

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

84945

**BİLEZİKLİ ASENKRON MOTORLARDA ROTOR
DÖNER ALAN GÜCÜNÜN DEĞİŞTİRİLMESİYLE
YAPILAN HIZ AYARININ İNCELENMESİ VE BİR
UYGULAMA DEVRESİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Elk. Müh. Mehmet BAYRAM

**F.B.E. Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Mühendisliği Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ**

Tez danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Hadi SARUL

Üye Yrd. Doç. Dr. Gülderen Yıldırımaz

Üye Doç. Dr. Selin Akyokuş

İSTANBUL 1999

84945

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	i
KISALTMA LİSTESİ.....	iv
ŞEKİL LİSTESİ.....	v
ÖNSÖZ.....	vii
ÖZET.....	viii
ABSTRACT.....	ix
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Statik Hız Denetim Birimlerinin Bilezikli Asenkron Motora Uygulanmasının Avantajları.....	2
1.2 Bilezikli Asenkron Motorların Uygulama Alanları	2
2. ASENKRON MOTORUN TEMEL İFADELERİ.....	3
2.1 Asenkron Makinanın Eşdeğer Devreleri.....	5
2.2 Asenkron Makinanın Gücü ve Döndürme Momenti.....	7
3. ASENKRON MOTORUN HIZ AYAR YÖNTEMLERİ.....	12
3.1 Kutup Sayısı Değiştirilerek Hız Ayarı.....	12
3.2 Stator Frekansı Değiştirilerek Hız Ayarı.....	13
3.3 Kaymanın Denetimi İle Hız ayarı.....	14
3.3.1 Rotor devresine omik dirençler bağlayarak devir sayısı ayarı.....	15
3.3.2 Rotor elektriksel gücü denetlenerek hız ayarı.....	18
3.3.2.1 Statik kaskad bağlantılar.....	18
3.3.2.1.1 Senkron altı akım doğrultucu kaskad bağlantısı.....	19
3.3.2.1.1.1 Seri –paralel bağlantı değişimleri ile uyarılama.....	21
3.3.2.1.1.2 Senkron altı akım doğrultucu kaskada birden çok asenkron motor bağlanması.....	23
3.3.2.1.2 Senkron üstü akım doğrultucu kaskad bağlantı.....	26
3.3.2.1.3 Kramer kaskad bağlantı.....	28

4	DC KİYİCİ YARDIMI ile BİLEZİKLİ ASENKRON MOTORUN ROTORUNA DİRENÇ İLAVE EDİLEREK GERÇEKLEŞTİRİLEN HIZ AYAR YÖNTEMİNİN İNCELENMESİ.....	31
4.1	Temel Kiyıcı Devresi.....	31
4.2	Sistemin doğru akım eşdeğeri.....	34
4.3	Devrenin analizi	37
4.4	Moment ifadesi.....	40
4.5	Sistemin alternatif akım eşdeğeri.....	41
5.	UYGULAMA DEVRESİ.....	42
5.1.	Tasarlanan Sistemin Güç Katı	42
5.2.	Kontrol Devresi.....	45
5.3.	Sürme Devresi.....	48
5.4.	Elektronik Kontrol Birimlerinin Besleme Kaynakları.....	49
6.	DENEY SONUÇLARI.....	50
6.1	Bilezikli Asenkron Motorun Parametrelerinin Belirlenmesi	50
7.	SONUÇLAR.....	59
	KAYNAKLAR	61
	ÖZGEÇMİŞ.....	62

SİMGE LİSTESİ

E_1	Stator sargılarında endüklenen e.m.k
E_2	Rotor sargılarında endüklenen e.m.k
E_2	Sukunet halinde rotor sargılarında endüklenen gerilimdir.
f_1	Stator frekansı
f_2	Rotor frekansı
I_{eff}	Akımın efektif değeri
I_1	Stator akımı
I_1'	Rotora indirgenmiş stator akımı
I_2	Rotor akımı
I_m	Stator akımının maksimum değeri
i_a, i_b, i_c	Faz sargılarına uygulanan sinüsoidal akımlar
I_2'	Statora indirgenmiş rotor akımı
I_d	Rotor kısmındaki doğrultulmuş akım
I_{di}	IGBT iletimdeyken rotor kısmındaki doğrultulmuş akım
I_{dk}	IGBT kesimdeyken rotor kısmındaki doğrultulmuş akım
I_{dmin}	Rotor kısmındaki doğrultulmuş akımın minimum değeri
I_{dmax}	Rotor kısmındaki doğrultulmuş akımın maksimum değeri
m_1	Stator faz sayısı
m_2	Rotor faz sayısı
M_d	Motorun döndürme momenti
M_{dort}	Endüklenen döndürme momentinin ortalama değeri
N_1	Motorun stator sarım sayısı
N_2	Motorun rotor sarım sayısı
N_i	Uyarlama trafosunun inverter tarafı sarım sayısı
$N_ş$	Uyarlama trafosunun şebeke tarafı sarım sayısı
n	Motorun devir sayısı
n_s	Motorun senkron devir sayısı
p	Kutup sayısı
P_{2c1}	Ayar dirençlerinin sarf ettiği elektrik gücü

P_{cu1}	Stator bakır kaybı
P_{cu2}	Rotor bakır kaybı
P_{Fe1}	Stator demir kaybı
P_{Fe2}	Rotor demir kaybı
P_{d2}	Rotor sargısında endüklenen elektriki güç
P_2	Rotorda endüklenen mekanik güç
P_{k1}	Statorun bakır ve demir kaybı
P_{d1}	Statorun rotoru geçen elektromanyetik güç
P_{mi}	Motorun milinde endüklenen toplam mekanik güç
P_{mek}	Motorun mekanik gücü
R	Rotora eklenen direnç
R_d	Rotora bağlanan endüktansı direnci
R_i	IGBT'nin iletimdeyken, eşdeğer devrenin direnci
R_k	IGBT'nin kesimde, eşdeğer devrenin direnci
R_1	Statorun kaçak direnci
$R_{eş}$	Rotor kısmının doğru akımdaki eşdeğer direnç
R_2	Rotorun kaçak direnci
R_1'	Rotora indirgenmiş statorun kaçak direnci
R_2'	Statora indirgenmiş rotorun kaçak direnci
R_h'	Doğrultulmadan meydana gelen harmonik kayıplar
R_{min}	Rotora eklenen minimum direnç
R	Rotorun her fazına eklenen direnç
s	Motorun kayması
s_{kr}	Kritik kayma
X_1	Statorun kaçak reaktansı
X_2	Rotorun kaçak reaktansı
X_1'	Rotora indirgenmiş statorun kaçak reaktansı
X_2'	Statora indirgenmiş rotorun kaçak reaktansı
T	Kıyıcının periyodu
t_u	Komutasyon süresi
t_r	IGBT kesimdeyken, gerilimin yükselme zamanı
t_f	IGBT kesimdeyken, akımın düşme zamanı

t_q	Sönme zamanı
T_i	IGBT'nin iletim aralığı
T_k	IGBT'nin kesim aralığı
U_{20}	Rotor sargısında endüklenen e.m.k(n=0)
U	Stator uç gerilimi
U_1	Rotor uç gerilimi
U_{di}	Doğrultulmuş rotor geriliminin inverttere uygulanan değeri
U_{do}	Doğrultulmuş rotor gerilimi
U_k	Doğrultulmuş gerilim düşümü
u	Komutasyon açısı
$\ddot{u}$	Çevime oranı
$\ddot{u}_u \ddot{u}_i \ddot{u}_r$	Gerlim, akım, direnç değiştirme oranı
V_{ce}	IGBT'nin uç gerilimi
Z_2	Rotor empedansı
Z_2'	Statora indirgenmiş rotor empedansı
Ω	Döner alanın geometrik açısal hızı
ξ_1	Stator sargı faktörü
ξ_2	Rotor sargı faktörü
Φ	Manyetik akının büyüklüğü
φ	Akımla gerilim arasındaki faz açısı
ψ	Akımla e.m.k arasındaki faz açısı
τ_l	Rotordaki endüktansın iletimdeki eşdeğer dirence oranı
τ_k	Rotordaki endüktansın kesimdeki eşdeğer dirence oranı
α	Yarı iletken elemanın tetikleme açısı
η	Motorun verimi

KISALTMA LİSTESİ

ac	Alternatif akım
dc	Doğru akım
saadk	Senkron altı akım doğrultucu kaskatı
e.m.k	Elektromotor kuvveti
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 İki kutuplu üç fazlı stator sargısı.....	3
Şekil 2.2 Üç fazlı akımlar.....	3
Şekil 2.3 Üç fazlı asenkron makine kesiti.....	4
Şekil 2.4 Sekonderi kısa devre edilmiş asenkron makinanın stator ve rotor akım devrelerinin fiziksel olarak gösterilmesi.....	6
Şekil 2.5 Asenkron makinanın rotoru dönmeyen duruma indirgenmiş eşdeğer devresi.....	6
Şekil 2.6 Asenkron motorun enerji akış diyagramı.....	8
Şekil 2.7 Asenkron motorun yüklü durumuna ait fazör diyagramı	10
Şekil 3.1 Kutup sayısı değiştirme prensibi.....	13
Şekil 3.2 Frekans kontrolünde hız-moment karakteristiği.....	14
Şekil 3.3 Darbe ayarlı dirençle bilezikli asenkron motor hız kontrolü.....	15
Şekil 3.4 Rotor akımının değişimi.....	17
Şekil 3.5 Değişik rotor dirençlerinde $M_d = f(n)$ eğrileri.....	17
Şekil 3.6 Senkron altı akım doğrultucu kaskad.....	19
Şekil 3.7 Senkron altı akım doğrultucu kaskad eşdeğer devresi.....	20
Şekil 3.8 Seri-parelel bağlantı değişimli senkron altı akım doğrultucu kaskad.....	22
Şekil 3.9 Eş açılı müşterek bağlantı.....	24
Şekil 3.10 Eş moment için müşterek bağlantı.....	25
Şekil 3.11 Eş devir sayısı için müşterek bağlantı.....	25
Şekil 3.12 Üç fazlı köprü redresör- inverter.....	26
Şekil 3.13 Değişik α değerleri için iletim durumları.....	26
Şekil 3.14 Senron altı – senkron üstü kaskad.....	27
Şekil.3.15 Kramer kaskadı.....	28
Şekil.3.16 Hız – mekanik güç karakteristikleri.....	29
Şekil 4.1 Temel kıyıcı devresi.....	32
Şekil 4.2 Seri endüktansla yapılan kıyıcı devresi.....	34
Şekil 4.3 Bilezikli motorun rotora indirgenmiş eşdeğer devresi.....	35

Şekil 4.4 Rotor indirgenmiş yaklaşık eşdeğer devre ve doğru akım tarafı.....	36
Şekil 4.5 Kırıyıcı yanına indirgenmiş sistemin eşdeğer devresi.....	37
Şekil 4.6 Doğrultucu giriş geriliminin efektif değeri.....	37
Şekil 4.7 Sürekli halde δ çalışma oranında I_d 'nin değişimi.....	38
Şekil 4.8 Kırıyıcı sistemin statora indirgenmiş alternatif akım eşdeğeri.....	41
Şekil 4.9 Kırıyıcı kontrollü moment-kayma eğrileri.....	41
Şekil 5.1 Gerçekleştirilen IGBT koruma devresi.....	43
Şekil 5.2 Bilezikli asenkron motor için tasarlanan hız denetim katı.....	45
Şekil 5.3 Çalışma oranı ve işaretin frekansı.....	45
Şekil 5.4 Sistemin kontrol devresi.....	47
Şekil 5.5 Sistemin sürme devresi.....	48
Şekil 6.1 Rotor akımının değişimi.....	52
Şekil 6.2 Rotorun fazlar arası geriliminin değişimi.....	53
Şekil 6.3 Deneyde kullanılan bağlantı şeması.....	54
Şekil 6.4 Farklı ek rotor dirençlerinde $M = f(I_1)$ eğrisi.....	55
Şekil 6.5 Farklı ek rotor dirençlerinde $M = f(P_1)$ eğrisi.....	56
Şekil 6.6 Farklı ek rotor dirençlerinde $M = f(\cos\Phi)$ eğrisi.....	57
Şekil 6.7 Farklı ek rotor dirençlerinde $M = f(n)$ eğrisi	58

ÖNSÖZ

Tez danışmanım Sayın Yrd.Doç.Dr Hadi SARUL'a, laboratuar çalışmalarım da yardımlarını esirgemeyen Güç Elektroniği Laboratuvarı öğretim üyelerine, araştırma görevlilerine, çalışmalarım da yardımcı olan diğer arkadaşlarıma ve maddi, manevi desteklerini her zaman yanımda hissettiğim sevgili aileme çok teşekkür ediyorum.

Elk.Müh. Mehmet BAYRAM



ÖZET

Asenkron motorların hız ayar yöntemi motor tipine, ayar alanına ve tahrik sistemine bağlıdır. Çalışmanın ilk bölümünde bilezikli asenkron motorların, tahrik sistemlerinde ki öneminden ve uygulama alanlarından bahsedilmiştir. İkinci bölümde asenkron motorların temel ifadeleri verilmiştir. Üçüncü bölümde ise güç elektroniği devrelerinde meydana gelen gelişmelere paralel olarak gerçekleştirilen asenkron motor hız kontrolü ve kullanılan sistemler incelenmiştir. Dördüncü bölüm çalışmanın temel bölümünü oluşturur. Bu bölümde, bilezikli asenkron motorun rotor yanından hız denetimine uygun ve yolvermede de kullanılabilecek kıyıcı devresinin analizi yapılmıştır. Beşinci bölüm de, gerçekleştirilen sistemin güç katı, sürücü devresi ve kontrol devresi açıklanmıştır. Güç katında, rotor çıkışlarını doğrultmak için diyot köprüsü, doğrultulan gerilimi kıymak için de IGBT kullanılmıştır. Kontrol devresinde 8031 mikroişlemci kullanılarak bilezikli asenkron motorun hız kontrolü yapılmıştır. Altıncı ve son bölüm deney sonuçlarından oluşmaktadır. Bilezikli asenkron motorun parametrelerini belirlemek için boşa çalışma deneyi ve kısa devre deneyi yapılmıştır, sistemin eşdeğer devresi elde edilmiştir. Bilezikli asenkron motorun farklı ek rotor direnç değerlerinde, DC generatörle yüklenmesiyle $M=f(I_1)$, $M=f(P_1)$, $M=f(\cos\phi)$ ve $M=f(n)$ eğrileri elde edilmiştir.

ABSTRACT

The induction motor drives have a number of advantages; they are lightweight, inexpensive, and require low maintenance compared to the other types of motors drives. They require control of frequency, voltage, and current for variable speed applications. The power converters, inverters and AC voltage controllers, can control the frequency, voltage, and current to meet the drive requirements.

The slip-ring induction machine is used in a wide variety of applications as pump drives, steel mill drives, hoist drives and cranes. They should not considered as only very reliable, robust and easy to regulate, but also favourable in price, require low maintenance and simple construction.

The speed of a slip-ring induction motor can be varied by mechanically varying the the rotor circuit resistance. This method of speed control is very inefficient because the slip energy is wasted in rotor circuit resistance. Instead of mechanically varying the resistance, the equivalent resistance in the rotor circuit can be varied statically by using a three- phase diode-bridge rectifier a chopper. The chopper is a IGBT monitored by a control circuit. Thus, the effective rotor resistance varies as desired in stepless and contactless manner.

1. GİRİŞ

Asenkron makinalar alternatif akım şebekesinden beslenen ve devir sayısı yük ile fazla değişmeyen sabit devir sayılı makinalardır. Yirminci yüzyılın ikinci yarısında güç elektroniğinin hız kontrol yöntemlerindeki etkinliğinin artması bu makinaların hız denetimini de kolaylaştırmaktadır.

Bir motorun hız ayar yöntemi belirlenirken, motor gücü, motor tipi, tahrik edilecek iş makinesinin karakteristikleri ve buna bağlı olarak devir yönünün değişimi, fren çalışma süresi, ayar ekonomisi, şebeke ve çalışma ortamı (toz nem asit vs.), tesis ve işletme giderleri gibi kriterler göz önünde bulundurulur.

Bilezikli asenkron makinalarda, bütün devir sayısı aralığında hız denetimi yapmak için ya stator yada rotor yanından kontrol yapılabilir. Bu tür bir elektrik makinasında kullanılan klasik hız denetim yöntemlerinden biri rotor devresindeki direncin değiştirilmesidir. Rotor devresine eklenecek direnç, kademeli veya statik olarak değiştirilebilir. Böyle bir hız denetim yönteminin verimi, kayma enerjisi rotor devresindeki direnç de harcandığı için düşüktür. Buna rağmen motorun büyük yol alma momenti ile düşük yol alma akımına sahip olması ve geniş bir hız kontrol aralığında güç faktörünün yüksek olması sistemin avantajlarındanır.

Mekanik olarak rotor direnci değiştirilirken kademeli dirençler kullanılır. Her faza eklenecek direnç değerleri yol verme koşullarına ve akım ile momente bağlı olarak normlar yardımı ile belirlenir. Bu yolla yapılan hız denetiminde hassas bir kontrol yapmak mümkün olmaz ve arzulanan hız değerlerine daima erişemez. Bu sınırlamaları kaldırmak için ek birimlere gerek vardır. Bu birimler, ya tamamen mekanik (hız değişim dişlileri...), ya da elektriksel yolla ek yük momentleri üreten birimler (ayar frenleri, fuko frenleri...) olabilir. Ancak bu çözümlerin bir çoğunun kapladıkları alan büyük ve pahalıdır. Fakat bu yöntemin fiyatı yinede doğru akımlı tahrik sistemlerine göre daha ucuzdur. Bu nedenle daha ekonomik, basamaksız, kontaksız, uygun dinamik cevaplı ve doğru hız denetimi ancak güç elektroniği elemanlarıyla statik olarak yapılabilir.

Klasik yöntemde kademeli olarak rotor direncinin değiştirilmesi ile yapılan hız ayar yöntemi, güç elektroniğinde meydana gelen gelişmelere paralel olarak yerini, direncin doğrultucu ve kıyıcı yardımıyla değiştirildiği bir kontrol sistemine bırakmıştır. Hız kontrol aralığı dar olan sistemlerde çok tercih edilen bir yöntemdir. Köprü doğrultucu sonrasında

kullanılan doğru akım kıyıcısı sayesinde, kademesiz ve kontaklı bir yolla etkin rotor direncini değiştirmek mümkün olur.

1.1 Statik Hız Denetim Birimlerinin Bilezikli Asenkron Motorlara Uygulamasının Avantajları

Statik çeviricilerin verimleri yüksektir. Geniş bir hız denetim aralığı sağlarlar. Çeviricilerle çalışma frekansının değiştirilmesi olanağının bulunması, dişli düzenlerini azaltmış, çalışma güvenliğini ise artırmıştır. Asenkron motorların doğrudan şebekeye bağlanmasından doğan büyük akım darbeleri bu tür denetim birimleri sayesinde azaltılarak istenilen düzeylerde tutulabilir.

Çeviriciler sayesinde aynı kaynaktan faydalanarak birden fazla motorun hız denetimini yapmak mümkün olduğu gibi sistemin bakımı da kolaydır ve diğer hız denetim yöntemlerine göre daha az yer kaplarlar.

1.2 Bilezikli Asenkron Motorların Uygulama Alanları

- Çimento sanayiinde; dişli sistemi içermeyen değirmenlerin tahrikinde,
- Kimya ve petro-kimya endüstrisinde; pompalarda, kompresörlerde
- Demir – çelik endüstrisinde; maden eritme ocaklarındaki fan motorlarının yol alma düzenlerinde, tersine çevrilebilen haddehane tahrikinde,
- Araştırma ve deney kurumlarında; kompresörler, test yatakları, rüzgar tünelleri için yapılan egzoz borularında,
- Su temininde kullanılan sitelerdeki pompa tesislerinde,
- Madencilikte; taşıma ve yükleme makinalarının tahrikinde,
- Çekicilerde; yerel veya uzun mesafe taşıtlarındaki üç fazlı tahrik sistemlerinde,
- Gemi inşaatında; buz kırıcıların tahrik sistemlerinde, gemi pervanelerinde,
- Termik santrallerde; buhar kazanı besleme pompalarının tahrikinde,
- Gaz türbini santrallerinde; gaz türbinlerine yol verme işleminde,
- Depo santrallerinde,
- Baraj kapaklarının tahrikinde,
- Büyük senkron makinalar için yolverici olarak,
- Merkezkaç pompalarında,
- Tavan ve kule vinçlerindeki kaldırma sisteminin tahrikinde.

2. ASENKRON MOTORUN TEMEL İFADELERİ

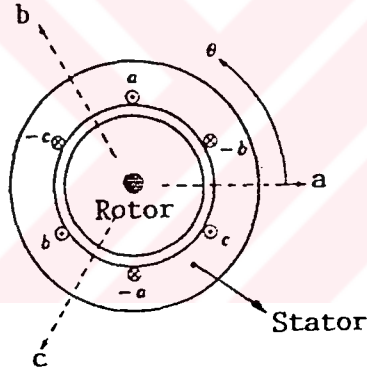
Asenkron motor, yapısı itibarı ile transformatöre benzer. Stator sargıları, primer kabul edilirse, rotor devresi de sekonder olacaktır. Stator ve rotor devreleri hava aralığında, manyetik kuplaj ile birbirine bağlıdır. Üç fazlı makinede, stator sargıları 120° elektriksel açı ile hava aralığının etrafına dizilmiştir. İki kutuplu makinede a,b,c fazlarına ait stator sargıları; a,-a,b,-b,c,-c şeklindedir.(Şekil 2.1) Faz sargılarından geçen akımlar, o faza ait manyetik ekseninde sinüzoidal bir magnetomotor kuvvet dalgası oluştururlar. a,b,c faz sargılarına uygulanan sinüzoidal üç fazlı, dengeli akımlar, sırası ile;

$$i_a = I_m \cos \omega t \quad (2.1)$$

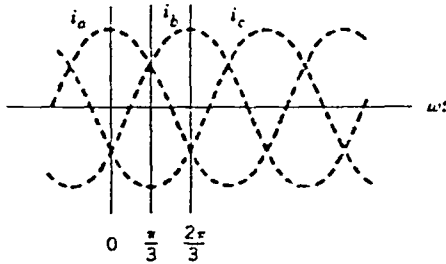
$$i_b = I_m \cos(\omega t - 120^\circ) \quad (2.2)$$

$$i_c = I_m \cos(\omega t - 240^\circ) \quad (2.3)$$

şeklindedir. I_m akımın maksimum değeri olup üç fazlı akımların değişimleri ve sargılar ile kesişmeleri şekil 2.2’de görülmektedir.

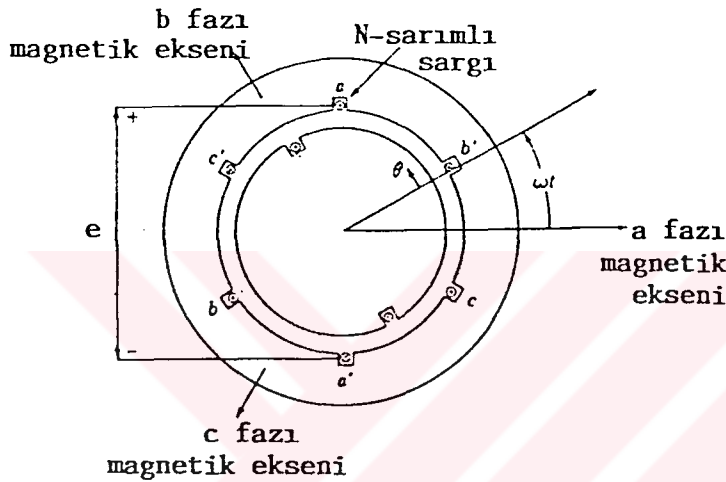


Şekil 2.1 İki kutuplu üç fazlı stator sargısı



Şekil 2.2 Üç fazlı akımlar

Senkron hızı belirleyen faktörler, f (stator frekansı) ile makine kutup sayısıdır. Senkron hız ile hareket eden stator döner alanı rotoru da sürükleyip, dönme hareketini oluşturur. Ancak asenkron motorlarda rotorun senkron hızla dönmesi olanaksızdır, çünkü eğer rotor senkron hızla dönerse rotor sargıları ile stator döner alanı kesişmez ve rotor sargılarında faydalı gücü oluşturacak bir E gerilimi endüklenemez. Bu gerilimin endüklenmesi için rotor, senkron altı bir hızla döner. Böylece rotor sargılarında gücü oluşturacak, bir gerilim endüklenir. Bu nedenle asenkron motorun bir diğer adı da indüksiyon motordur.



Şekil 2.3 Üç fazlı asenkron makine kesiti

Rotor hızı ile senkron hızın farkının bağıl değerine kayma (s) denir. Asenkron motorlarda bir çok elektriksel bağıntı kaymanın bir fonksiyonu olup momenti oluşturan da kaymadır. Asenkron makinanın U geriliminde bir şebekeye bağlanmış olduğunu kabul edelim. Şebeke frekansı f_1 olsun. Makinada meydana gelen faydalı manyetik akı Φ , $n_1 = f_1 \cdot 60/p$ ile dönerken stator sargısında E_1 e.m.k'yı endükleyecektir. Aynı sargının X_1 kaçak reaktansı ve R_1 omik direncinden dolayı jX_1 ve R_1 endüktif ve omik gerilim düşümleri meydana gelir.

$$U = -E_1 + (R_1 + jX_1)I_1 \quad (2.4)$$

Yapmış olduğumuz kabullere göre, rotor ya döner alan yönünde veya buna ters dönebilir. Rotorun döner alan yönünde dönmesi durumunda n hızının pozitif olduğunu ve döner alana ters dönmesi halinde de n hızının negatif olduğunu kabul edelim. Önce rotor bileziklerinin

serbest olduğunu kabul edelim ve rotor n hızı ile dönsün. Bu durumda rotor sargısında endüklenen e.m.k'nın değeri şöyle olur;

$$n_2 = n_s - n \quad (2.5)$$

Şu halde rotorda endüklenen e.m.k'in frekansı;

$$f_2 = p.n_2/60 = p(n_s - n)/60 = n_s.p(n_s - n)/(n_s.60) = f_1.s \quad (2.6)$$

Burada f_1 statora uygulanan şebeke frekansı ve s de rölatif kaymadır. $n_s - n$ kayma devir sayısı olduğuna göre, rölatif kayma;

$$s = (n_s - n)/n_s \quad (2.7)$$

Rotor dönmekte, yani $0 < s < 1$ iken, rotor sargısında endüklenen e.m.k;

$$E_2 = 4,44.f_2.w_2.\xi_2.\phi = 4,44.f_1.s.w_2.\xi_2.\phi \quad (2.8)$$

olup buradan; rotor sargısında endüklenen e.m.k

$$E_2 = E_{20}.s \quad (2.9)$$

şeklinde yazılabilir. Burada E_{20} sukunet halinde rotor sargılarında endüklenen gerilimdir.

Rotor sargısında endüklenen e.m.k bilezikler üzerinden I_2 gibi bir akım akmasına yol açar.

Bu akım rotor dağılma reaktansında ve omik gerilim düşümlerine sebep olur. Φ faydalı akı tarafından rotor sargısında endüklenen e.m.k. $E_2 = E_{20}s$ 'dir.

Rotor sargısı uçları kısa devre edilmiş olduğundan;

$$E_2 = E_{20}s = jI_2X_2.s + I_2R_2 \quad (2.10)$$

olacaktır. Buradan rotor akımını hesap edebiliriz:

$$I_2 = E_{20}.s / (R_2 + jX_2.s) \quad (2.11)$$

$$I_2 = E_{20}.s / (\sqrt{R_2^2 + X_2^2.s^2}) \quad (2.12)$$

şeklinde elde edilir.

Rotor akımının statora indirgenmiş değeri

$$I_2' = E_{20}' .s / (R_2' + jX_2' .s) \quad (2.13)$$

ve

$$I_2' = E_{20}' .s / (\sqrt{(R_2')^2 + X_2'^2 .s^2}) \quad (2.14)$$

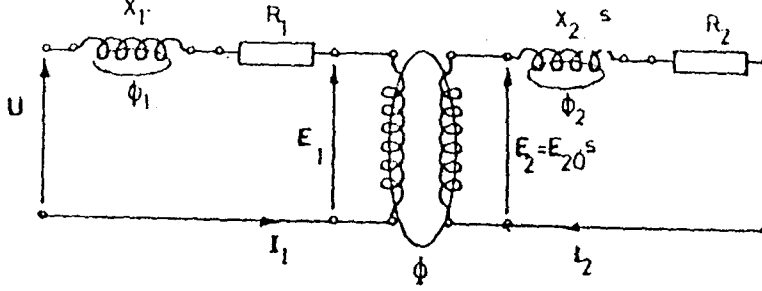
olarak bulunur.

2.1 Asenkron Makinanın Eşdeğer Devreleri

Şekil 2.4 deki eşdeğer devreyi dönmeyen asenkron makinaya çevirebiliriz. Bilindiği gibi, şekilden rotor akımı için

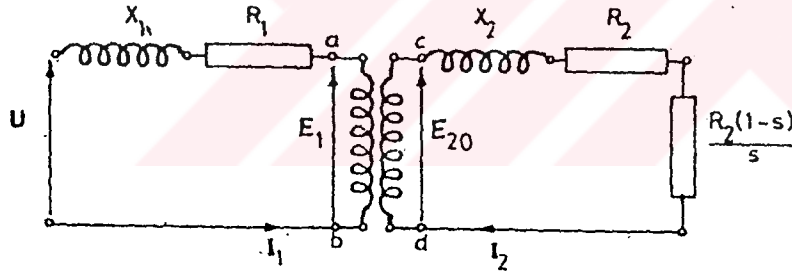
$$I_2 = E_{20}.s / (R_2 + jX_2.s) = E_{20} / (R_2/s + jX_2) \quad (2.15)$$

bağıntısını yazabiliriz. Buradan görüleceği gibi, rotoru dönen asenkron motorun rotor devresinden akan I_2 akımının rotor sargısından rotorun durması durumunda da geçebilmesi için, $R_2/s = R_2 + R_2(1-s)/s$ olduğundan rotor devresine $R_2(1-s)/s$ 'e eşit ilave bir direncin bağlanması gerekir, şu halde şekil 2.4'deki bağlantı şemasını şekil 2.5'deki şekle çevirebiliriz.



Şekil 2.4 Sekonderi kısa devre edilmiş asenkron makinanın stator ve rotor akım devrelerinin fiziksel olarak gösterilmesi.

Durmakta olan rotora bağlanması gereken $R_2 + R_2(1-s)/s$ direnci, makinanın hareket durumunda milden alınan mekanik gücün eşdeğer direncidir.



Şekil 2.5 Asenkron makinanın rotoru dönmeyen duruma indirgenmiş eşdeğer devresi.

Şekil 2.4 ve şekil 2.5'de belirtilmiş olan durumların her ikisinde de e.m.k ile akım arasındaki faz farkı birbirine eşittir.

$$\tan \psi_2 = X_2 \cdot s / R_2 = X_2 / (R_2 / s) \quad (2.16)$$

Aynı şekilde stator akımı I_1 de değişmekte ve akımın büyüklük ve faz açısı aynı kalmaktadır. Bu durumda asenkron makinanın şebekeden çektiği veya şebekeye verdiği güç de değişmeyecektir. Akımların değişmesinden stator ve rotor sargılarındaki elektriksel kayıplar her iki durumda da aynı kalacaktır. Motor halinde rotorun dönmesinde milden çıkan güç şekil 2.5'deki $R_2(1-s)/s$ ilave direnç tarafından tüketilen güce eşit olacaktır.

$$P_{mek} = m_2 \cdot I_2^2 \cdot R_2 (1-s)/s \quad (2.17)$$

Rotora ait muhtelif büyüklüklerin statora indirgenmesi

$$E_{20}' = \bar{u}_u \cdot E_{20} = E_1, \quad (2.18)$$

$$I_2' = m_2/m_1 \cdot (I_2/\bar{u}_u) = \bar{u}_i \cdot I_2, \quad (2.19)$$

$$R_2' = (\bar{u}_u/\bar{u}_i) \cdot R_2 = \bar{u}_r \cdot R_2, \quad (2.20)$$

$$X_2' = (\bar{u}_u/\bar{u}_i) \cdot X_2 = \bar{u}_r \cdot X_2, \quad (2.21)$$

Statora indirgenmiş rotor akımı I_2' 'nin değeri rotora indirgenmiş e.m.k ve direnç değerinden hesap edilebilir. Şöyle ki ;

$$I_2' = E_{20}' / (R_2' / s + jX_2') = E_{20}' / Z_2' \quad (2.22)$$

2.2 Asenkron Makinanın Gücü ve Döndürme Momenti

Asenkron motorun stator sargısı şebekeden P_1 gücünü çekmektedir. Stator sargısının bakır kaybı P_{cu1} ve stator demir kaybı P_{Fe1} olduğuna göre, stator döner alanı tarafından rotora aktarılan güç;

$$P_{d1} = P_1 - (P_{cu1} + P_{Fe1}) = P - P_{k1} \quad (2.23)$$

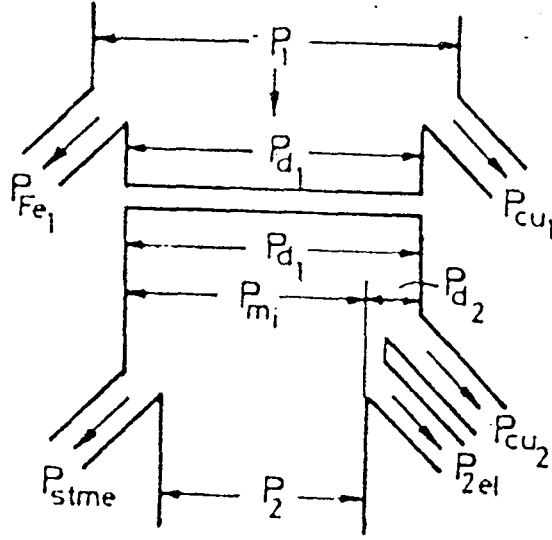
dir. Bunların türüne göre bakır veya demir kayıpları içerisinde gözetilmiş olduğu kabul edilebilir.

Şayet rotorda kayıplar olmasa ve bilezikler kısa devre edilmiş olsa idi, bu güç olduğu gibi mekanik güce dönüştürülecek idi. En genel olmak üzere, kayma ayarı amacı ile bilezikler arasına ayar dirençlerinin de bağlı olduğunu düşünerek, rotor sargı direncinden ötürü bakır kayıplarının da var olduğunu kabul ettiğimizde, motorun milinde endüklenen toplam mekanik güç;

$$P_{mi} = P_{d1} - (P_{cu2} + P_{2el}) \quad (2.24)$$

olup, burada P_{cu2} rotor sargısındaki bakır kayıplarını ve P_{2el} de ayar dirençlerinin sarf ettiği elektrik gücünü vermektedir. Rotor sargısında endüklenen elektrik gücü

$$P_{d2} = (P_{cu2} + P_{2el}) \quad (2.25)$$



Şekil 2.6 Asenkron motorun enerji akış diyagramı

Rotorda endüklenen mekanik güç ise,

$$P_{mi} = P_{d1} - P_{d2} \quad (2.26)$$

$$P_2 = P_{mi} - P_{stme} \quad (2.27)$$

dir. Buradan motorun verimini yazabiliriz:

$$\eta = P_2 / P_1, \quad (2.28)$$

dir.

Endüklenen döndürme momenti, endüklenen güçten hesap edilebilir. Asenkron makinanın statorundan rotoruna geçen bu elektromagnetik güç

$$P_{d1} = m_2 \cdot E_{20} \cdot I_2 \cdot \cos \psi_2 \quad (2.29)$$

dir. Buradan endüklenen döndürme momentinin ortalama değeri

$$\begin{aligned} M_{dort} &= P_{d1} / \Omega = (60 / 2\pi n) P_{d1} = (p / 2\pi f_1) \cdot P_{d1} \\ &= (p / 2\pi f_1) \cdot m_2 \cdot E_{20} \cdot I_2 \cdot \cos \psi_2 \end{aligned} \quad (2.30)$$

olarak elde edilir. Diğer taraftan $E_{20} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot w_2 \cdot \xi_2 \cdot f_1 \cdot \phi$ olduğundan, bu yukarıdaki bağıntı da yerine konacak olursa,

$$\begin{aligned} M_{dort} &= p / (\sqrt{2} f_1) \cdot m_2 \cdot w_2 \cdot \xi_2 \cdot f_1 \cdot \phi \cdot I_2 \cdot \cos \psi_2 \\ &= k_m \cdot \phi \cdot I_2 \cdot \cos \psi_2 \end{aligned} \quad (2.31)$$

eşitliği elde edilir. Burada $k_m = p / \sqrt{2} (m_2 \cdot w_2 \cdot \xi_2)$ olup, makinanın değişmeyen parametrelerinden oluşmaktadır.

Statorun şebekeden çektiği güç

$$P_1 = m_1 \cdot U \cdot I_1 \cdot \cos\varphi_1 \quad (2.32)$$

Asenkron motorun yüklü durumu için çizilmiş olan fazör diyagramından faydalanarak şebekeden çekilen gücü bileşenlerine ayırılım.

Şekilden görüleceği gibi,

$$U \cdot \cos\varphi_1 = E_1 \cdot \cos\psi_1 + I_1 \cdot R_1 \quad (2.33)$$

olduğundan , bunu 2.32 bağıntısında yerine koyalım. Böylece

$$P_1 = m_1 (E_1 \cdot I_1 \cdot \cos\psi_1 + I_1^2 \cdot R_1) \quad (2.34)$$

bağıntısı elde edilir. Yine şekil 2.7'den

$$I_1 \cdot \cos\psi_1 = I_2' \cdot \cos\psi_2 + I_v \quad (2.35)$$

olduğu görülür. Bu bağıntı 2.34 denkleminde yerine konacak olursa,

$$P_1 = m_1 (E_1 \cdot I_2' \cdot \cos\psi_2 + I_1^2 \cdot R_1 + E_1 \cdot I_v) \quad (2.36)$$

Bağıntısı elde edilir. Burada parantez içindeki birinci terim, yani $E_1 \cdot I_2' \cdot \cos\psi_2$ faz başına statordan rotora geçen elektromagnetik gücü, ikinci terim $I_1^2 \cdot R_1$ faz başına stator bakır kaybını ve üçüncü terim $E_1 \cdot I_v$ de faz başına stator demir kaybını vermektedir. $E_1 = E_{20}'$ olduğundan,

$$P_{d1} = m_1 E_{20}' \cdot I_2' \cdot \cos\psi_2 \quad (2.37)$$

Fazör diyagramından,

$$E_{20}' \cdot \cos\psi_2 = I_2' \cdot R_2' / s \quad (2.38)$$

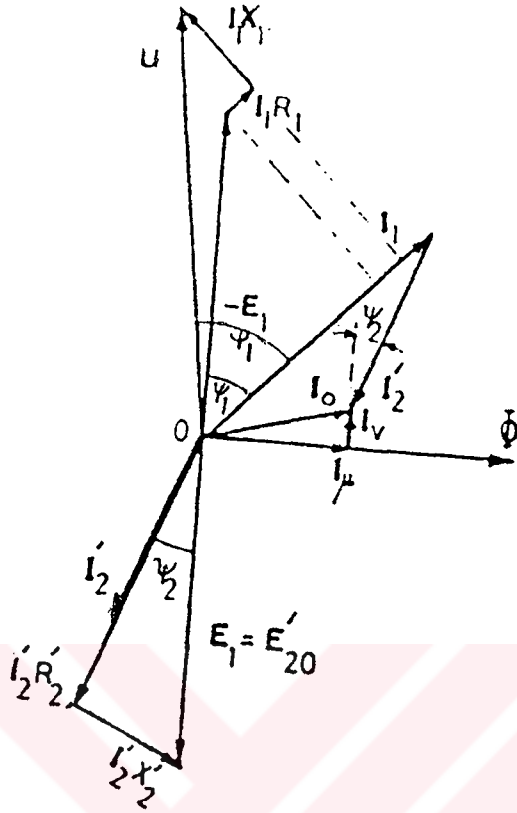
olduğundan, bu 2.37 numaralı bağıntıda yerine konursa,

$$P_{d1} = m_1 \cdot I_2'^2 \cdot R_2' / s \quad (2.39)$$

$$I_2'^2 = (E_{20}' / Z_2')^2 = E_{20}'^2 / ((R_2' / s)^2 + X_2'^2) \quad (2.40)$$

olduğundan, primere indirgenmiş sekonder akımının bu değeri denklem 2.39'de yerine konacak olursa, statordan rotora geçen toplam elektromagnetik güç için aşağıdaki bağıntıyı elde ederiz:

$$P_{d1} = m_1 \cdot E_{20}'^2 / ((R_2' / s)^2 + X_2'^2) (R_2' / s) \quad (2.41)$$



Şekil 2.7 Asenkron motorun yüklü durumuna ait fazör diyagramı

Bilindiği gibi,

$$E_{20}' = \bar{u}_u \cdot E_{20}', \quad R_2' = \bar{u}_r \cdot R_2, \quad X_2' = \bar{u}_r \cdot X_2$$

$$\bar{u}_u = w_1 \cdot \xi_1 / w_2 \cdot \xi_2, \quad \bar{u}_u =, \quad \bar{u}_u / \bar{u}_i = m_1 / m_2 (w_1 \cdot \xi_1 / w_2 \cdot \xi_2)^2$$

olduğundan, bunlar 2.41 nolu bağıntıda yerlerine konacak olursa, elektromagnetik güç için aşağıdaki son şeklini alır:

$$P_{d1} = m_2 \cdot E_{20}'^2 / ((R_2/s)^2 + X_2'^2) (R_2/s) \quad (2.42)$$

Burada m_2 rotorun faz sayısıdır.

2.42 numaralı bağıntıda görüyoruz ki, statordan rotora geçen güç kaymaya bağlıdır.

Döner alan gücü rotorda endüklenen döndürme momenti ile döner alanın geometrik açısal hızı çarpımına eşittir.

$$P_{d1} = \Omega \cdot M_d \quad (2.43)$$

burada $\Omega_1 = 2\pi.n/60$ ile P_{d1} 'in denklem 2.42'deki değerleri yerlerine konacak olursa, döndürme momenti için

$$M_d = 60 / (2\pi.n_1) m_2 \cdot E_{20}^2 / ((R_2/s)^2 + X_2^2) (R_2/s) \quad (2.44)$$



3. ASENKRON MOTORLARIN HIZ AYAR YÖNTEMLERİ

Bir motorun hız ayar yöntemi belirlenirken, motor gücü, motor tipi, tahrik edilecek iş makinesinin karakteristikleri ve buna bağlı olarak devir yönünün değişimi, fren çalışma süresi, ayar ekonomisi, şebeke ve çalışma ortamı (toz nem asit vs.), tesis ve işletme giderleri gibi kriterler göz önünde bulundurulur.

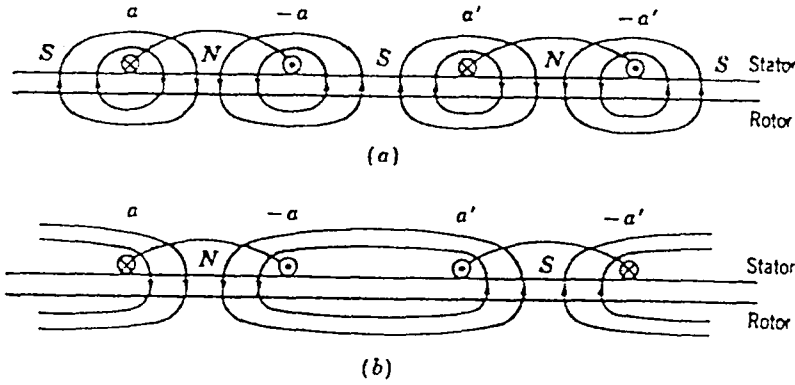
AC motorların dc motorlara göre pek çok üstünlükleri vardır. Eşdeğer dc motora göre %20 ile 40 daha hafiftir, fiyatı ucuzdur ve fazla bakım gerektirmez. Hız ayarı için frekansın, gerilimin ve akımın kontrolü gerekir. Tahrikte istenen özellikleri yerine getirmek için güç konverterlerinden, inverterlerden ac kıyıcılardan (ac gerilim kontrolörü) frekansı, gerilimi veya akımı kontrol etmek amacı ile yararlanılabilir. Bu güç konverterlerinin yapıları oldukça karmaşık ve fiyatları pahalıdır. Çoğunlukla model referans, adaptif kontrol, vektör kontrol gibi beslemeli kontrol tekniklerine ihtiyaç gösterir. Fakat ac tahrikin yararları bu sakıncalarına daha ağır basar. Endüstride kullanılan motorların çok büyük bir kısmı üç fazlı asenkron motordur.

Asenkron motorun hızı üç temel faktör tarafından belirlenir;

- 1-Kutup sayısı (P)
- 2-Şebeke veya stator frekansı (f_1)
- 3-Kayma (s)

3.1 Kutup Sayısı Değiştirilerek Hız Ayarı

Stator sargıları, kutup sayısı değiştirilebilecek şekilde dizayn edilmiş, genellikle düşük güçlü motorlarda uygulanan çok pratik bir ayar yöntemidir. Bu yöntem daha çok rotoru sincap kafesli motorlarda uygulanmaktadır. Kutup sayısı değiştirme uygulaması bilezikli motor için pek uygun değildir. Çünkü stator sargıları gibi rotor sargıları da özel dizayn gerektirdiğinden, maliyet oldukça artacaktır. Bu yöntemde ardışık olarak dizilmiş stator sargıları istenen devir sayısına göre gruplar halinde veya, tek tek (minimum devir) bağlanarak devir sayısı değiştirilir. Ancak bu yöntemde hız ayarı kademelidir.(n=500, 600,750...)

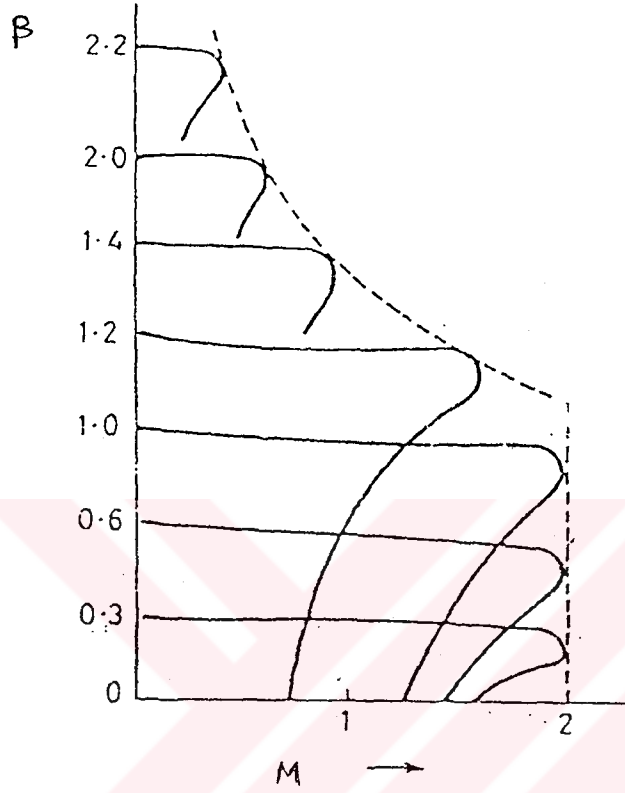


Şekil 3.1 Kutup sayısı değiştirme prensibi

3.2 Stator Frekansı Değiştirilerek Hız Ayarı

Hızı belirleyen üç temel bileşenden biri de frekans olduğuna göre, stator frekansını değiştirerek de hız ayarı yapılabilir. Bu yöntem önceleri dinamik frekans dönüştürücülerle uygulanabiliyordu, şöyle ki 50 Hz şebekeye bağlı bir motor tarafından tahrik edilen generatör (tahrik makinası dc de olabilir) frekans dönüştürücü olarak kullanılıyordu. Ancak bu yöntem gerek tesis gerek işletme gerekse bakım maliyetleri açısından oldukça verimsiz olduğundan fazlaca kullanılan bir yöntem değildir. Günümüzde dinamik dönüştürücülerin yerini statik dönüştürücüler almıştır. Statik frekans kontrolü şu şekilde yapılmaktadır; sabit frekanslı şebeke gerilimi ilk etapta doğrultularak bir invertere uygulanır inverterde arzu edilen frekans elde edilerek filtre ve uyarılama işlemleri de yapılır. Böylece istenen frekans ve gerilim değerlerine sahip, çıkış değeri kontrol edilecek asenkron motora uygulanır. Çoğu zaman doğrultucu ve inverter devreleri arasında bir ara devre bulunur. Bu akım ara devresi veya gerilim ara devresi olabilir veya frekans değişimi doğrudan da yapılabilir. Bu özellikler doğrultusunda frekans dönüştürücüler, doğrudan frekans dönüştürücü veya gerilim ara devreli frekans dönüştürücü adları ile anılırlar. Bu yöntemde gerilim sabit olduğundan frekansdaki değişimler motor akısını ve akımını da etkileyecektir. Frekans azaltıldığında akı artacaktır. Akı artışı kritik değerlere ulaştığında motorda manyetik doyma meydana geleceğinden motor arzu edilen hız-moment karakteristiğinden uzak ve verimsiz çalışacaktır. Frekans artırıldığında ise devir artacak fakat akı azalacağı için moment de azalacaktır.

Görüldüğü gibi yüksek frekanslarda moment kayda değer şekilde azalmaktadır. Bu yöntem tek başına kullanışlı bir hız kontrol yöntemi olmayıp ancak stator geriliminin de frekansla beraber değiştirildiği durumlarda kullanışlı olmaktadır.



Şekil 3.2 Frekans kontrolünde hız-moment karakteristiği

3.3 Kaymanın Denetimi ile Hız Ayarı

Kaymayı üç şekilde değiştiririz;

- 1-Rotor döner alan gücünün değiştirilmesiyle yapılan hız ayarı
- 2- Stator gerilimi denetlenerek
- 3-Yardımcı makine ve cihazlarla kaymayı değiştirerek hız ayarı yapılır.

Genel olarak üç fazlı asenkron motorun devir sayısı,

$$n = n_s (1-s) \quad (3.1)$$

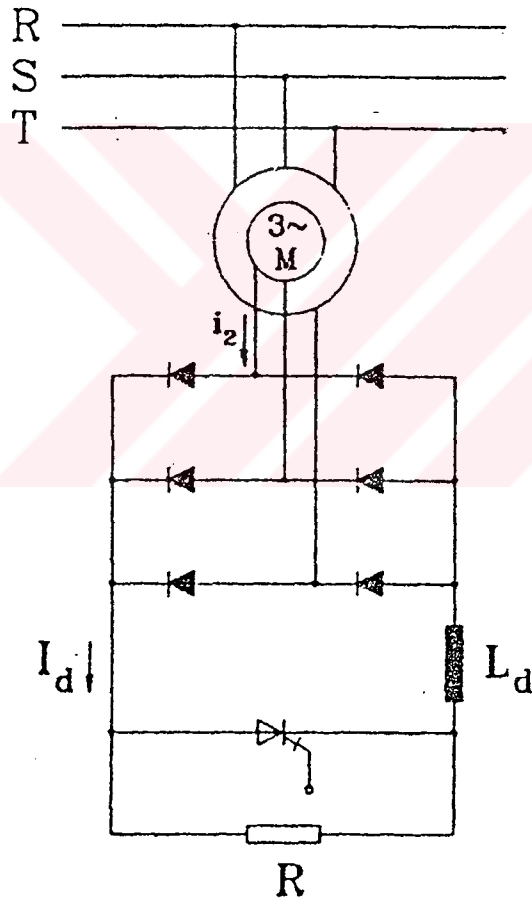
ifadesi ile verilmiştir. Burada s kayma olup, döner alan ve rotor hızları arasındaki bağıl fark olarak tarif edilmiştir. n_s ise motorun senkron devir sayısı olup,

$$n_s = 120 f_1 / p \quad (3.2)$$

bağıntısı ile hesaplanabilir. Burada f_1 , statora uygulanan gerilimin frekansdır. p ise makinanın toplam kutup sayısını göstermektedir. İmal edilmiş bir motorda p sabit olduğuna göre, 3.1 ve 3.2 ifadelerinden görüldüğü gibi devir sayısını ayarlamak için iki olanak vardır. Bunlardan biri kaymanın, diğeri ise frekansın değiştirilmesidir. Kaymanın değiştirilmesi için aşağıdaki metodlardan yararlanılabilir.

3.3.1 Rotor devresine omik dirençler bağlayarak devir sayısı ayarı

Bu tür devir sayısı ayarında yaklaşık olarak basamaksız bir ayar sağlanabilir. Bu düzen (s) kaymasının değiştirilmesine dayandığından, rotor kayıplarının artmasına yol açar, çünkü kayma enerjisi bu kez rotor devresindeki ayar direncinde ısıya çevrilecektir. Kaymayı, dolayısıyla devir sayısını belirleyen temel bir etken de R_2 rotor direncidir.



Şekil 3.3 Darbe ayarlı dirençle bilezikli asenkron motor hız kontrolü

$T_2 R = T R_e$, $T_2 / T = 1 - \delta$ ' dan etken direncin ortalama değeri

$$R_e = R (1 - \delta) \quad (3.3)$$

bulunur. Yarı iletken elemanın iletimde kalma süresi 0 ile 1 arasında değiştirilerek, etken direnç R ile 0 arasında ayarlanabilir.

Momentin sabit bir değeri için 3.4 ifadesi sadeleştirmek ve genelleştirmek suretiyle, muhtelif rotor dirençlerindeki kaymalar arasında aşağıdaki ifade yazılabilir.

$$s_K = R_2' / \sqrt{(R_1^2 + (w_1 L_L))} \quad (3.4)$$

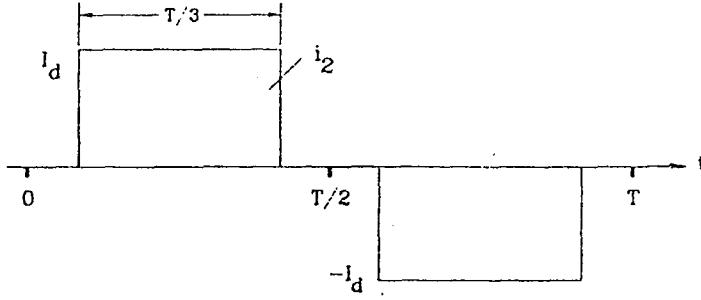
$$s'/s = (R_2 + r)/R_2 \quad (3.5)$$

s_K ; devrilme kayması, s ; rotor devresine direnç eklenmemiş durumdaki kayma, s' ; rotora dışardan r direnci eklendiğinde elde edilen kayma değeridir. R_2 ise rotor sargısının kendi direncidir. Buradaki r direnci, her faza eklenecek direnci temsil etmektedir. Darbe ayarlı dirençle kontrolde r 'ye karşı gelen R_e değeri, rotor devresi elektriksel güçlerinin eşitliğinden gidilerek hesaplanabilir.

$$P_E = R_2 I_2^2 + R_e I_d^2 = 3 (R_2 + r) I_2^2 \quad (3.6)$$

$$R_e = 3 r (I_2 / I_d)^2 \quad (3.7)$$

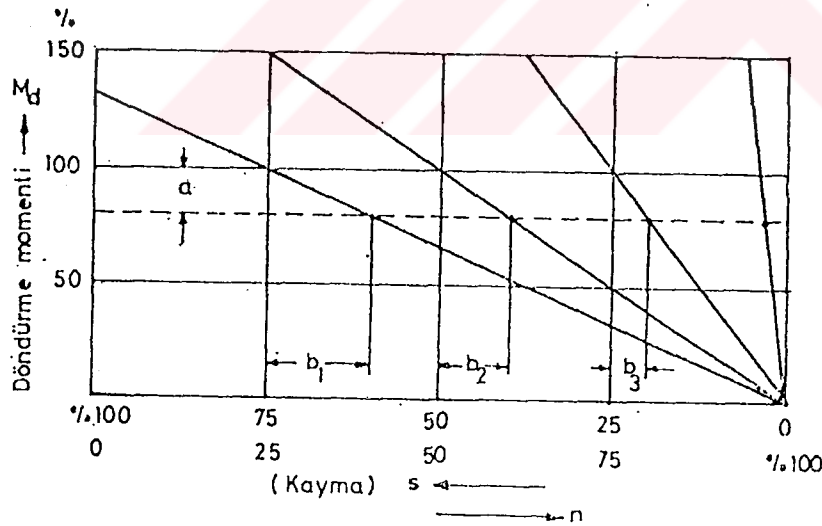
Görüldüğü gibi rotor devresine direnç ekleyerek yeni bir kayma değerine geçebilir, dolayısıyla yeni bir devir sayısı ve yeni bir karakteristik eğri elde ederiz. Bilindiği gibi bu ayar yöntemi bilezikli asenkron motorlara özgü olup klasik olarak ayar reostaları ile uygulanır. Güç elektroniği yardımı ile de rotor dirençleri kontrol edilebilir, şöyle ki rotor akımı üç fazlı bir doğrultucu ile doğrultularak üç fazlı ayarlı bir direnç yerine tek bir ayarlı dirence uygulanır. Böylece reosta, tesis ve bakım giderleri üç kat azaltılmış olur. Güç elektroniği yardımı ile daha etkin bir kontrol yöntemi doğrultucudan sonra ayarlı direnç yerine darbe kontrollü direnç kullanılmaktadır. Bu yöntem, R ayar direncini belli sürelerle kısa devre ederek R_e etken direnç değerini değiştirme prensibine dayanır. Böylece $R_e = 0$ 'dan $R_e = R$ değerine kadar kademesiz bir ayar sahası elde edilir.



Şekil 3.4 Rotor akımının değişimi

I_2 rotor akımının zamana bağlı değişimi, akım doğrultmak için üç fazlı köprü montajı kullanıldığına göre şekil 3.4'deki gibidir.

Aşağıdaki şekilde değişik rotor dirençlerindeki döndürme moment eğrileri verilmiştir. Buradan görüleceği gibi, kayma rotor devresi direnci (sargı, yolverme ve ayar direnci) ile büyümektedir. Ayar edilen devir sayısı ne kadar düşükse, döndürme moment karakteristiği o kadar seri karakteristiğe yaklaşır, yani devir sayısı yüke çok bağlı olur ve yük değişimlerinde otomatik olarak değişir. Kaymanın %50'nin üstünde olmasında sabit bir yük momentinde de pratik olarak artık kusursuz bir işletme özelliği beklenemez.



Şekil 3.5 Değişik rotor dirençlerinde $M_d = f(n)$ eğrileri.

(a= döndürme moment oynaması; b_1 , b_2 ve b_3 devir sayısı oynaması)

3.3.2 Rotor elektriksel gücü denetlenerek hız ayarı

Dirençlerde harcanan rotor elektriksel gücü denetlenerek tekrar şebekeye uyarlanırsa sistemin kayıpları minimize edilmiş ve verimi yükseltilmiş olur. Klasik yöntemlerle rotor elektriksel gücü dinamik dönüştürücülerin ard arda bağlanması yöntemi ile denetlendiği için, bu yöntem kaskad bağlantılar yöntemi denir. Bilindiği gibi bu yöntemin özü rotor elektriksel gücünün gerekli uyarımlar yapıldıktan sonra tekrar şebekeye iade edilmesidir. Gücün şebekeye iadesi elektriksel bağlantı ile yapılabileceği gibi tahrik milini beslemek suretiyle de yapılabilir. Dinamik kaskad bağlantıları iki bölümde inceleyebiliriz. Kramer kaskadı ve scherbius kaskadı. Birincisinde güç sabit olup ikincisinde moment sabittir. Kramer kaskadında asenkron motorun kayma gücü bir komütatrisle doğru akıma ve bu doğru akımla tahrik edilen doğru akım motoru yardımı ile mekanik güce çevrilerek asenkron motorun miline aktarılır. Bu bağlantıda, komütatris (statoru üç fazlı, rotoru doğru akım komütatörü olan frekans değiştirici) ve doğru akım motoru serbest uyarımlı olup ayrı bir doğru akım şebekesinden uyarılmaktadır. Kramer kaskadında rotor elektriksel gücü tahrik miline aktarıldığı için mekanik güç sabit kalmaktadır. Bu sistemde hız senkron altı ve senkron üstü bölgede geniş bir sahada ayarlanabilir. Senkron üstü hızlara ulaşmak için doğru akım motorunun uyarma akımının yönünü değiştirmek gerekir. Güç faktörünü düzeltmek için ise doğru akım motoru uygun şekilde uyarılır. Scherbius kaskadında ise rotora elektriksel olarak bağlı komütatris, ve doğru akım motoru ile elektriksel gücü mekanik güce çevirir. Bu mekanik güç kramer kaskadında olduğu gibi tahrik miline verilmez ancak bir asenkron generatör vasıtası ile şebekeye aktarılır. Scherbius kaskadında tahrik miline sadece asenkron motorun gücü aktarılmaktadır. Dolayısıyla bu sistemde moment stator döner alan gücüne bağlı olduğundan sabittir.

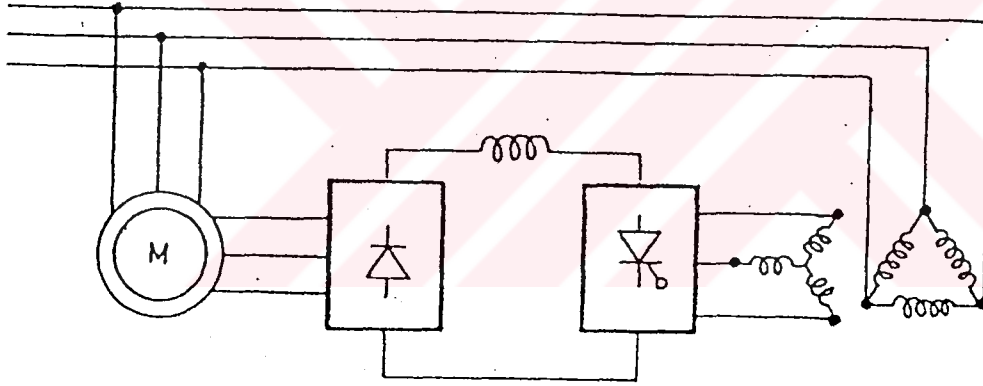
3.3.2.1 Statik kaskad bağlantılar

Dinamik kaskad bağlantılarda, görüldüğü gibi üç hatta dört elektrik makinesi yer almaktadır. Bu makinelerin verimleri en iyimser tahmin ile %95'lerde olsa sistemin verimi; %80 civarında olacaktır. Bundan başka maliyet ve boyutlar da oldukça büyük olacaktır. Günümüzde güç elektroniği alanında kaydedilen gelişmeler sonucu, rotor elektriksel gücü, statik olarak denetlenebilmektedir. Böylece sistemin dinamik kayıpları, boyut ve maliyet bakımından oldukça verimli hale gelmiştir. Sistem kollektör, fırça, rulman gibi aşınan, bakım ve gözetim gerektiren elemanlar içermediği için işletme giderleri azalacaktır. Statik kaskad bağlantılarda hız ayarı; rotor elektriksel gücü bir doğrultucu tarafından doğrultulur,

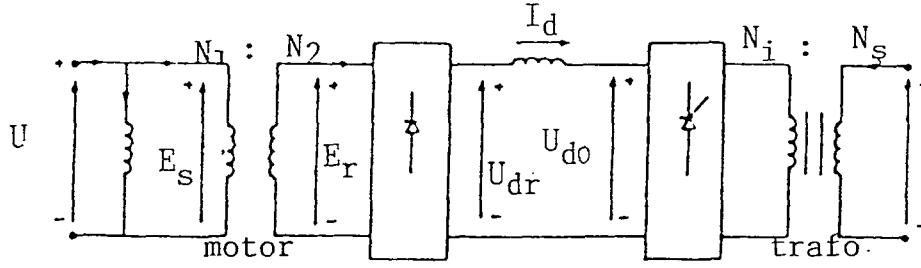
elde edilen doğru akım bir ara devre üzerinden bir invertere uygulanır. İnverter tarafından şebeke frekansında alternatif akıma çevrilen rotor elektriksel gücü, gerekirse bir uyarılama transformatörü üzerinden şebekeye aktarılır. İnverterdeki tristörler değişik α açıları ile tetiklenerek şebekeye akan güç miktarı denetlenebilir. Rotor elektriksel gücünün tamamı şebekeye aktarılırsa hız sıfır olacaktır yani motor dönmeyecek, bir transformator gibi davranacaktır. Şebekeye aktarılan güç miktarı kısıtlandığında P_{mek} mekanik güç oluşacak ve motor dönmeye başlayacaktır. Bu şekilde hız sıfırdan senkron hıza kadar kademesiz şekilde ulaşılacağı gibi doğrultucuda da tristör kullanılarak şebekeden rotora güç akışı sağlanırsa senkron hızın üzerine de çıkılabilir.

3.3.2.1.1 Senkron altı akım doğrultucu kaskad

Senkron altı akım doğrultucu kaskadın da rotor elektriksel gücü üç fazlı tam dalga doğrultucuya uygulanarak doğrultulur. Akım ara devresi üzerinden invertere aktarılan doğru akım evirilerek şebeke frekansına uyarlanır ve gerekirse bir transformatör ile şebekeye aktarılır.



Şekil 3.6 Senkron altı akım doğrultucu kaskad



Şekil 3.7 Senkron altı akım doğrultucu kaskad eşdeğer devresi

Eşdeğer devreden de görüldüğü gibi, inverter doğru gerilim: U_{d0} tetikleme açıları α 'nın bir fonksiyonudur. Aynı şekilde doğrultucu çıkışındaki doğru gerilim: U_{dr} 'de kaymanın fonksiyonu olduğundan dolayı, kaymanın bir fonksiyonu olan devir sayısı da tetikleme açıları ile denetlenebilir.

$$U_{d0} = f(\alpha) , U_{dr} = f(s) , n = f(s)$$

$$U_{dr} = -U_{d0} \text{ olduğundan,}$$

$$N = f(\alpha) \text{ olur.}$$

$$U_{dr} = 2.3391 N_2 / N_1 (U s) \quad (3.8)$$

Rotor devresinde uyarlama transformatörü olmadığında, inverter doğru gerilimi;

$$U_{d0} = s q / \pi \sqrt{2} U \sin(\pi/q) \cos\alpha \quad \text{dan;}$$

$$U_{d0} = 2.3391 U \cos\alpha \quad \text{olur.} \quad (3.9)$$

$$U_{dr} = -U_{d0} \text{ olduğundan;}$$

$$2.3391 N_2 / N_1 (U s) = 2.3391 U \cos\alpha$$

bu eşitlikte gerekli sadeleştirme yapıp, s çekildiğinde;

$$s = - N_1 / N_2 \cos\alpha \quad (3.10)$$

$$n = n_s (1 + N_1 / N_2 \cos\alpha) \quad (3.11)$$

Görüldüğü gibi hız tetikleme açılarının bir fonksiyonu olup, hızı ayarlamak için tetikleme açılarının ayarlanması kafidir. α gecikme açılarını ayarlamak için elektronik bir tetikleme devresi kullanabileceğimiz gibi piyasada bu amaca uygun olarak dizayn edilmiş entegre devrelerden de faydalanabiliriz. Hatta tetikleme entegrelerinin çeşitli çıkış formlarından yararlanarak, inverter çıkış geriliminin şeklini düzenleyip, harmonik eliminasyonu da

gerçekleştirebiliriz. α açısının sınırlarını belirleyerek elde edebileceğimiz hızın minimum ve maksimum değerlerini belirleyebiliriz.

$$\alpha_{\min} = \pi/2 \quad (\cos\alpha = 0, \quad U_{d0} = 0 \quad n = n_s) \quad (3.12)$$

$$\alpha_{\max} = \pi - u - t q w_s \quad (s = s_{\max}, \quad n = n_{\min}) \quad (3.13)$$

u = komutasyon açısı (tuw_s), tu = komutasyon süresi, tq = sönme zamanı, tq süresi her eleman için değişmekte olup, ortalama 100 μ s kabul edersek, sönme açısı da $w_s tq = 2\pi 50 \cdot 100 \cdot 10^{-3} = 0.0324 \text{ rad} \cong 1.8^\circ$ $u \cong 3^\circ \sim 4^\circ$ kabul ederek, $\alpha_{\max} = 170^\circ$ olarak toleranslı bir yaklaşımla, $\cos\alpha_{\max} = -0.985$ olup (3.11)bağıntısı gereğince, $n_{\min} = n_s (1 - N_1/N_2 (0.985))$ olacaktır. Eğer elde edilen minimum hız yeterli değilse inverter çıkışı ile şebeke arasına bir uyarlama transformatörü koymak gerekecektir. Bu taktirde (3.11) bağıntısı şu şekilde olacaktır;

$$n = n_s (1 + N_1 N_i / N_s N_2 \cos\alpha) \quad (3.14)$$

N_i = uyarlama transformatörü inverter tarafı (primer) sargı sayısı,

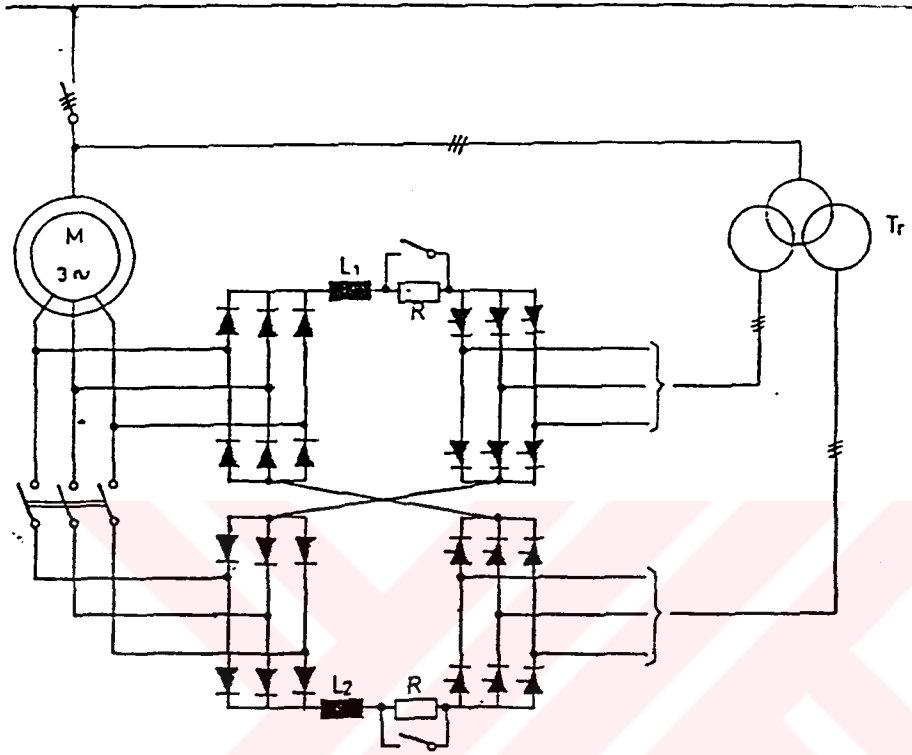
N_s = uyarlama transformatörü şebeke tarafı (sekonder) sargı sayısı,

N_1/N_2 motor stator / rotor sargıları olduğu biliniyor, yeni açı sınırlarını belirleyecek olursak,

$$\pi/2 \leq \alpha \leq \cos^{-1} (-s_{\max} N_2 N_i / N_s N_1) \quad (3.15)$$

3.3.2.1.1.1 Seri-Parelel bağlantı değişimleriyle uyarlama

Özellikle çok yüksek güçlü makinelerde gerek ayar alanını gerek yarı iletken elemanlardaki güç dağılımını iyileştirecek bir diğer uyarlama şekli seri-parelel bağlantılar kullanmaktır. Rotor devresi yol verme dirençlerini de içeren bu devre güçlü tahriklerde geniş bir ayar alanı ve rotor ilave dirençleri ile de mükemmel bir kalkış performansı sağlamaktadır.



Şekil 3.8 Seri-parelel bağlantı değişimli senkron altı akım doğrultucu kaskad

Devrede 2. doğrultucu rotora bir şalter üzerinden bağlı olup, her iki evirici üç fazlı üç sargılı transformatör vasıtasıyla şebekeyle ve birbirleriyle irtibatlıdır. R yol verme direnci, bu devrede doğru akım ara devresine konmuştur. R dirençleri, birer şalterle kısa devre edilmişlerdir. Kalkış momenti yüksek ve tahrik sistemi MW'lar mertebesinde ise yol verme dirençleri şalterleri açılmak suretiyle devreye alınır ve istenen kalkış momenti sağlanır. Düşük devir sayılarında 2. doğrultucu devre dışıdır. Rotor elektriksel gücü 1. doğrultucu ile doğrultulur. Bu durumda 1. ve 2. inverterler seri bağlanmış olup doğrultucu çıkış gerilimi her iki invertere eşit olarak bölünür. Bu tarz bağlantıda 1. doğrultucunun şalteri açıkken bu doğrultucuya ait yarı iletkenler doğrultma yapmayıp sadece iletim görevi yapmaktadır. Böylece her iki inverter diyotlar üzerinden seri bağlanmış olur. Hız ayar bölgesinin, yaklaşık olarak yarısında şalter kapatılarak bu kez 2. doğrultucu da devreye alınır. Böylece iki paralel devre oluşur. Şöyle ki birinci paralel devre 1. doğrultucu pozitif

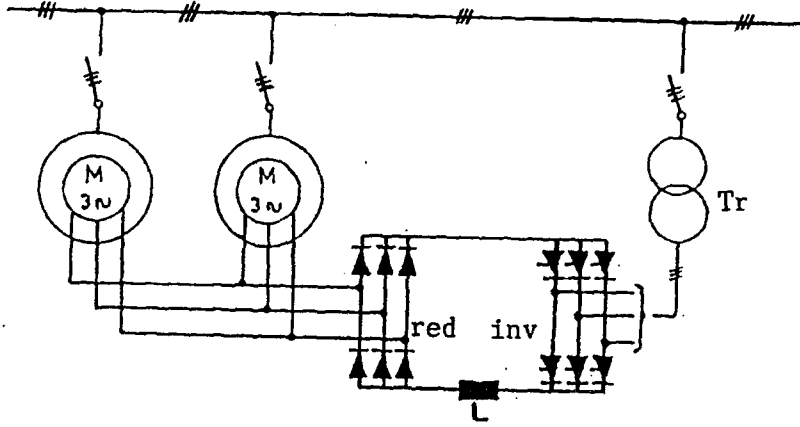
yarım köprüsü, 2.doğrultucunun negatif yarım köprüsü ve 1.inverterden ibarettir. İkinci paralel devre ise, 2.doğrultucu pozitif yarım köprüsü ile bu kez 1.doğrultucunun negatif yarım köprüsü ve 2.inverterden ibarettir. Paralel bağlantıda doğrultulmuş rotor akımı her iki eviriciye eşit şekilde dağılır ve yarı iletkenlerin yükü azalmış olur. Seri-paralel bağlantılar yardımı ile gerçekleştirilen uyarılama yönteminde transformatör şart değildir ancak elde edilen minimum devir sayısı yeterli değilse, iki primer ve bir skonder sargısı bulunan üç sargılı bir uyarılama transformatörü kullanılabilir. Seri-paralel uyarmalı senkron altı kaskad özellikle yüksek güçlü pompa santrüfuj ve fan tahrikinde, ayrıca silindir ve değirmen tahriklerinde de oldukça yüksek performans ile kullanılmaktadır. Bu sistem, şayet uyarılama trafosu kullanılmayacak ise 1:2 oranında bir tahrik için elverişlidir. Eğer hız ayar alanı 1:2'den daha düşük hızları kapsayacak ise bir uyarılama trafosu da kullanılmalıdır.

3.3.2.1.1.2 Senkron altı akım doğrultucu kaskada birden çok asenkron motor bağlanması

Bir elektrik tahrik sisteminde şayet birden çok asenkron motor kullanılıyor ve bu motorlar bazı ortak özellikler çerçevesinde işletiliyor ise (aynı moment, aynı hız gibi), müşterek olarak kaskad sisteme bağlanabilirler. Bu müşterek kullanım tesis maliyetini azaltacağı gibi bazı ilave özellikler sağlayacaktır. Bu özellikler eş dönme açısı, eş moment ve eş hız olup değişik müşterek bağlantılar yardımı ile oluşmaktadır. Bu bağlantıların ilki eş dönme açısı ile ilgili olup iki asenkron makine rotor uçları birbirine bağlanmışlardır. Motorların rotor uçları farklı değerde olduğunda iki rotor devresi arasında bir fark gerilim oluşur. Bu fark gerilimin oluşturduğu alan geride kalan rotoru aynı açı değerine sürükleyerek etkisiz hale gelir. Bu şekilde iki motor arasında elektriksel bir mil olduğu farz edilir. Eş açılı müşterek kaskad uygulamasının gerçekleştirilebilmesi için asenkron motorlar rotor açıları itibarı ile birbirlerine uygun olmalı ve aralarında mekanik bir bağlantı bulunmalıdır.

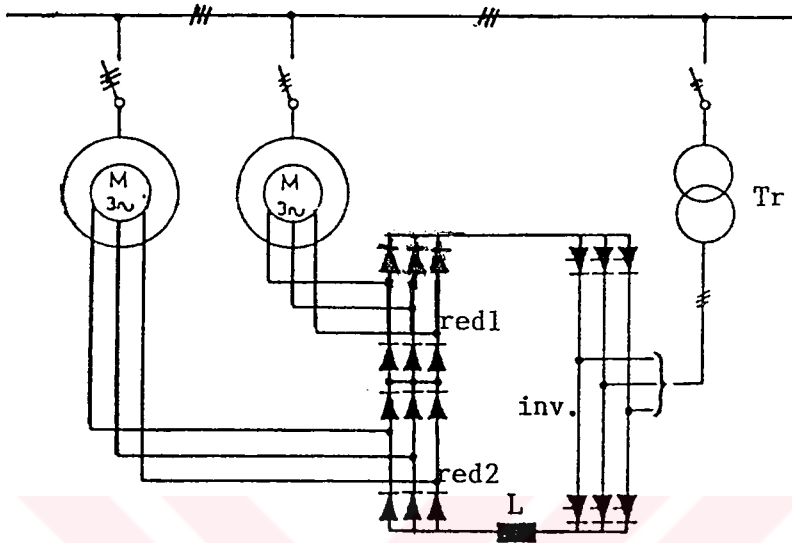
Müşterek bağlantıların bir diğer seçeneği eş moment müşterek bağlantısıdır. Moment rotor akımıyla orantılıdır. Dolayısı ile eş motorların aynı momentler ile işletilebilmesi için rotor akımlarının aynı olması gerekmektedir. Rotor akımlarının eşitlenebilmesi için rotor çıkışlarına bağlı doğrultucular seri bağlanır. Motorlardan birinde meydana gelecek bir moment değişimiyle doğrultucu akımında değişecektir. Bu akım seri bağlı diğer doğrultucuyu etkileyerek o doğrultucuya ait motorda da bir moment değişimi oluşturacaktır. Bu tahrik yönteminin bir diğer özelliği aynı sistemden tahrik edilen

motorların bir diferansiyel dişli takımı gibi farklı devir sayıları ile dönebilirler. Bu sistem devir sayısı ile artan moment karakteristiği ile çalışan tahrikler için tahrikler için elverişli olup, motorların herhangi bir şekilde şanzıman, dişli takımı gibi sistemlerle mekanik olarak irtibatlı olduğu tahriklerde de eşit moment elde edebilmek üzere başarı ile kullanılır.

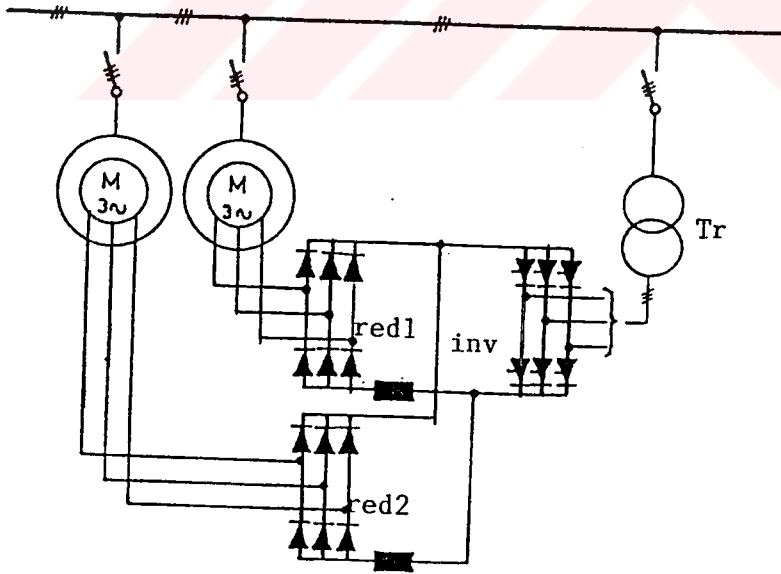


Şekil 3.9 Eş açılı müşterek bağlantı

Bir diğer müşterek bağlantı seçeneği eş devir sayısı içindir. Bu bağlantıda müşterek bağlanacak asenkron motorların rotorları ayrı ayrı doğrultuculara bağlanmıştır. Doğrultucuların doğru akım çıkışları paralel bağlanarak inverter irtibatlıdır. Bu şekilde gerçekleştirilen bir bağlantıda doğrultucu çıkışları paralel bağlandığı için doğrultulan rotor gerilimleri, eşit büyüklükte olmak zorundadır. Dolayısıyla aynı rotor gerilimi aynı devir sayısında oluşacağı için, aynı karakteristik değer ve parametrelere sahip motorlar aynı devir sayısı ile dönerler. Bu tahrik sisteminde farklı karakteristik değer ve parametrelere sahip motorlar da kullanılabilir. Şöyle ki motorlar aynı rotor geriliminin fonksiyonu olarak farklı hızlarda hareket ederler.



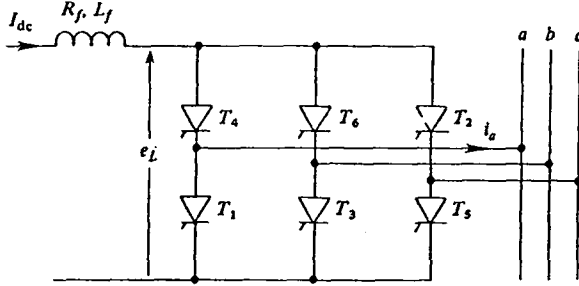
Şekil 3.10 Eş moment için müşterek bağlantı



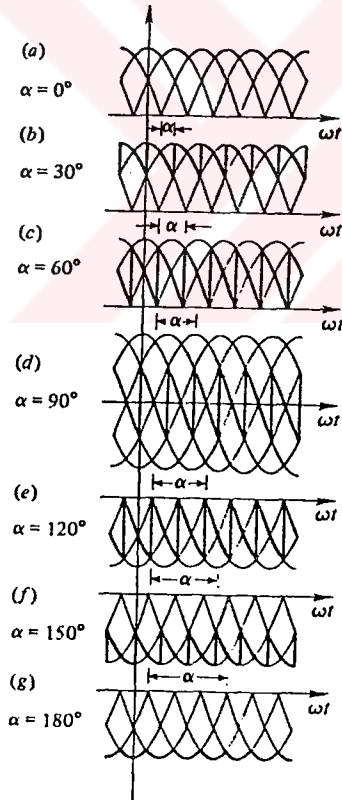
Şekil 3.11 Eş devir sayısı için müşterek bağlantı

3.3.2.1.2 Senkron üstü akım doğrultucu kaskad

Senkron altı akım doğrultucu kaskad devresi bir doğrultucu ve bir inverterden oluşmakta idi. (3.15) bağıntısından bilindiği gibi inverter tristörlerinin tetikleme açıları 90° ile 180° aralığında dır. α tetikleme açıları eğer 90° nin altında olursa inverter devresi bu kez kontrollü doğrultucu devresi gibi davranacaktır.

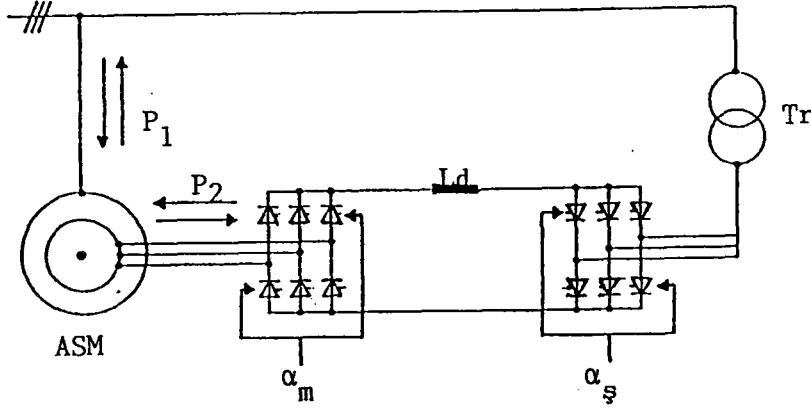


Şekil 3.12 Üç fazlı köprü redresör- inverter.



Şekil 3.13 Değişik α değerleri için iletim durumları

Senkron üstü kaskad bağlantısında rotor devresine kontrolsüz doğrultucu yerine üç fazlı köprü, kontrollü redresör-inverter bağlanır. Şebeke tarafı da aynı şekilde bir redresör inverter ile ara devre üzerinden birinci köprü devresine bağlıdır.



Şekil 3.14 Senkron altı – senkron üstü kaskad.

Şekilde görüldüğü gibi bu bağlantı rotor elektriksel gücü P_2 'nin iki yönlü kontrolüne olanak sağlamaktadır. P_2 gücünün iki yönlü kontrolü şu şekilde gerçekleşmektedir. Senkron altı motor çalışmada senkron altı akım doğrultucu kaskad bağlantısındaki gibi birinci köprü devresi doğrultucu, ikinci (şebeke yanı) köprü devresi de inverter modunda çalışarak rotor elektriksel gücünü şebekeye aktarır. Eğer motor senkron üstü hız bölgesinde çalışacak ise bu kez şebeke tarafındaki köprü, doğrultucu, motor tarafındaki köprü de inverter olarak çalışarak şebeke gücünü gereken rotor frekansına uyarlayarak ilave elektriksel gücü rotora verir. Rotor devresi güç akışı iki yönlü olduğunda stator devresinde P_1 gücü de iki yönlü olacaktır ve gerektiğinde senkron motor generatör olarak da çalışabilecektir.

Gerek senkron üstü gerek senkron altı akım doğrultucu kaskad bağlantılarda, frekans değiştirici yarı iletkenleri, kaymanın en büyük ($n = n_{min}$) olduğu durumda gerilim açısından zorlanır. Kullanılan yarı iletken diyot ise (SAADK) ;

$$U_{RRM} > \sqrt{3}\sqrt{2} U_{2Efm} \quad (3.15)$$

Tristör kullanılacak ise ;

$$U_{RRM}, U_{RRM} > \sqrt{3}\sqrt{2} U \quad (3.16)$$

olacak şekilde yarı iletkenler seçilir. Dinamik büyüklükler, dU/dt ve dI/dt bakımından elemanlar zorlanmaz.

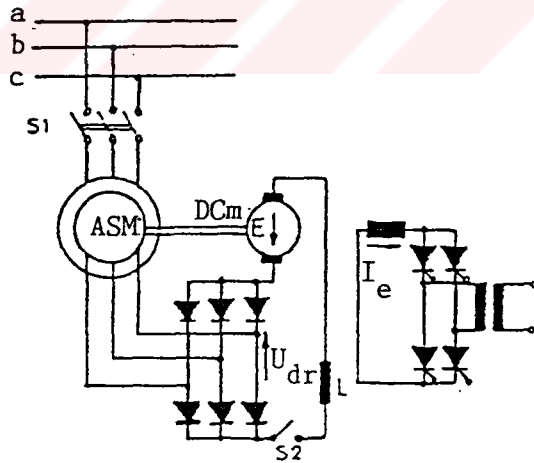
Statik kaskad bağlantılar da içeren büyük güçlü bir tahrik 1983 yılında BBC tarafından gerçekleştirilen Riyad besleme suyu projesidir. 13.8 kV gerilimle beslenen toplam güçleri 447 MW olan 50 adet elektrik motorunun tip ve güç dağılımı;

8 adet	1500 kW	715 rpm	sincap kafesli
24 adet	9500 kW	1135-1745 rpm	bilezikli
12 adet	11500 kW	757-1165 rpm	bilezikli
6 adet	11500kW	1197 rpm	sincap kafesli

şeklinde olup bilezikli asenkron motorlar statik senkron altı kaskad bağlantılar yardımı ile denetlenmektedir. Yüksek güçlü pompa, santrifüj, fan gibi vantilatör moment karakteristiğine sahip tahriklerde statik kaskad bağlantılar başarı ile kullanılmaktadır.

3.3.2.1.3 Kramer kaskad

Kramer kaskadının çalışma ilkesi sabit mekanik güç üretmektir. Mekanik gücü (P_{mek}) sabit tutabilmek için, kaymanın fonksiyonu olarak değişen devir sayısında oluşan mekanik güç azalmasını ilave bir mekanik güç vasıtasıyla tamamlamak gerekir. Sabit mekanik güç sağlamak için tahrik mili yardımcı bir makine ile beslenmelidir.



Şekil.3.15 Kramer kaskadı

Rotor elektriksel gücü doğrulduktan sonra bir doğru akım motorunun endüvisine verilmektedir. Asenkron motorun miline mekanik olarak bağlı olan doğru akım motorunun

uyarma sargısı tahrik sisteminden bağımsız olarak beslenmektedir. Böylece bu rotordan aldığı elektriksel gücü (P_2) mekanik güce çevirerek, motor hızından bağımsız olarak, tahrik miline iade etmektedir. Böylece mekanik güç devir sayısından bağımsız ve sabit kalır.

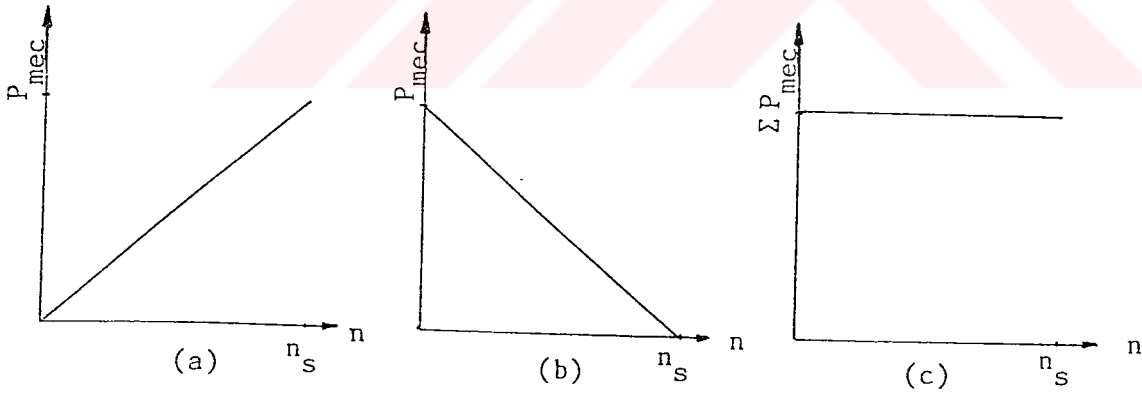
Doğru akım motorunun ürettiği karşıt gerilim E , U_{dr} doğrultucu gerilimi ile aynı değerde olmak zorundadır. Motorun yüksüzken oluşturduğu, doğrultulmuş rotor gerilimine U_{dro} dersek;

$$E = k n \Phi = s U_{dro} \quad (3.17)$$

Bu eşitlikte s yerine $(n_s - n)/n_s$ ifadesi konursa;

$$n = n_s U_{dro} / (U_{dro} + k \Phi n_s) \quad (3.18)$$

Görüldüğü gibi içinde bu ifade Φ değişkenini barındıran hiperbol denklemdir. Böylece doğru akım motorunun alanını ayarlayarak sistemin devir sayısını ayarlayabiliriz. Bilindiği gibi asenkron motorun mekanik gücü devir sayısı ile doğru orantılı olarak artan karakteristiktir. Devir sayısı sıfırken mekanik güç de sıfırdır ve maksimum değerine yaklaşık senkron hızda ulaşır. Doğru akım motorunda ise karakteristik tam tersidir. Şöyle ki devir sayısı sıfırken mekanik güç maksimum değerdedir. Motorun hızı arttıkça mekanik güç azalacaktır ve nihayet senkron hız civarında doğru akım motorunun mekanik gücü sıfır olacaktır.



Şekil.3.16 Hız – mekanik güç karakteristikleri

a) Asenkron Motor b) DC Motor c) Toplam

Asenkron motorun sağladığı döndürme momentine M_1 , dc motorun momentine de M_2 diyelim. Moment ifadeleri;

$$M_1 = P_m / n_s \quad (3.19)$$

$$\Sigma M = M_1 + M_2 = P_m / n \quad (3.20)$$

Kayıpları tamamen ihmal ederek $P_m = P_1 = \sqrt{3} U I_1$ kabul edersek;

$$I_1 = \Sigma M \cdot n / \sqrt{3} U \quad (3.22)$$

Devir sayısı düştüğünde rotor gerilimi de azalacağından doğru akım motorunun gerilimi de azalır. Devir sayısının arzu edilen değerde sabit kalması için uyarma akımını artırmak gerekir. Bu özellik nedeniyle ayar sahasını geniş tutabilmek için DC motorun gücünü de oldukça geniş tutmak gerekir. DC motorun ve asenkron motorun güçlerinin eşit olması durumunda hız ayar sahası %50 civarında olacaktır. Daha geniş bir hız ayar alanı istendiğinde sözgelimi $s = 0.75$ için DC motorun gücü asenkron motorun üç katı olmalıdır. Bu sebeble kramer kaskadı tesis maliyeti bakımından oldukça pahalı bir tahrik sistemidir. Ancak ayar alanının %30 civarında olduğu ve sabit mekanik güç gerektiren tahriklerde kullanılır. Kramer kaskadının bir özelliği de güç faktörünün oldukça iyi olmasıdır.



4. DC KİYİCİ YARDIMI İLE BİLEZİKLİ ASENKRON MOTORUN ROTORUNA DİRENÇ İLAVE EDİLEREK GERÇEKLEŞTİRİLEN HIZ YÖNTEMİNİN İNCELENMESİ

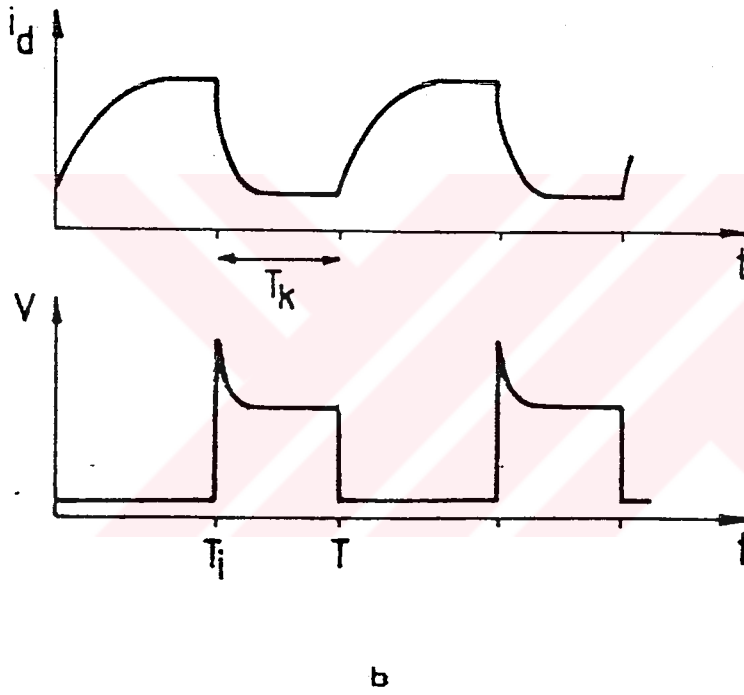
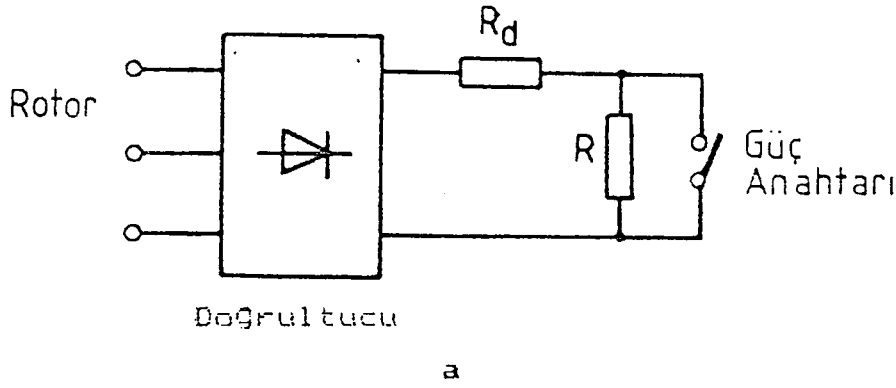
Klasik yöntemde elle veya basamaklı olarak rotor direncinin değiştirilmesi yerini güç yarı iletkenlerinin gelişmesiyle birlikte, rotor devresine eklenecek eşdeğer direnci bir köprü doğrultucu üzerinden değiştirmeye bırakmıştır. Ancak erişilen güç sınırları yinede çok büyük güçlü makinaların kontrolünü şimdilik ekonomik kılmamaktadır. Hız kontrol aralığı dar olan sistemlerde çok tercih edilen bir yöntemdir. Köprü doğrultucu sonrasında kullanılan doğru akım kıyıcısı sayesinde, kademesiz ve kontaklı bir yolla etkin rotor direncini değiştirmek mümkün olur.

Rotor direnciyle hız denetimi işleminde açık çevrim kontrol sistemi kullanılırsa hız ayarı oldukça kötü olur. Yarı iletken kıyıcı kontrolörleri kullanarak kapalı çevrimli kontrol yapmak mümkündür. Geri besleme işareti, bir takogeneratörle algılanabileceği gibi rotor geriliminden de sağlanabilir. Fakat daha çok köprü doğrultucu sonrasındaki akım algılanarak geri besleme işareti elde edilir. Bu, sabit akımla çalışmak için uygun bir geri besleme işaretidir.

Geribesleme ve kıyıcı kullanarak bilezikli motorlarda hızın %1 duyarlılıkta denetlenebileceği kontrol sistemi kolaylıkla gerçekleştirilebilir. %0.5 duyarlılıkta bir denetim sistemini ise pratik olarak yapmak mümkündür. Ancak, bu kadar duyarlı bir deneyim sistemini gerçekleştirmek için birçok tahrik parametresinin göz önüne alınması gerekir.

4.1 Temel Kıyıcı Devresi

Şekil 4.1.a'da rotor direncini statik olarak değiştirebileceğimiz bir temel kıyıcı devresi verilmiştir. Bileziklerden alınan üç fazlı gerilim kontrolsüz bir köprü doğrultucu üzerinden harici bir dirence kıyıcı üzerinden bağlanmıştır.



Şekil 4.1 a) Temel kıyıcı devresi

b) Doğru akımın ve anahtar uçlarındaki gerilimin dalga şekli

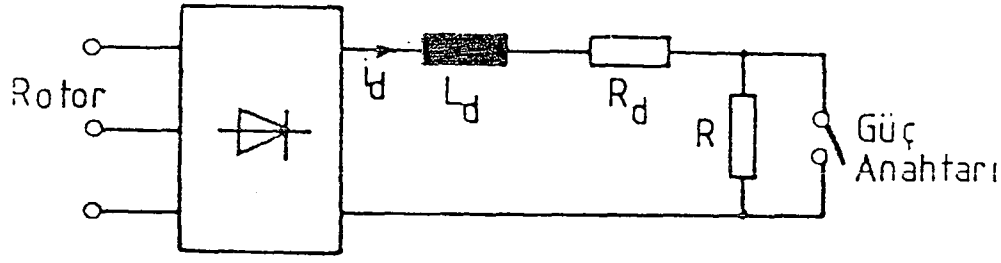
Kıyıcı iletimde iken, iletim süresi boyunca rotor devresindeki eşdeğer direnç R_d ye eşittir. Kıyıcı kesimde iken, iletim süresi boyunca eşdeğer direnç $R_d + R$ ye eşittir. Eğer kıyıcı periyodik olarak anahtarlama işlemini gerçekleştirirse, bu durumda dış rotor direncini R ile $R_d + R$ arasında değiştirmek mümkündür. Böylelikle kıyıcı sayesinde R_d direncinin statik güç anahtarı ile kontaklı ve sürekli olarak değiştirilmesi sağlanır. Anahtarlama işlemi sırasındaki doğrultulmuş akımın ve güç anahtarının uçlarındaki gerilimin dalga şekli şekil

4.1.b’de gösterilmiştir. Akımın dalga şeklinde köprü doğrultucu çıkışındaki dalgalılık ihmal edilmiştir. Bu tür düzenlemede harici bir endüktans kullanılmaz. Eşdeğer devrede görülecek endüktanslar sadece bilezikli asenkron motorun kaçak reaktansları nedeniyle gelecektir. Bu nedenle “iletim” ve “kesim” süresi boyunca ortaya çıkan zaman sabitleri çok küçüktür. Böylece akım “iletim” ve “kesim” süresi boyunca sürekli hale ulaşır. R direncinin, düşük hızlar elde edilmesi amacıyla küçük seçilmesi, anahtarlama elemanının uçlarındaki gerilimin tepe değerini de oldukça yükseltir. Kıyıcı devresi bu şekilde tasarlandığında , seçilecek güç anahtarının da büyük gerilimlere dayanması gerekecektir.

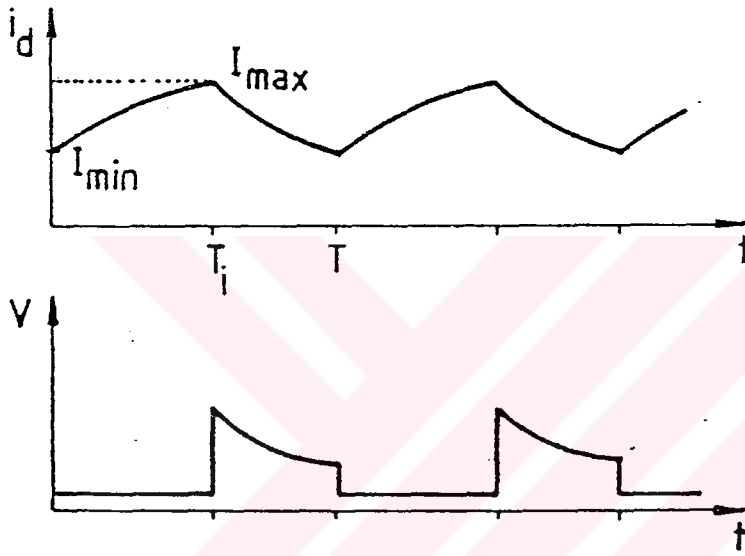
Bu tür kıyıcı devresinin kullanılması, rotor akımında süreksizliğe ve kıyıcı eleman uçlarındaki gerilim tepe değerinin büyümesine neden olduğu için tercih edilmez. Rotor akımının dalga şeklinin bozulması sargılarda ısınmalara yol açar. Bu nedenle motorun kapasitesini anma değerlerinin altına indirir. Eğer kıyıcı frekansı kaynak frekansından daha düşük ise ısınma bir ölçüde azaltılabilir. Ancak kıyıcının düşük frekanslarında eylemsizliği küçük yükler için motor hızında dalgalanmalar oluşur. Kıyıcı frekansının büyütülmesi ise akım harmoniklerinin genliğinin artmasına ve motorda ısınmaya neden olacaktır.

Bütün bu sorunlar nedeniyle rotor devresine bir filtre eklemek gerekir. Filtre yardımıyla rotor devresindeki akımın sürekli yapılması sağlanır. Şekil 4.2.a bir endüktansla gerçekleştirilen kıyıcı devresini göstermektedir.

Doğru akımdaki dalgalılığın çok küçük değerlere ulaştırılması , büyük bir seri endüktans ve yüksek kıyıcı frekansı ile mümkündür. Böylelikle, direnç uçlarına uygulanan kaynak bir akım kaynağına dönüştürülmüş olur. Bütün bu iyileştirmeler sayesinde motor kapasitesinin %90’ı kullanılabilir hale gelir.



a



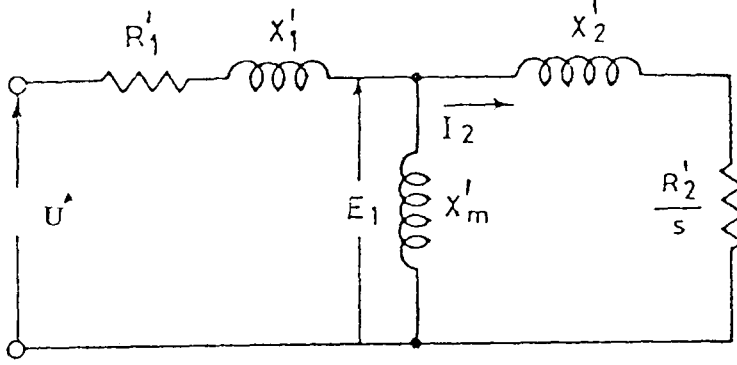
b

Şekil 4.2 a)Seri endüktansla yapılan kıyıcı devresi

b)Doğru akımın ve güç anahtarı uçlarındaki gerilimin dalga şekli

4.2 Sistemin doğru akım eşdeğeri

Bilezikli motor, doğrultucu ve kıyıcıdan oluşan sistemin davranışını analiz etmek zordur. Rotor direncinin değiştirilmesi ve doğrultucunun etkisi, motor akımının distorsiyonuna neden olur. Bütün bu etkileri gözönüne alacak şekilde bir model oluşturmak mümkün değildir. Çünkü doğrultucu-kıyıcı devresi sistem eşitliklerine nonlineerlik getirir. Ancak, basitleştirilmiş eşdeğer devrenin kullanılmasıyla yeterince tatmin edici sonuçlar elde edilebilir. Şekil 4.3’de bilezikli motorun rotor yanına indirgenmiş bir fazlı eşdeğer devresi gösterilmiştir.



Şekil 4.3 Bilezikli motorun rotora indirgenmiş eşdeğer devresi

Kolaylık amacıyla, basitleştirilmiş eşdeğer devre kullanılarak mıknatıslanma reaktansının bulunduğu kol girişe taşınabilir. Buradaki U_1 rotora indirgenmiş bir fazlı kaynak gerilimidir. (rotor gerilimi)

Rotor akımı temel ve harmonik bileşenleri içerir. Doğru akım modelini çıkarmak için üç fazlı sistem gözönüne alınmalıdır.

Kıyıcı devrenin frekansı ve filtre elemanı nedeniyle I_d akımındaki dalgalılık ihmal edilirse, rotordaki devrenin her fazında $2\pi/3$ süre ile akım aktığı düşünülebilir. I_2 efektif rotor akımı olmak üzere, I_d doğru akımı ile arasında,

$$I_2 = (2/3)^{1/2} I_d \quad (4.1)$$

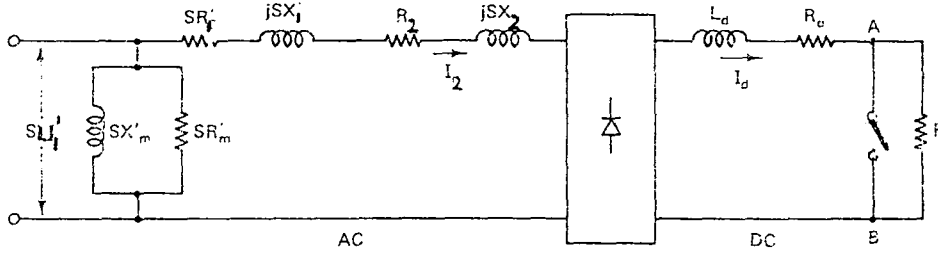
ilişkisi yazılabilir.

$$3I_2^2 (sR_1' + R_2) = R_{es} I_d^2 \quad (4.2)$$

yazılabilir. (4.1) eşitliği (4.2)'de yerine yazılırsa,

$$R_{es} = 2sR_1' + 2R_2 \quad (4.3)$$

bulunur.



Şekil 4.4 Rotora indirgenmiş yaklaşık eşdeğer devre ve doğru akım tarafı

Bilindiği gibi doğrultucuların girişlerinde bulunan endüktanslar nedeniyle, doğrultucu çıkış geriliminde bir gerilim düşümü olacaktır. Doğrultucu çıkışında büyük bir endüktif yük bulunduğunda çıkış akımı I_d sabit kabul edilebilir. Bu sistemdeki doğrultucu girişine ise bilezikli motorun stator ve rotor kaçak reaktansları nedeniyle endüktanslar gelir. Komutasyon süresince bu endüktanslardan dolayı bir gerilim düşümü oluşacaktır. Bu gerilim düşümünü ifade edecek elamanında oluşturulacak modelde bulunması gerekir. Doğrultucular için çıkarılan bu gerilim düşümünün genel ifadesi,

$$U_k = (pX/2\pi) I_d \quad (4.4)$$

Üç fazlı köprü doğrultucu için $p=6$ alınabilir. Şekil 4.4'den görülebileceği gibi, doğrultucu girişindeki reaktans,

$$X = sX'_1 + sX_2 \quad (4.5)$$

şeklde tanımlanır. Böylece gerilim düşümünü ifade eden eşdeğer direnç

$$U_2 = (3/\pi) s(X'_1 + X_2) I_d \quad (4.6)$$

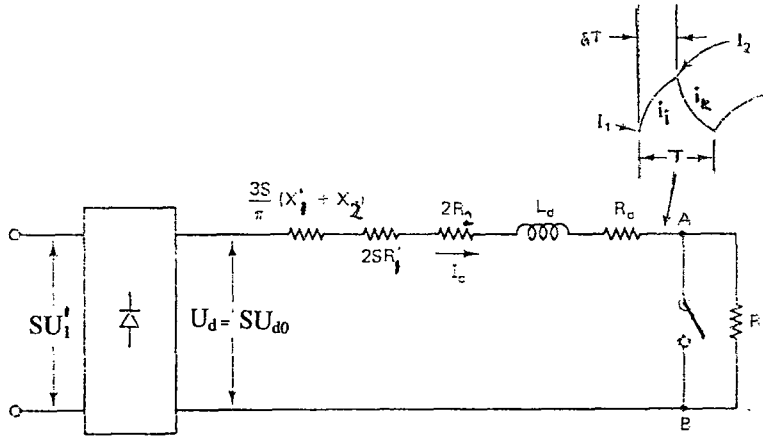
$$R_{es} = (3/\pi) s(X'_1 + X_2) \quad (4.7)$$

olur. Bu eşdeğer dirençte, doğru akım tarafına indirgenen bir büyüklüktür.

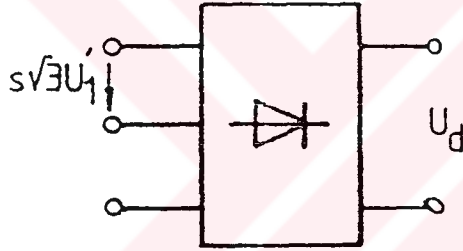
Sonuç olarak, doğru akım tarafına indirgenmiş eşdeğer devreyi Şekil 4.5'deki gibi gösterebiliriz. Bilinen genel doğru gerilim ifadesinden,

$$U_d = V_m p/\pi \sin(\pi/p) = (\sqrt{2} s\sqrt{3} U_2) 6/\pi \sin(\pi/6) \quad (4.8)$$

$$U_d = s(3\sqrt{6}/\pi) U_1 = sU_{d0} \quad (4.9)$$



Şekil 4.5 Kıyıcı yanına indirgenmiş sistemin eşdeğer devresi

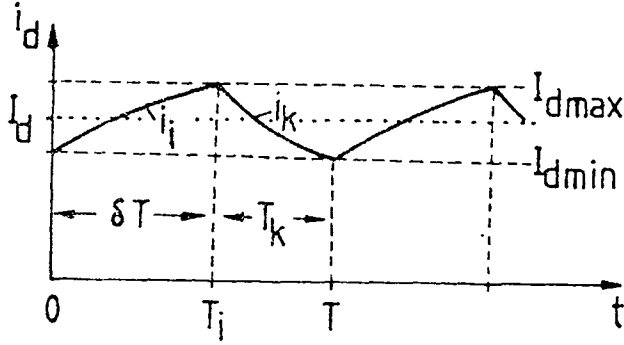


Şekil 4.6 Doğrultucu giriş geriliminin efektif değeri

4.3 Devrenin analizi

Seri endüktansla yapılan kıyıcı devresinin periyodunun T ve çalışma oranının δ olduğunu göz önüne alarak sistemin sürekli haldeki davranışını inceleyelim.

Kıyıcı iletimde iken I_d üstel olarak yükselecektir(Şekil 4.7).



Şekil 4.7 Sürekli halde δ çalışma oranında I_d nin değişimi

Kıyııcı iletimde iken akımın değişim ifadesi,

$$L_d \frac{di_i}{dt} + R_i i_i = U_d, \quad 0 < t \leq \delta T \quad (4.10)$$

şeklinde yazabiliriz. İletimde, eşdeğer devrenin direnci

$$R_i = (3/\pi) s(X'_1 + X_2) + 2sR'_1 + 2R_2 + R_d \quad (4.11)$$

Kesimde iken, akımın değişim ifadesi ve eşdeğer devre direnci ise benzer şekilde,

$$L_d \frac{di_k}{dt} + R_k i_k = U_d, \quad \delta T \leq t \leq T \quad (4.12)$$

$$R_k = R_i + R \quad (4.13)$$

Bu difransiyel denklemlerin çözümleri için ;

$t=0$ anında, $I_d = I_{dmin}$ 'dir . (4.10) ifadesinin $I_d(t) = i_i(t)$ için çözümü;

$$i_i(t) = I_{di} + (I_{dmin} - I_{di}) \exp(-t/\tau_i) \quad (4.14)$$

$$\tau_i = L_d / R_i \quad (4.15)$$

$$I_{di} = U_d / R_i \quad (4.16)$$

$t=T_i$ anında ise $i_d = I_{dmax}$ 'tır. (4.12) ifadesinin

$i_d(t) = i_k(t)$ için çözümde,

$$i_k(t) = I_{dk} + (I_{dmax} - I_{dk}) \exp[-(t-T_i)/\tau_k] \quad (4.17)$$

$$\tau_k = L_d / R_k$$

$$I_{dk} = U_d / R_k \quad (4.19)$$

şeklinde bulunur.

Sürekli halde T_i aralığındaki i_i değişimi, T_k aralığıdaki i_k değişimine eşittir.

$$I_i(\delta T) = i_k(\delta T) \quad (4.20)$$

$$I_i(0) = i_k(T) \quad (4.21)$$

bu sürekli hal koşulları düzenlenirse , I_{dmin} ve I_{dmax} değerleri için farklı formda eşitliklere ulaşılır,

$$I_{di} + (I_{dmin} - I_{di}) \exp(-T_i/\tau_i) = I_{dmax} \quad (4.22)$$

$$I_{dmin} = I_{dk} + (I_{dmax} - I_{dk}) \exp[-(T-T_i)/\tau_k] \quad (4.23)$$

(4.22) ve (4.23) numaralı ifadelerden, kıyıcı periyodu da I_{dmin} , I_{dmax} değerlerine bağlı olarak hesaplanabilir,

$$T = \tau_k \ln[(I_{dmax} - I_{dk})/(I_{dmin} - I_{dk})] - \tau_i \ln[(I_{dmax} - I_{di})/(I_{dmin} - I_{di})] \quad (4.24)$$

Üstel ifadeler,

$$x = \exp(-\delta T/\tau_i) \quad , \quad y = \exp(-(T-T_i)/\tau_k) \quad (4.25)$$

şeklinde tanımlanarak, I_{dmin} ve I_{dmax} için;

$$I_{dmin} = [(I_{di}(1-x)y + I_{dk}(1-y))/(1-xy)] \quad (4.26)$$

$$I_{dmax} = [(I_{di}(1-x) + I_{dk}(1-y)x)/(1-xy)] \quad (4.27)$$

ifadesi bulunur.

Eğer kıyıcı frekansı büyükse, öyleki bu büyüklük τ_i ve τ_k zaman sabitlerine göre tanımlanır; x ve y üstel fonksiyonları için yaklaşıklık yapılabilir. Taylor serisine göre açarak ilk iki terimi alırsak ($(T-T_i)/\tau_k \ll 1$ ve $T_i/\tau_i \ll 1$ kabul ederek..

$$x = 1 - T_i/\tau_i = 1 - a \quad (4.28)$$

$$y = 1 - (T-T_i)/\tau_k = 1 - b \quad (4.29)$$

bulunur . a.b çarpımından gelecek sonuç ihmal edilebilir.

Gerçekte bu ifade, I_{dmin} ve I_{dmax} değerlerinin I_d ortalama değerine çok yakın olduğu anlamındadır.

Pratik hız denetim uygulamalarında, kıyıcı periyodu T ve çalışma oranı δ , I_d ortalama akımından geribesleme alınarak kontrol edilir.

$$I_d = I_{dmin} = I_{dmax} = [(I_{di} \delta \tau_k + I_{dk} (1-\delta) \tau_i / (\delta \tau_k + (1-\delta) \tau_i)] \quad (4.30)$$

bulunur.(4.13),(4.15),(4.16),(4.18) ve (4.19) ifadeleri bu eşitlikte yerine yazılır ve düzenlenirse I_d için,

$$I_d = U_d / (R_i + (1-\delta)R) \quad (4.31)$$

elde edilir.

Bu eşitlik $U_d / I_d = R_i + (1-\delta)R$ şeklinde düşünüldüğünde, kıyıcı girişine yansıyan eşdeğer direncin $(1-\delta)$ değeriyle orantılı olduğu görülür. Yani çalışma oranı ne kadar büyürse kıyıcı

girişindeki direnç o kadar küçülür. Bu da rotor devresine eklenen direncin küçülmesi yani hızın artması anlamındadır. Ayrıca sabit bir R için; I_d akımının δ ve s 'nin fonksiyonu olduğu görülür. Sabit motor hızı elde edilirken I_d değeri δ 'nin kontrolü ile sağlanır.

Ek direncin minimum değeri için $I_{dmin} \geq I_{d2}$ yazılır. $S=1$ alınarak $I_{dk} = U_d/R_k = I_{dmin}$ ifadesi düzenlenirse,

$$R_{min} = U_d / I_{dmin} - (3/\pi (X'_1 + X_2) + 2 R'_1 + 2R_2 + R_d) \quad (4.32)$$

ifadesi bulunur.

Anma hızına yakın değerlerde U_d yeteri kadar büyük olmayacağından kritik hız tanımlanabilir. Kısıcının tümüyle iletimde olacağı kritik kayma değerinde $I_{dmax} \geq U_d / R_i$ koşulu sağlanır,

$$I_{dmax} = (s_{kr} U_{do}) / \{ s_{kr} [(3/\pi) (X'_1 + X_2) + 2 R'_1] + 2R_2 + R_d \}$$

İfadesi düzenlenirse, kritik kayma değeri,

$$s_{kr} = [I_{dmax} (2R_2 + R_d)] / \{ U_{do} - I_{dmax} [(3/\pi)(X'_1 + X_2) + 2R'_1] \} \quad (4.33)$$

şeklinde bulunur.

4.4 Moment ifadesi

Makinanın moment ifadesini bulmak için, rotor devresinde,

$$P_k = U_d I_d - [(3/\pi) s(X'_1 + X_2)] I_d^2 - 2 R'_1 s I_{eff}^2 \quad (4.34)$$

yazılabilir.

Kısıyıcı periyodu zaman sabitlerine göre küçük olduğundan, I_{dmax} ve I_{dmin} arasındaki fark ihmal edilebiliyordu. Bu durumda, $I_d = I_{eff}$ alınabileceğinden ve (4.9) ifadesi (4.34)'te yerine yazılarak düzenlenirse,

$$P_k = s \{ U_{do} I_d - [(3/\pi) (X'_1 + X_2) + 2 R'_1] I_d^2 \} \quad (4.35)$$

bulunur. s kaymasında oluşan moment ise;

$$M = (P_k / s) / \Omega = 1/\Omega \{ U_{do} I_d - [(3/\pi) (X'_1 + X_2) + 2 R'_1] I_d^2 \} \quad (4.36)$$

şeklini alır. İkinci terim ihmal edilirse momentin sadece I_d ile orantılı ve hızdan bağımsız olduğu görülebilir. (4.31) ifadesini (4.36) da yerine yazarak düzenlenirse,

$$M = 1/\Omega \{ (s U_{do}^2) / (R_i + (1-\delta)R) - [(3/\pi)(X_1 + X_2) + 2R'_1] s^2 U_{do}^2 / [R_i + (1-\delta)R] \}^2 \quad (4.37)$$

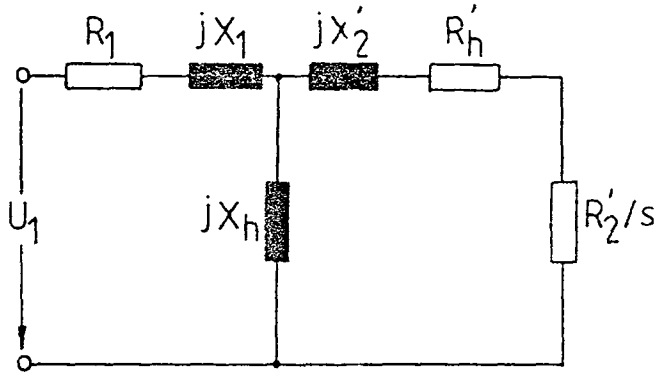
Bu ifadeden görüleceği gibi farklı δ değerleri için $m=f(s)$ eğrileri elde edilebilir. Sonuçta direncin kısıyıcı ile kontrolü, bir fazlı eşdeğer devrede değişken bir direnç varmış gibi olur.

Bu ise rotorda mekanik olarak değiştirilen dirençli kontrol sisteminin aynısı gibidir.

Çalışma oranı küçüldükçe normal sistemin aksine olarak bu sistemde moment eğrisi düzgünleşir. Bunun sebebi ise, filtre elemanının direncinin etkin olması ve güç anahtarı üzerindeki gerilim düşümüdür.

4.5 Sistemin alternatif akım eşdeğeri.

Alternatif akım eşdeğeri şekil 4.8’de gösterildiği gibidir.



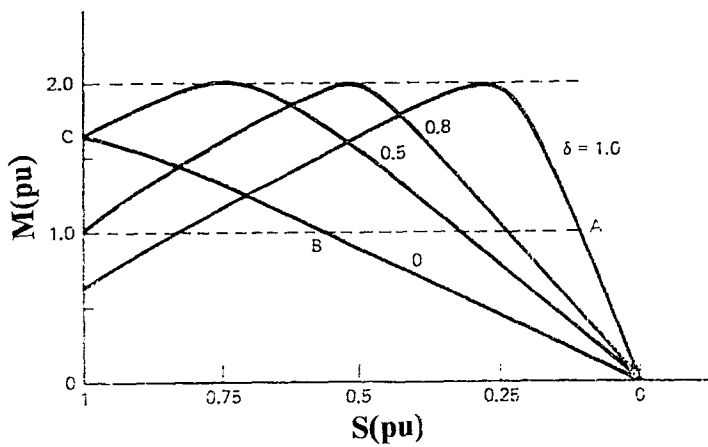
Şekil 4.8 Kıyıcı sistemin statora indirgenmiş alternatif akım eşdeğeri

Devredeki X_1 , R_2' ve R_h' statora indirgenmiş değerlerdir.

$$R_2' = \{ R_2 + 0.5(R_d + R(1 - \delta)) \} \bar{u}^2 \quad (4.38)$$

$$R_h' = R_2' [(\pi^2/9) - 1] \quad (4.39)$$

Yukarıdaki eşitliklerde tanımlanan $\bar{u}$ çevirme oranı, R_h' ise doğrultma işlemi nedeniyle meydana gelen harmonik kayıpları gösterir.



Şekil 4.9 Kıyıcı kontrollü moment-kayma eğrileri

5. UYGULAMA DEVRESİ

Dördüncü bölümde anlatılan seri endüktanslı kıyıcı devresi, bilezikli asenkron makinanın hız denetiminde kullanılmıştır.

Pratikte mekanik olarak kademeli, kontaklı veya sıvı reosta ile yapılan hız ayar devreleri bir çok güçlükleri beraberinde getirir. Enerji kesilmelerinde sistemin yol verme işlemi öncesi koşullara gelmemesi, kontakların veya kademe dirençlerinin ömürleri, kademe sayısının sınırlı kalması, klasik sistemlerin dezavantajlarıdır. Bu nedenle statik elemanlarla rotora eklenen eşdeğer direnci kesintisiz olarak değiştirmek mümkün olduğu gibi klasik sistemin hemen hemen bütün olumsuzluklarını da giderir. Kullanılan direnç sayısının azlığı, sistemin bakımını da son derece kolaylaştırır. Ayrıca sadece güç katında yer alan güç diyotlarını, endüktans ve anahtarlama elemanını değiştirerek farklı güçteki makinalara uyarlanabilir.

5.1 Tasarlanan Sistemin Güç Katı

Devir sayısı ayarı işlemi için kullanılan bilezikli asenkron motorun anma plaka değerleri aşağıda verilmiştir;

$$220 / 380 \text{ V} , \Delta / Y , 11.8 / 6.8 \text{ A}$$

$$3 \text{ kw} , \cos\phi = 0.82 , 1500 \text{ min}^{-1} , 50 \text{ hz}$$

$$U_{20} = 115 \text{ V} , I_{2n} = 17.5 \text{ A}$$

Rotor devresine bağlanan üç fazlı diyot köprüsü 640 V , 40 A anma değerlerindedir. Kıyıcı ile doğrultucu arasındaki seri endüktans 3.3 mH'dir. Köprü doğrultucu çıkışına eklenen harici dış direncin değeri ise 5.4 Ω 'dur. Kıyıcıda kullanılan anahtarlama elemanı bir IGBT olup elemanın bazı karakteristik değerleri aşağıda verilmiştir;

$$I_{cmax} = 82 \text{ A} \quad (T_c = 25^\circ\text{C})$$

$$I_{cmax} = 50 \text{ A} \quad (T_c = 100^\circ\text{C})$$

$$V_{cemax} = 600 \text{ V}$$

$$P_c = 310 \text{ W}$$

$$T_i = +150^\circ\text{C}$$

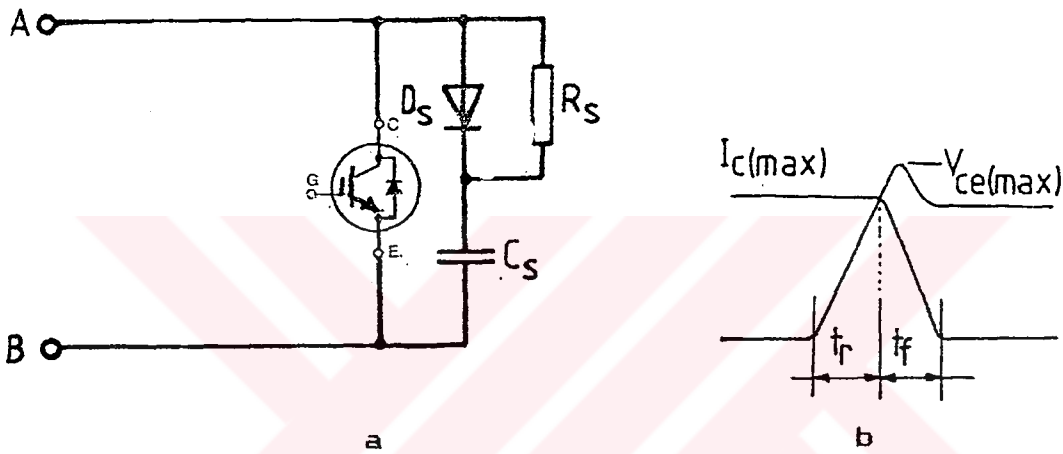
Motor dururken ve stator anma geriliminde beslenirken rotordaki 115 V 'luk gerilim köprü doğrultucunun kaynak gerilimidir. Bu değer köprü doğrultucu girişine gelebilecek en büyük gerilim değeridir. Doğrultucu çıkış gerilimini hesaplarsak;

$$U_{do} = V_m (p / \pi) \sin(\pi/p)$$

$$U_{do} = \sqrt{2} 115 (6/\pi) \sin(\pi/6) = 154 \text{ V}$$

bulunur. Bu gerilim aynı zamanda IGBT uçlarına gelebilecek en büyük gerilim değeridir. Çünkü motor yolalmaya başladıkça kayma ve sonuçta rotorda endüklenen gerilim küçülecektir. Ancak anahtarlama işlemi sırasında IGBT uçlarına gelebilecek gerilim değeri çok daha büyük olacaktır. Bu nedenle IGBT sınır gerilimin değerini aşmayacak şekilde koruma önlemlerinin alınması gerekir.

IGBT kesime giderken, anahtarlama hızına da bağlı olarak (özellikle endüktif yüklerde) kollektörde oluşan yüksek gerilim değerlerinin sınırlanması amacıyla şekil 5.1'deki koruma devresi gerçekleştirilmiştir.



Şekil 5.1 a) Gerçekleştirilen IGBT koruma devresi

b) Kesim anında akım ve gerilim değişimi

Bir IGBT'nin kesime götürülmesi sırasındaki dalga şeklinden (şekil 5.1.b) görülebileceği gibi V_{ce} geriliminin yükselme hızına bağlı olarak kondansatörden akım akmaya başlar. Kondansatör uçlarındaki gerilim ise yavaş yavaş yükseleceğinden ($i_c = C dV_{ce}/dt$) daha yumuşak bir kesim elde edilecektir.

$$C_{smin} = (I_{cmax} (t_{rmax} + t_{fmax}) / V_{cemax}) \quad (5.1)$$

$$R_{smax} = t_{r(min)} / 5C_s \quad (5.2)$$

(5.2) eşitliğinden bulunacak direnç değeri, en küçük iletim anında bile kondansatörün boşalmasını sağlayacaktır.

t_r : Kesimde V_{ce} 'nin yükselme süresi

t_f : Kesimde akımın düşme zamanı

$t_{r(min)}$: IGBT'nin minimum iletim zamanı

$$t_r + t_f = 1 \mu s$$

$$V_{cemax} = 160V$$

$$I_{cmax} = 25A$$

$$f = 2 \text{ kHz}$$

$$t_{r(min)} = 2 \mu s$$

5.1 ve 5.2'den ; $R_s = 2.3 \Omega$, $C_s = 125nF$ olarak hesaplanmıştır.

Bu değerlerden hareketle, pratikteki eleman değerlerine uygun olarak $R_s = 2.3 \Omega$,

$C_s = 150nF$ seçilmiştir.

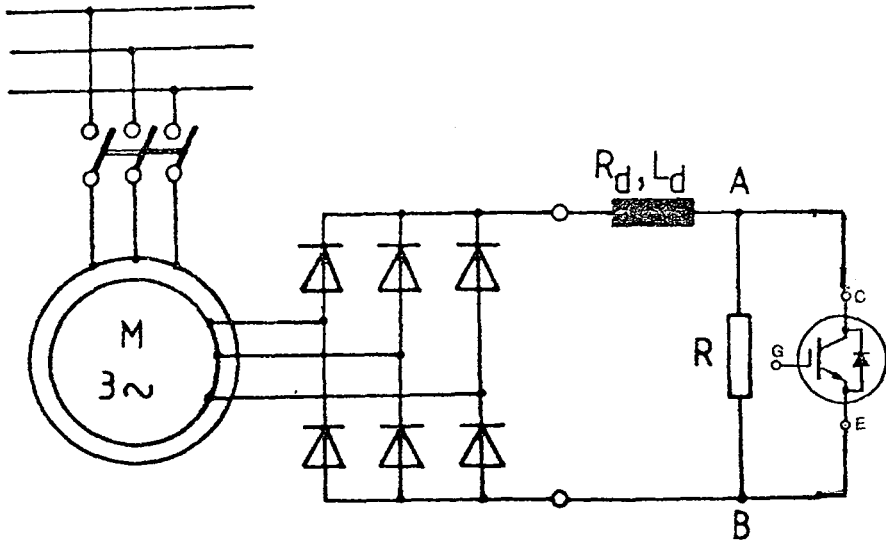
Hızlı diyot olarak BYD33j kullanılmıştır. Dirençte harcanan güç büyük olacağından, direnç seçiminde güç sınırıda hesaplanmalıdır.

$$P = (1/2) f C_s V^2 \quad (5.3)$$

Eşitliğinden direncin gücü 10W seçilir.

Koruma elemanlarının gösterilmediği, gerçekleştirilen sistemin güç katı şekil 5.2'de verilmiştir.

Şekil 5.2'de görüldüğü gibi, üç fazlı diyot köprüsü asenkron motorun uçlarına, doğrultucu çıkışı ise seri endüktans üzerinden rotora eklenerek direnç üzerine birleştirilmiştir. Kısıyıcı işlemini yapacak IGBT direnç uçlarına paralel olarak bağlanmıştır.

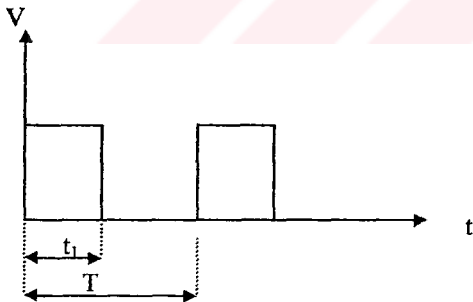


Şekil 5.2 Bilezikli asenkron motor için tasarlanan hız denetim katı.

5.2 Kontrol Devresi

Kontrol devresinin amacı, sabit bir çalışma frekansında, δ çalışma oranını büyütüp küçülterek sistemin hızını ayarlamaktır. Bunu gerçekleştirmek için 8031 mikroişlemci kartı kullanılmıştır.

Kontrol devresinin bağlantı şeması şekil 5.4.'de verilmiştir. Sistemin frekansı 2 khz dir.



Şekil 5.3 Çalışma oranı ve işaretin frekansı

Şekil 5.4 'te görüldüğü gibi ADC804 entegresi vasıtasıyla potansiyometre ile mikroişlemci haberleştirilmiştir. Böylelikle potansiyometreyle mikroişlemci çıkışlarının kontrolü yapılmıştır.

Hız kontrolunda kullanılan 8031mikroişlemcinin yazılımı;

org 00h

jump başla

başla: clr p3.0

mov 41h,#200

mov 42h,#10

mov 38h, #0

mov 39h,#0

mov a,#0

döngü:mov 40h,#255

djnz 40h,\$

djnz 41h, döngü

mov 41h,#200

djnz 42h, döngü

baş: setb p3.6

clr p3.6

mov a,p1

setb p3.6

jz son

clr p3.0

mov h38,a

djnz 38h,\$

setb p3.0

mov a,#255

son: subb a,39h

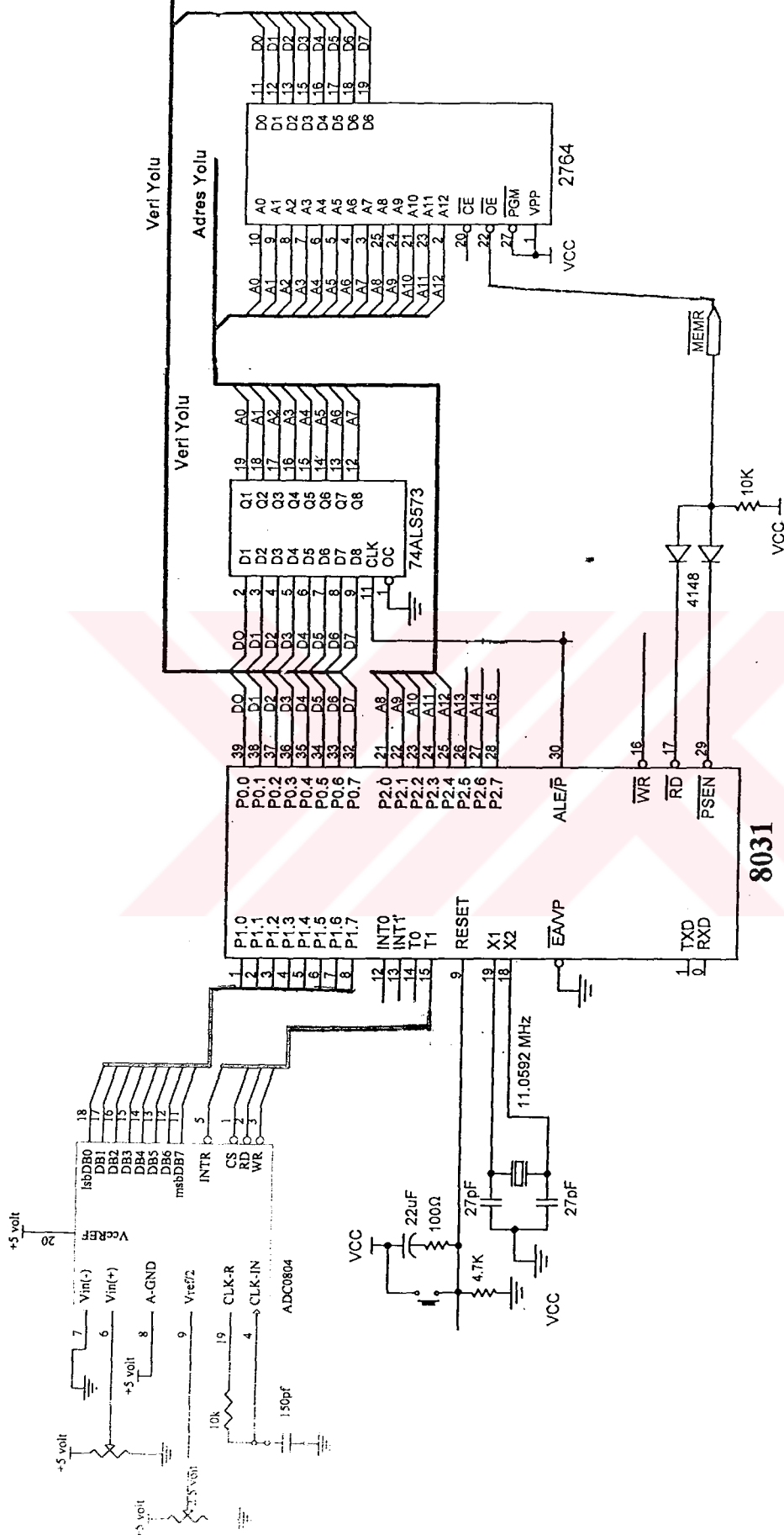
jz baş

mov 37h,a

djnz 37h,\$

jump baş

end;



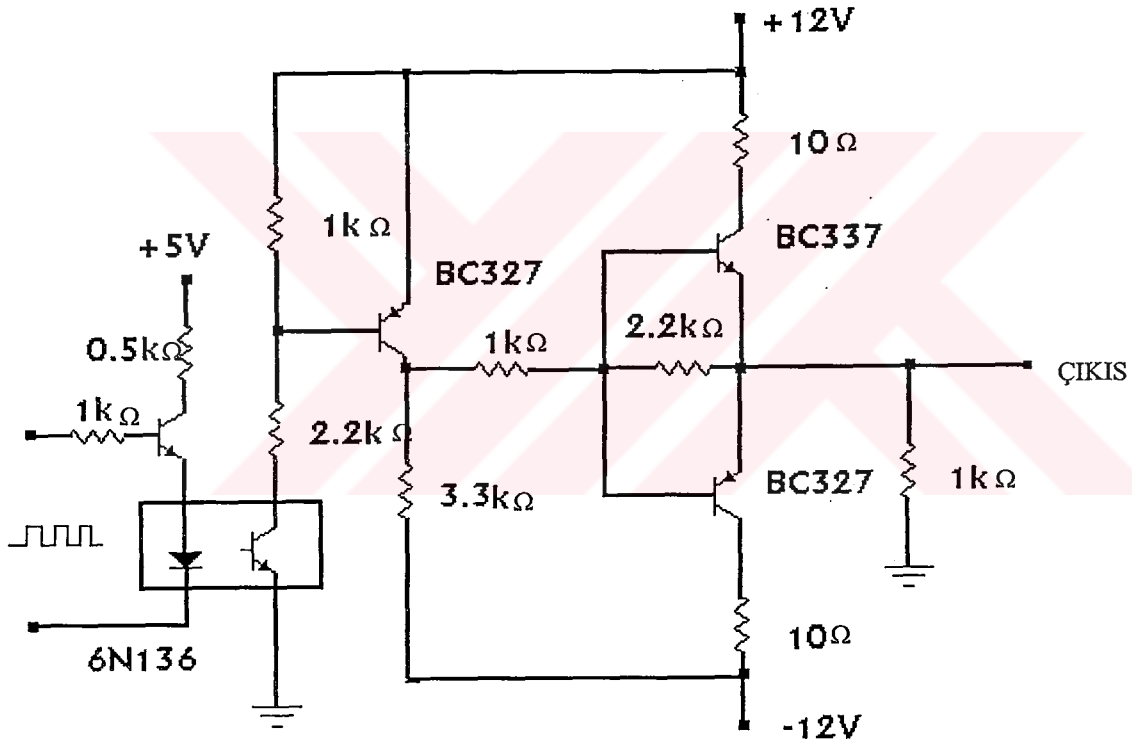
Şekil 5.4 Sistemin kontrol devresi

5.3 Sürme Devresi

Sürücü devre, IGBT'nin bazına anahtarlama işlemini kolaylıkla gerçekleştirebilecek işaret uygulanmasını sağlar.

Sürücü devrenin girişi bir optokuplör üzerinden yapılmıştır. Böylece güç katı ile kontrol devresi arasında yalıtım sağlanmıştır.

Baz sürücü devre IGBT'nin hızlı ilettime geçebilmesi ve hızlı kesime gidebilmesini sağlayacak şekilde tasarlanmalıdır. Bu sağlandığında hem frekans yeterince yüksek tutulabilir hem de anahtarlama kayıpları azaltılabilir.



Şekil 5.5 Sistemin sürme devresi

5.4 Elektronik Kontrol Birimlerinin Besleme Kaynakları

Tasarlanan devrelerde kullanılan gerilim değerleri +,-12V ve +,-5V tur. Her iki gerilim değerleri de gerilim regülatörleri aracılığıyla sağlanmıştır.

+,-12V luk kaynak, orta uçlu bir trafodan doğrultulan iki ayrı gerilimin 7812, 7912 gerilim regülatörlerine uygulanması ve elde edilen iki kaynağında seri bağlanmasıyla elde edilmiştir. +,-12V luk kaynak ile sürme devresini beslemiştir.

+,-5V luk kaynak ise yine orta uçlu bir trafodan ancak orta uç ayrılmadan gerçekleştirilmiştir. Doğrultulan gerilimin 7805 serisi regülatörden geçirilmesi ile elde edilen +,-5V luk gerilimle 8031 mikroişlemci kartı ve ADC804 entegresi beslenmiştir.



6.DENEY SONUÇLARI

6.1 Bilezikli Asenkron Motor Parametrelerinin Belirlenmesi

Deneyde kullanılan bilezikli asenkron motorun anma plaka değerleri Bölüm 5’de verilmiştir. Motorun bir fazlı eşdeğer devresindeki parametrelerin bulunması amacıyla öncelikle rotor ve stator omik dirençleri ölçülmüştür. Ölçü sonucunda;

$$R_1 = 1.9 \, \Omega$$

$$R_2 = 0.185 \, \Omega$$

olarak bulunmuştur.

Çevirme oranını belirlemek amacıyla, motorun bilezik uçları açıkken ve stator değişik gerilim değerleriyle uyarılarak rotor gerilimleri ölçülmüştür. Bu değerlerden bulunan çevirme oranının plakada yazılı değerle aynı olduğu görülmüştür. Motorun çevirme oranı;

$$ü = 3,304$$

bulunmuştur.

Kısa devre çalışma deneyi sonucunda ise ;

$$U_{1k} = 75 \, V$$

$$I_{1k} = 6,8 \, A$$

$$P_k = 544 \, W$$

$$\cos\phi = 0,36$$

ölçülmüştür.

$$U_0 = 392 \, v$$

$$I_0 = 2,72 \, A$$

$$P_0 = 268 \, W$$

$$\cos\phi = 0,14$$

Boşta çalışma deneyi ile bulunan ölçü sonuçlarından da faydalanarak, statora indirgenmiş tam eşdeğer devre parametreleri:

$$R_1 = 1,9 \, \Omega$$

$$X_1 = 5,52 \, \Omega$$

$$R_2' = 2,02 \, \Omega$$

$$X_2' = 5,52 \, \Omega$$

$$R_m = 675 \, \Omega$$

$$X_m = 84 \, \Omega$$

olarak hesaplanmıştır.

Bu parametrelerden hareketle rotora indirgenmiş devre parametreleri de bulunabilir.

Çevirme oranı cinsinden bu değerler:

$$R_2 = R_2' / \bar{u}^2 = 0,185 \, \Omega$$

$$X_2 = X_2' / \bar{u}^2 = X_1 / \bar{u}^2 = 0,505 \, \Omega$$

$$X_1' = X_1 / \bar{u}^2 = 0,505 \, \Omega$$

$$R_1' = R_1 / \bar{u}^2 = 0,174 \, \Omega$$

şeklinde bulunur.

Rotora indirgenmiş bu devre parametreleri, kıyıcı-doğrultucu birlikteliğinden oluşan sistem modelindeki (şekil 6.3) parametrelerdir.

Gerek parametrelerin belirlenmesinde gerekse yükte yapılan deneylerde, şekil 6.3'de verilen bağlantı şeması kullanılmıştır.

Yükte yapılan deneyler üç farklı ek rotor direncinde tekrarlanmıştır. Ayrıca bilezik uçları kısa devredeyken yükleme işlemi yapılmıştır. Deney sırasında motoru yüklemek amacıyla bir DC generatör kullanılmıştır. Deneyde; I_1 motorun şebekeden çektiği akım, M motor momenti, P_1 motorun şebekeden çektiği etkin güç ve motorun n devir sayısı ölçülmüştür.

Rotora eklenen, statora indirgenmiş direnç ile toplam indirgenmiş rotor direnci değerleri tablo 6.1'de verilmiştir.

Tablo 6.1 Rotora eklenen direncin statora indirgenmiş değerleri.

$R_{2ek} \, (\Omega)$	$R'_{2ek} \, (\Omega)$	$R_{2ek} \, (\Omega)$
0.0	0.0	2.02
0.5	5.6	7.62
0.9	9.9	11.92
1.8	19.8	21.82

Sürtünme ve vantilasyon kayıplarının bulunması amacıyla boşta çalışma deneyi farklı gerilimlerde tekrarlanmış ve stator gerilimi ile kayıp güç arasındaki eğri elde edilmiştir.

Bilindiği gibi ,

$$P_o - 3R_1 I_o^2 = P_{FE} + P_{mek} \quad (6.1)$$

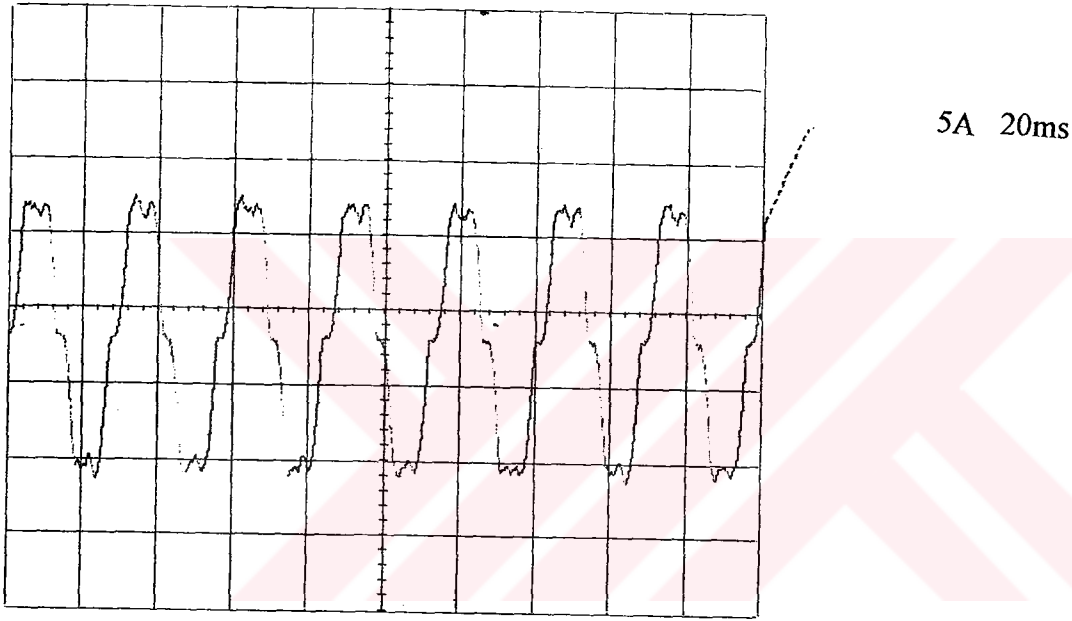
yazılabilir.

Mekanik kayıplar hıza bağlı olduğundan, statora uygulanan gerilimle değişmez. Demir

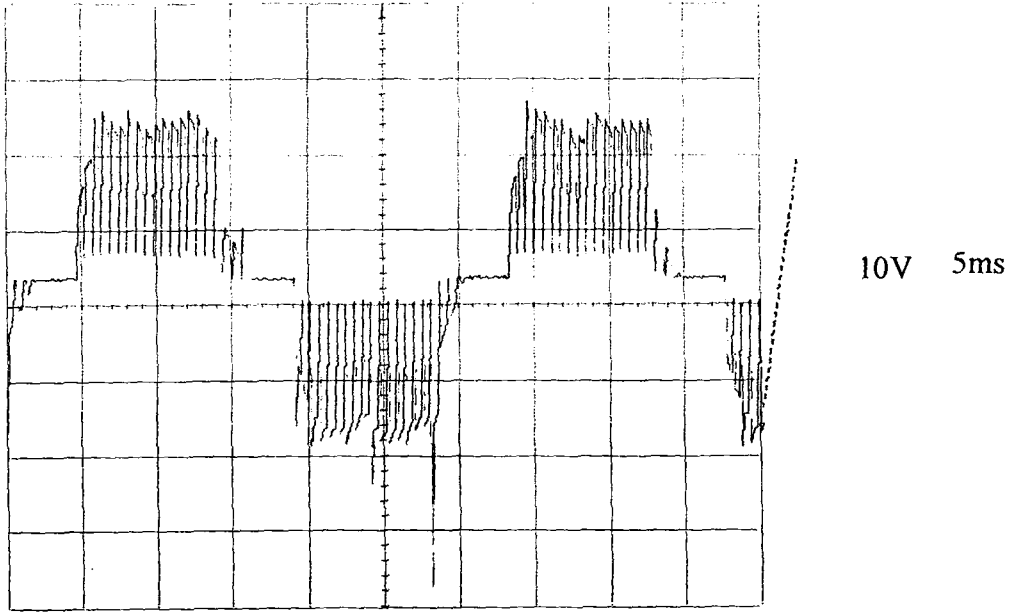
kayıpları ise gerilimin karesi ile değişeceğinden, stator gerilimi sıfır olduğuunda sıfır olacaktır.

Sonuçta deney yapılan bilezikli asenkron motor için mekanik kayıplar 230 W olarak belirlenmiştir.

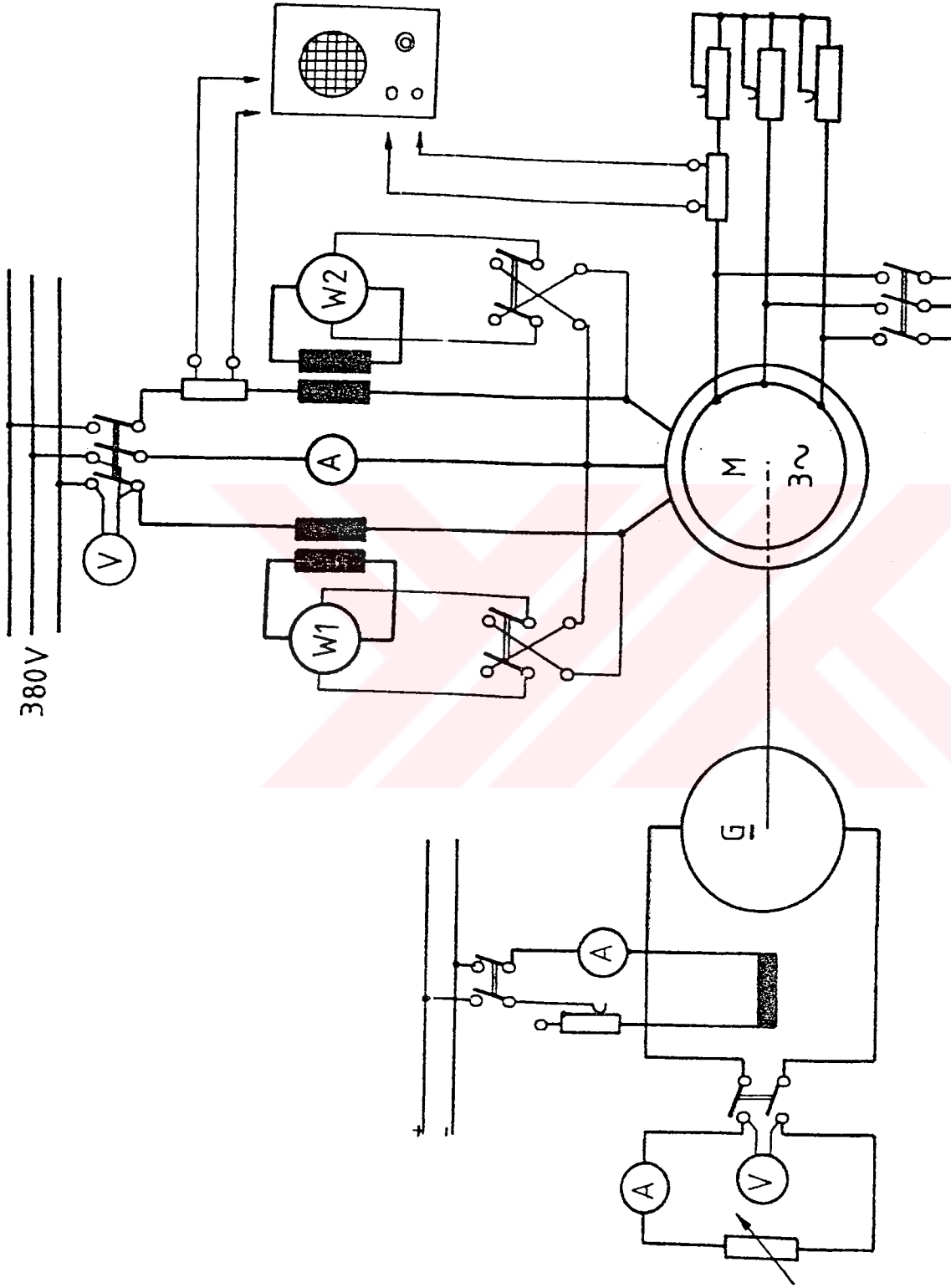
Bilezikli asenkron motorun farklı ek rotor dirençlerinde , dc generatörle yüklenerek elde edilen eğriler ise şekil 6.4, şekil 6.5, şekil 6.6, şekil 6.7 de verilmiştir. şekil 6.7’de ise hem hız denetiminin hem de motorun yolalma momentinin en iyi yorumlanabileceği $M = f(n)$ eğrisi üç farklı ek direnç için çizilmiştir.



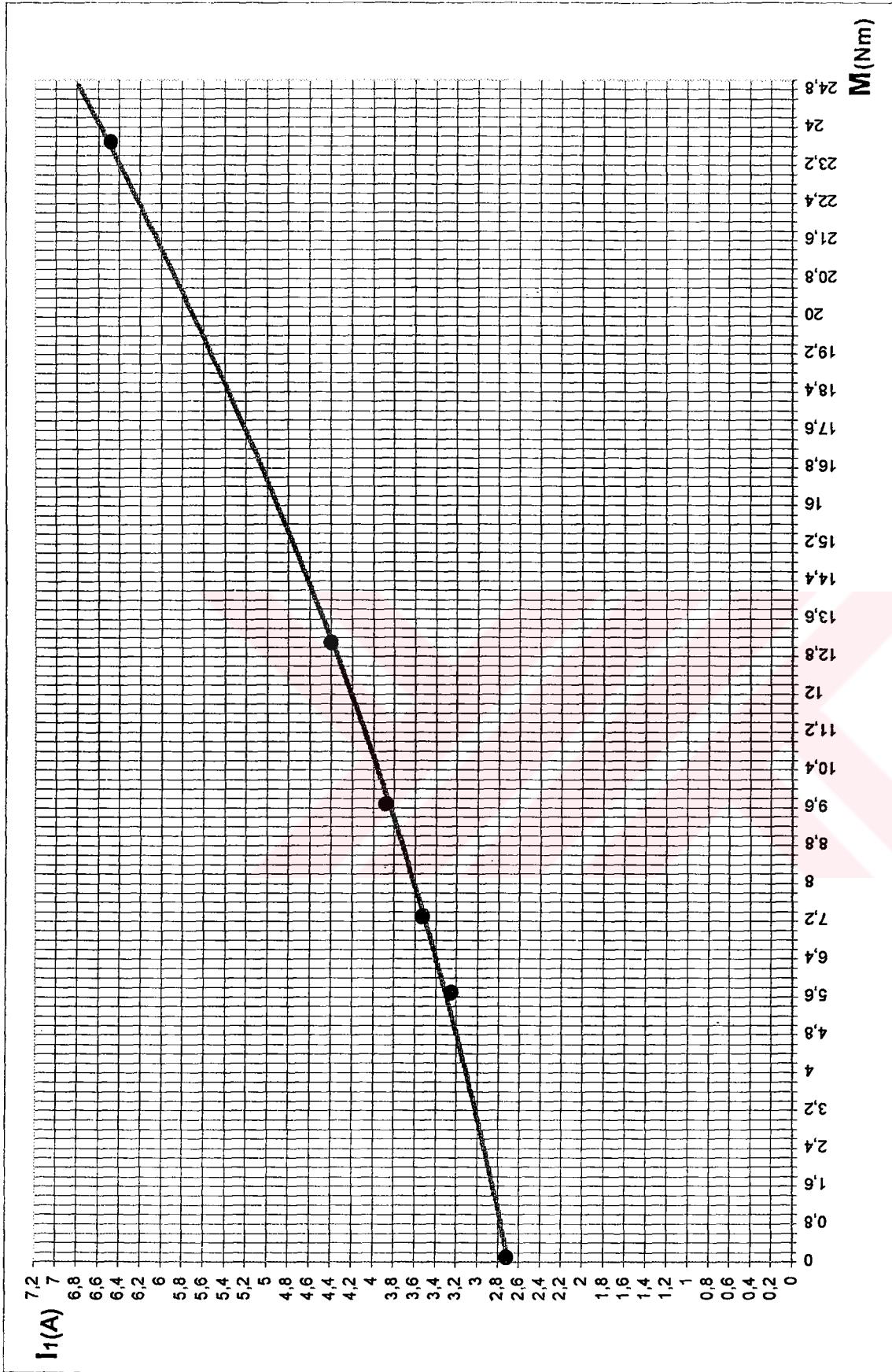
şekil 6.1 Rotor akımının değişimi



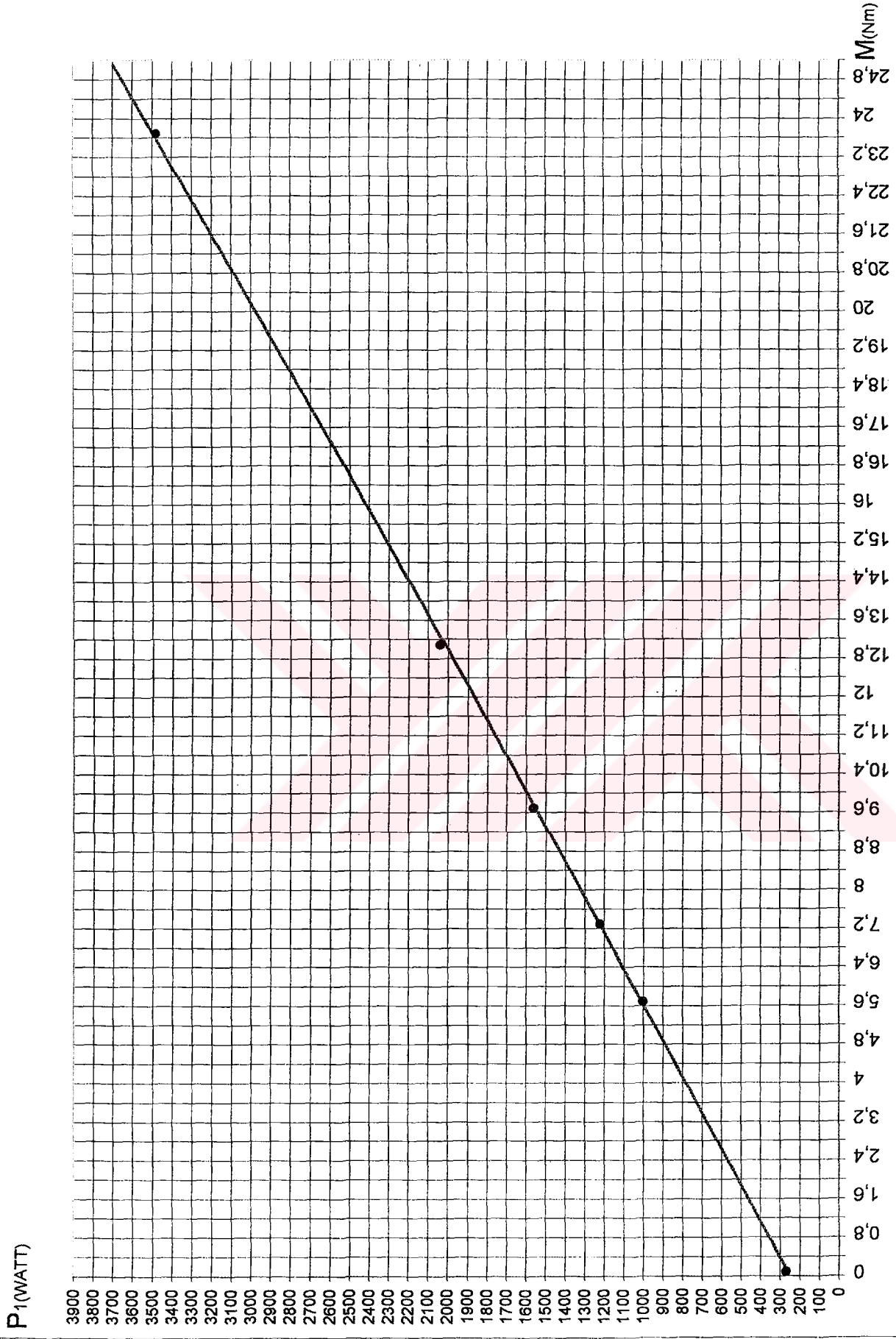
Şekil 6.2 Rotorun fazlar arası gerilimi



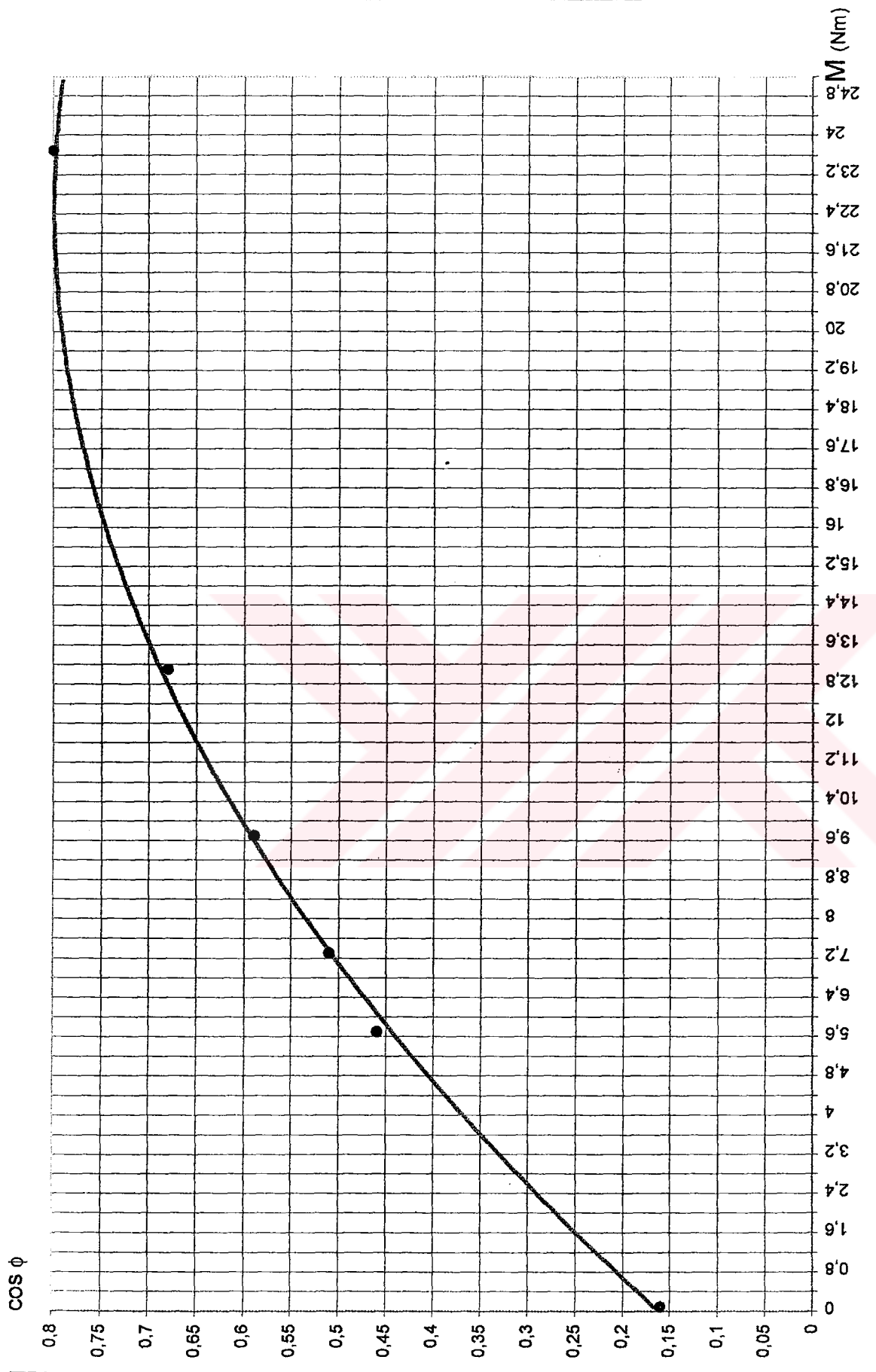
Şekil 6.3 Deneyde kullanılan bağlantı şeması



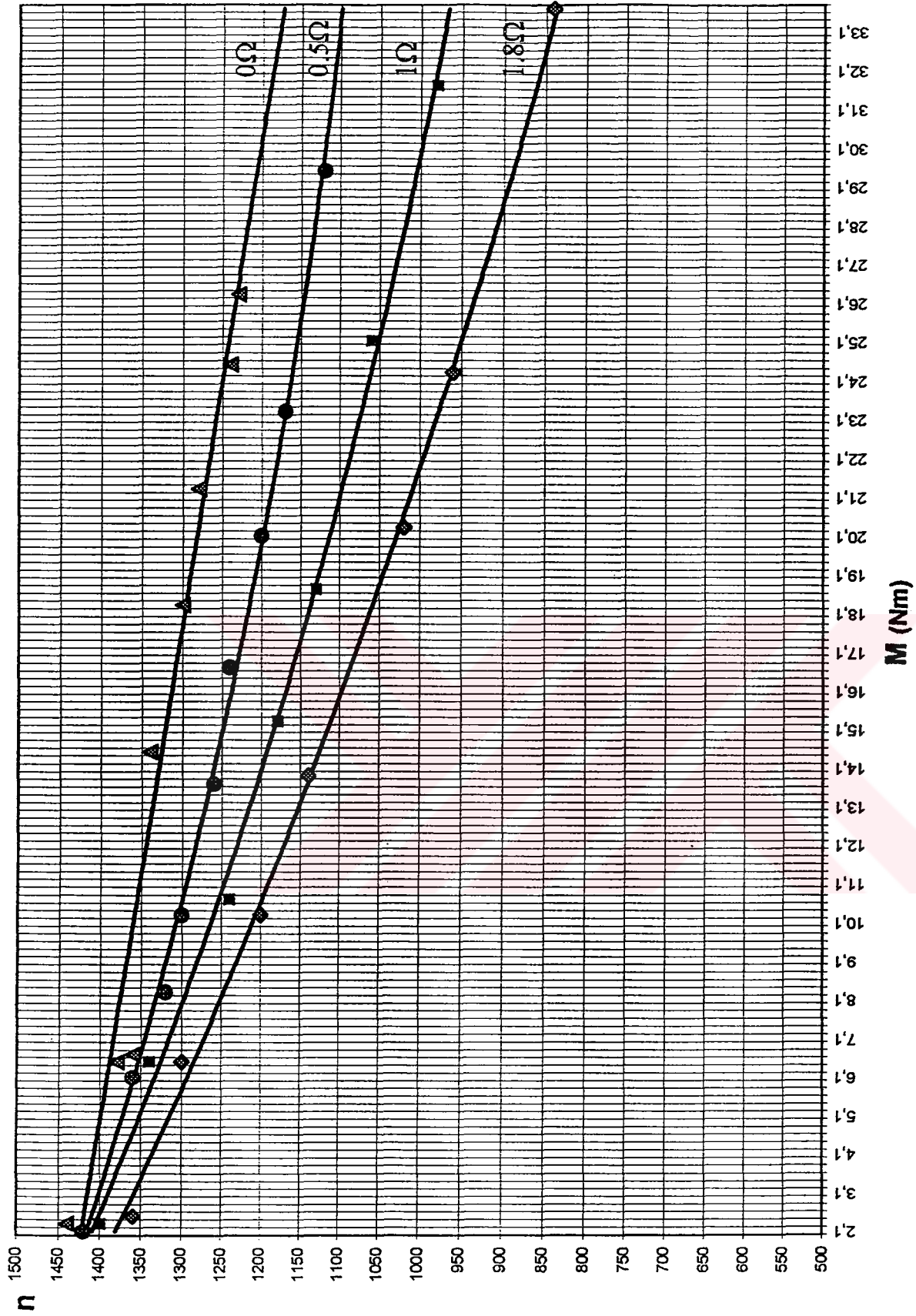
Şekil 6.4 Farklı ek rotor dirençlerinde $M = f(I_1)$ öz eğrisi



Şekil 6.5 Farklı ek rotor dirençlerinde $M = f(P_1)$ öz eğrisi



Şekil 6.6 Farklı ek rotor dirençlerinde $M = f(\cos \phi)$ öz eğrisi



Şekil 6.7 Farklı ek rotor dirençlerinde $M = f(n)$ öz eğrisi

7. SONUÇLAR

Son yıllarda güç elektroniği ve mikroelektronik alanlarında kaydedilen gelişmeler, asenkron motorun hız denetimdeki sakıncaları ortadan kaldırmıştır. Bir asenkron motorun hız ayar yöntemleri başlıca üç grupta toplanır; a) kutup sayısı değiştirilerek, b) stator frekansı değiştirilerek, c) kayma değiştirilerek hız ayarı yapılır. Kayma gücü de üç şekilde değiştirilir; 1) stator gerilimi ile, 2) rotora direnç ekleyerek, 3) rotor elektriksel gücü değiştirilerek kaymayı değiştirebiliriz.

Mekanik olarak kademeli, kontaklı veya sıvı reosta ile yapılan hız kontrol sistemlerinin bir çok sakıncaları vardır. Enerji kesilmelerinde sistemin yol verme işlemi öncesi koşullara gelmemesi, kontakların veya kademe dirençlerinin ömürleri, kademe sayısının sınırlı kalması bu tip hız kontrol sistemlerin dezavantajlarıdır. Statik elemanlarla rotora eklenen direnci kesintisiz olarak değiştirmek mümkündür ve klasik sistemde meydana gelen olumsuzluklar bu sistemde oluşmaz. Kullanılan direnç sayısının azlığı, sistemin bakımında son derece kolaylaştırır. Ayrıca güç katında yer alan güç diyotlarını, endüktansı ve anahtarlama elemanını değiştirerek farklı güçteki makinalara uyarlanabilir. Aynı zamanda kontrol kartı sayesinde bilezikli asenkron motora yol verme süresinde istenilen şekilde ayarlanabilir.

Bilezikli asenkron makinaların hız denetimi rotor yanından direnç ekleyerek yapıldığında, verimin düşük olacağı da göz önünde bulundurulmalıdır. Bu nedenle hız kontrol aralığı küçük olan sistemlerde, büyük yol alma momenti gerekiyorsa, bu tip hız denetim yöntemi gayet düşük maliyetle gerçekleştirilebilir. Rotor direncinin yarı iletken elemanlarla kademeli değiştirilmesi, hız denetim aralığında sistemin sarsıntısız olarak çalışmasını sağlar. Bu yöntemde, köprü doğrultucunun akım değerine ve kıyıcı elemanın uçlarında kesime giderken oluşacak gerilim değerine dikkat edilmelidir. Çünkü bu değerler devrenin elemanlarına zarar verebilir.

Mekanik olarak rotor direnci değiştirilirken kademeli dirençler kullanılır. Her faza eklenecek direnç değerleri yol verme koşullarına ve akım ile momente bağlı olarak normlar yardımı ile belirlenir. Bu yolla yapılan hız denetiminde hassas bir kontrol yapmak mümkün olmaz ve arzulanan hız değerlerine daima erişemez. Bu sınırlamaları kaldırmak için ek birimlere gerek vardır. Bu birimler, ya tamamen mekanik (hız değişim dişlileri...), ya da elektriksel yolla ek yük momentleri üreten birimler (ayar frenleri, fuko frenleri...) olabilir.

Ancak bu çözümlerin bir çoğunun kapladıkları alan büyük ve pahalıdır. Fakat bu yöntemin fiyatı yinede doğru akımlı tahrik sistemlerine göre daha ucuzdur. Bu nedenle daha ekonomik, basamaksız, kontaksız, uygun dinamik cevaplı ve doğru hız denetimi ancak güç elektroniği elemanlarıyla statik olarak yapılabilir.



KAYNAKLAR

Berde, M.S.,(1997), Thyristor Engineering, Payal Offset Press, Sudershan Park, Delhi.

Boduroğlu, T.,(1981), Asenkron Makinalar, İstanbul Teknik Üniversitesi Yayınları, İstanbul

Bose, B.K., (1986), Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall.

Ertuğrul, N., (1989), Bilezikli Asenkron Motorlarda Rotordan Hız Denetimi ve Bir Yolverme Devresi Tasarımı, İ.T.Ü Yüksek Lisans Tezi, İstanbul.

Gülgün, R.,(1995), Güç Elektroniği, Yıldız Teknik Üniversitesi Yayınları, İstanbul.

Gülgün, R.,(1997), AC Makinaların Güç Elektroniği Sistemleri ile Kontrolü, Y.T.Ü Yüksek Lisans Ders Notları. İstanbul

Kaynak, M.O.,(1988), Güç Elektroniği:Elemanlar, Devreler ve Sistemler, Boğaziçi Üniversitesi Yayınları, İstanbul

Shepherd, W.S., and Hulley, L.M.,(1989), Power Electronics and Motor Control

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	17.05.1974	
Doğum yeri	Kayseri	
Lise	1989-1991	Kayseri Lisesi
Lisans	1992-1996	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik- Elektronik Fak. Elektrik Müh. Böl.
Yüksek lisans	1996-1999	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği
Çalıştığı kurum	1997-1999	Alfa Asansör A.Ş

