sn için incelediğimiz motorun faz gerilimi, moment ve akım için kullanılacak eğriler Şekil 5.8 'de gösterilmiştir. (5.53) ifadesinin Tablo 5.1. 'de verilen parametrelere göre çözülmesi ile akımın temel bileşeni $\bar{I}_a = 0.80 \angle -26.5$ A olarak bulunur.



Şekil 5.8. Rotor hızı 140 rad/san ve $\theta = 0$ durumunda incelenen makinanın performansı .

Şekil 5.9 'da ise 140 rad /sn deki rotor hızları için faz kayması $\theta = \theta_{MT} = 26.5^\circ$ dir. Bu durumda $\bar{I}_a = 1.41 \angle 43.3^\circ$ A dir.



Şekil 5.9. $\theta = \theta_{MT}$ durumunda incelenen makinanın performansı.

5.6. SMSM ile D.A. Şönt Motor İşletme Karakteristiklerinin Karşılaştırılması

Sürekli Miknatıslı Senkron Motor faz kaydırma açısı sıfır olduğu durumda işletildiğinde, işletme karakteristikleri sabit uyarımalı doğru akım şönt motor işletme karakteristikleri ile benzerlik gösterir. Bu benzerlikler makina gerilim ve moment ifadelerinde de vardır. SMSM 'nin gerilim eşitliği (5.12) 'de $V_{qs}^r = \sqrt{2}V_s$ ve $V_{ds}^r = 0$ yapılarak I_{ds}^r aşağıdaki gibi belirlenir.

$$I_{ds}^r = \frac{\omega_r L_d}{r_s} I_{qs}^r \quad (5.61)$$

(5.61) ifadesi (5.12) 'de V_{qs}^r ifadesinde yerine konursa bu ifade aşağıdaki şekli alır.

$$V_{qs}^r = \left(\frac{r_s^2 i_{qs}^r + \omega_r^2 L_d L_q}{r_s} \right) i_{qs}^r + \omega_r \lambda_m^r \quad (5.62)$$

SMSM 'nin Moment ifadesi ise **Denklem (5.40)** 'dan $V_{ds}^r = 0$ yapılmasıyla (5.63) 'deki gibi bulunur.

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{p}{2} \right) \left(\frac{r_s \lambda_m^r}{r_s^2 + \omega_r^2 L_s} (V_{qs}^r - \omega_r \lambda_m^r) \right) \quad (5.63)$$

Aynızamanda (5.20) ifadesinden $L_d = L_q$ olduğunda moment ifadesi;

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{p}{2} \right) \lambda_m^r I_{qs}^r \quad (5.64)$$

şekline dönüşür. (5.62), (5.63) ve (5.64) ifadeleri ile d.a. şönt motor ifadeleri karşılaştırılırsa **Tablo 5.2.**'den birbirileri ile aynı formda oldukları görülür.

Tablo 5.2. SMSM ile D.A. Şönt Motorun eşitliklerinin benzerliği.

1- $V_{qs}^r = \left(\frac{r_s^2 i_{qs}^r + \omega_r^2 L_d L_q}{r_s} \right) i_{qs}^r + \omega_r \lambda_m^r$	$V_a = r_a I_a + \omega_r L_{AF} I_f$
2- $T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{p}{2} \right) \left(\frac{r_s \lambda_m^r}{r_s^2 + \omega_r^2 L_s} (V_{qs}^r - \omega_r \lambda_m^r) \right)$	$T_e = \frac{L_{AF} V_a}{r_a R_f} \left(V_a - \frac{\omega L_{AF} V_a}{R_f} \right)$
3- $T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{p}{2} \right) \lambda_m^r I_{qs}^r$	$T_e = L_{AF} I_f I_a$

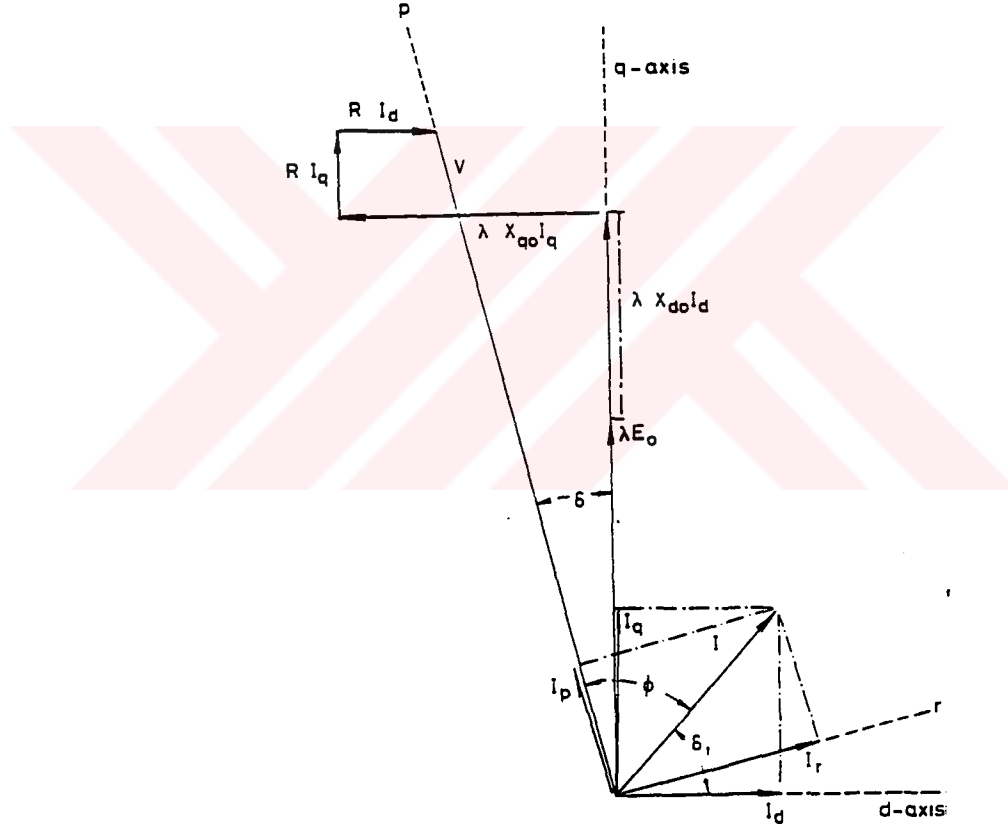
Tablo 5.2 'de;

-1. **karşılaştırmada;** $\omega_r^2 L_d L_q$ terimi çok küçük olduğundan ihmal edilirse ve I_f 'nin V_a / R_f 'den dolayı sabit olduğu bilindiğinden bu iki ifadenin aynı formda olduğu görülür.

-2.ve3.karşılaştırmada; V_{qs}^r ile V_a , I_{qs}^r ile I_a , λ_m^r ile $L_{AF} I_f$ veya $L_{AF} \left(\frac{V_a}{R_f} \right)$ nin birlerine karşılık düştüğü ve aynı formda olduğu görülür.

5.7. SMSM 'nin Fazör Diyagramı

İncelenen sürekli mıknatıslı motorun fazör diyagramı Şekil 5.10'daki gibidir. Fazör diyagramı d ve q eksen bileşenlerine göre çizilmiştir.[2]].

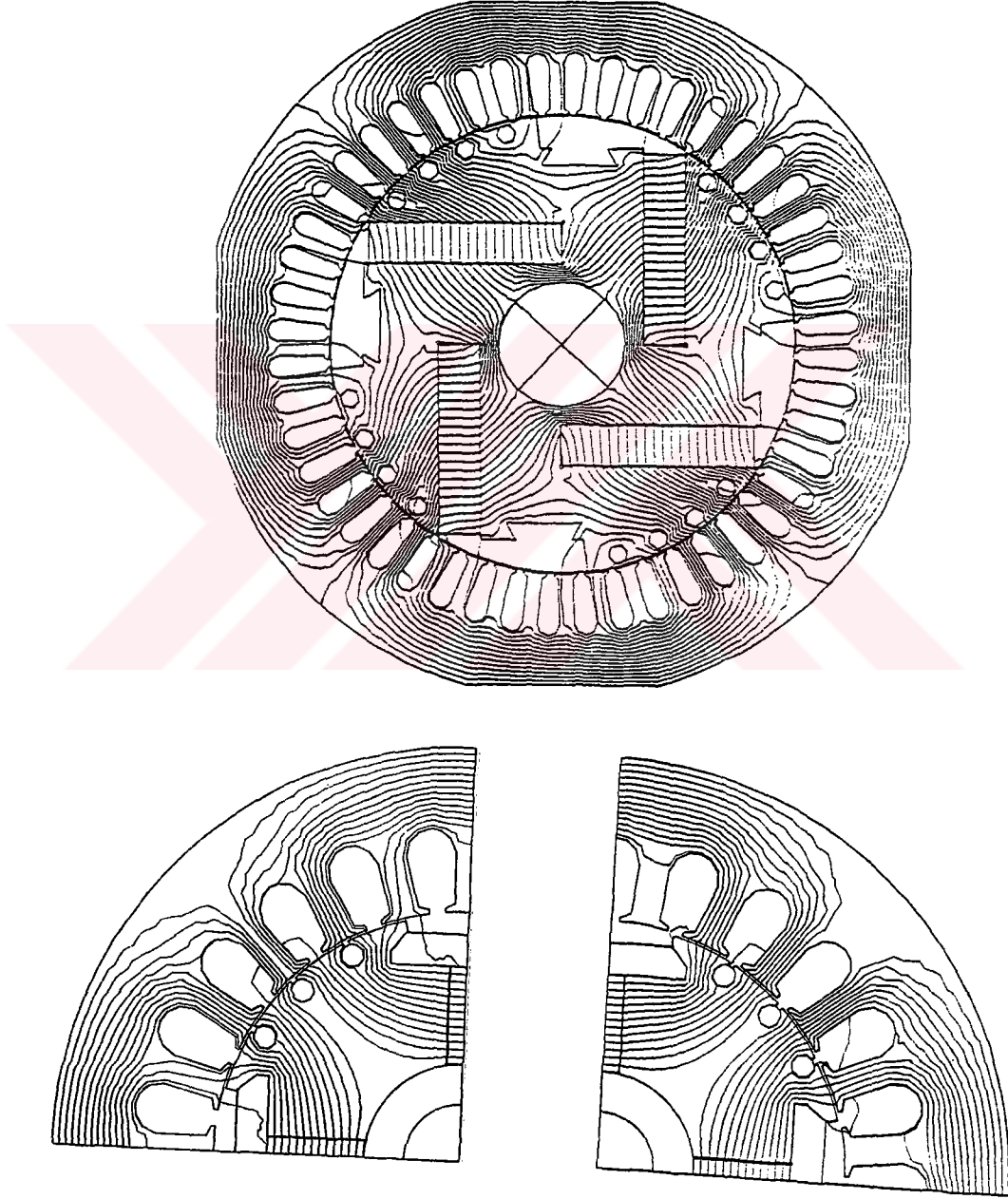


Şekil 5.10. SMSM 'un fazör diyagramı.

5.8. SMSM 'nin Hava Aralığı Manyetik Akı Dağılımı

Elektrik makinelerinde döndürme momentinin büyüklüğü hava aralığındaki akı ya bağlıdır. Dizayn edilen makinelerde öncelikle hava aralığı akısının yeterli derecede ve düzgün dağılmış olması istenir. Hava aralığı akısının değişimini

belirleyebilmek için genellikle sayısal yöntemler (Sonlu elemanlar , Sonlu farklar, Sınır elemanları,) kullanılır. Bu yöntemlerde öncelikle makinanın geometrisi çıkarılır. Bu geometri uygun sonlu elemanlara bölünür. Her bir elemanın içerisindeki akı değişimi bulunup bu akıların makine geometrisi üzerindeki durumu bilgisayarda belirlenebilir. Şekil 5.11. 'de makina geometrisi ,üçgenlere bölünmüş hali , ve akı dağılımları gösterilmiştir.



Şekil 5.11. SMSM'un Akı dağılımları

SONUÇ

Bu çalışmada genel anlamda Sürekli Miknatıslı Senkron Motoru (SMSM)'un tipleri ,yapısı, çalışma prensipleri ve kullanım alanları incelendi. Makinanın yapısı ve çalışma ilkesinin anlaşılabilmesi için ilk olarak manyetik devre bağıntılarına değinildi. Manyetik akı , manyetik alan , manyetik alan şiddeti , manyetik alan yoğunluğu, manyetik relüktans, histerisis, fuko akımı gibi terimler açıklandı. SMSM 'nin bir senkron motor olduğu düşünülerek öncelikle uyarma sargılı senkron motor tanıtılıp çalışma ilkesi anlatılarak makina eşitlikleri belirlendi. Moment ve gerilim eşitlikleri Park dönüşümüne göre dönüştürülerek analiz için yol gösterildi. d ve q eksen endüktans ve reaktanslarını hesaplama yolları belirtildi.

Mevcut makinaların bazılarının uyarma alanlarının Sürekli Miknatıslı malzemele üretilebileceğine değinilerek bu tür makina çeşitleri tanıtıldı. Sürekli miknatıslı malzemelerin miknatıslama yöntemleri ve karakteristik özellikleri belirlendi. Miknatısların senkron motorlarda kullanılması ile yapılan sürekli miknatıslı senkron motorların tipleri ve özellikleri incelendi.

(SMSM)'nin eşdeğer devre parametreleri kullanılarak akım ve gerilim eşitlikleri normal senkron motorlardaki d ve q eksen yöntemine göre çıkartıldı. Bu akım ve gerilimlere göre motorun moment ifadesi ω_r rotor açısal hızına bağlı olarak bulundu. Bulunan bu moment ifadesine göre değişik çalışma durumları ve farklı besleme gerilimlerine göre kararlı durum moment-hız karakteristiği dört bölge için çıkarıldı. Motorun üreteceği maksimum moment hesaplandı ve bu değerler karakteristiklerde gösterildi. Bütün bu hesaplamalar yuvarlak kutuplu makine için ($L_q=L_d$) yapıldı. Makinanın değişik çalışma durumları için fazör diyagramları çizildi. Hava aralığı akı dağılımını belirlemek için kullanılan yöntemlere değinildi.

Bu çalışmada SMSM 'nin tasarımı ve analizi için gerekli bilgiler incelenerek bağıntıları çıkartılmış ve analiz yapmak için yol gösterilmiştir. SMSM' nin tasarımı için temel bilgilerin bulunduğu bu çalışma tasarım ve kontrol konusunda yol gösterici olacaktır.

Miknatıslı motorlarda verim ve güç/ağırlık oranlarının diğer makinaların verim ve güç / ağırlık oranlarından üstün olduğu belirtildi. Çok yüksek denetim hassasiyeti gereken orta ve küçük güçlü uygulamalarda öncelikle sürekli miknatıslı senkron motor ve fırçasız d.a. 'nın avantajlı olduğu, özel işletme şartlarında doğru akım şönt motor karakteristiği gösterdiği için bu makinaların kullanıldığı uygulamalarda da kullanılabilceği belirlendi.

Her sürekli mıknatıslı makinada olduğu gibi SMSM.'de de mıknatısların mıknatıslığın kaybı, kırılma ve kopma nedeniyle maliyet artışı gibi sorunları bulunmasına rağmen , yüksek verimleri, az bakım gerektirmeleri , yüksek güç/ ağırlık oranları gibi iyi özelliklerinden dolayı gelecekte bu makinelerin kullanımının yaygınlaşacağı ve bu makineler üzerindeki araştırmalara önem verilmesi gerektiği sonucuna varıldı.



KAYNAKLAR

- 1- **BODUROĞLU T.** , Elektrik Makineleri Dersleri Cilt III , İ . T . Ü . Matbaası , İstanbul, 1986
- 2- **CONSİLİ A. and RENNA G .** , " Interior Type Permanent Magnet Synchronous Motor Analysis by Equivalent Circuits." IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol 4. No.4, December 1989 p.p. 681-689.
- 3- **CONSİLİ A. and RACITI A .** , " Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motors".IEEE Trans . on Industry Applications , Vol 27. No.2,March/April ,1991.
- 4- **DİRİL O.** , Sürekli Miknatıslı Senkron Motor, Y . Lisans Tezi , İ . T . Ü . Fen Bilimleri Enstitüsü ,1989.
- 5- **GUMASTE A .V. and SLEMON G . R.**" Steady - State Analysis of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Voltage - Source Inverter " IEEE Trans. on Industry Applications , Vol. IA-17,pp. 143-151, March/April 1981.
- 6- **JOHNS T.M.** , "Torque Production in Permanenent Magnet Synchronous Motor Driveswith Rectangular Current Excitation , IEEE Trans.on Industry Application, Vol. IA- 20, pp.803-813, July/August 1984.
- 7- **HONSİNGER V . B .** " Permanent Magnet Machines: Assynchronous Operation " IEEETransactions on Power Apparatus and System , Vol. PAS-99, pp. 1503-1509, J/A 1980.
- 8- **KRAUSE Paul C.** ,Analysis of Electric Machinery, McGRAW-HİLL , Book Company, 1986, Newyork.
- 9- **KRAUSE Paul C. , WASYNCZUK O .,** Electromechanical Motion Devices. McGRAW-HİLL Book Company, 1989, Newyork.
- 10- **KRAUSE Paul C. , NUCERA R . R. , WASYNCZUK O.,** " Analysis of a Permanent Magnet Synchronous Machine Supplied from a 180° Inverter with Phase Control" , IEEE Transactions on Energy Conversion ,Vol. EC- 2 ,No.3, Sept-1987.

- 11- **MILLER, T.J.E.**, 1989. Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives. Oxford University Press. WoltonStreet, Oxford OX 26 DP.
- 12- **SARIOĞLU K.** ,Elk. Makinalarının Temelleri - Senkron Makinalar , İ.T.Ü. Elektrik Elektronik Fakültesi, 4.baskı,1993.
- 13- **SEN P.C.** , Principles of Electric Machies and Power Electronics. John Wiley & Sons, Inc.1989.



ÖZGEÇMİŞ

M. Zeki BİLGİN, 1972 yılında Trabzon 'da doğdu. Orta öğrenimini Gölcük Barboros Hayrettin Lisesi' nde tamamladıktan sonra 1989 yılında Yıldız Üniversitesi Kocaeli Mühendislik Fakültesini kazandı. 1993 yılında elektrik mühendisi olarak mezun oldu .Aynı yıl Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde Yüksek Liansa ve Kocaeli Üniversitesi' nde araştırma görevlisi olarak göreve başladı. Halen bu görevini sürdürmektedir.

