

46999.



YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

BİLEZİKLİ ASENKRON MOTORUN
STATİK KASKAD BAĞLANTILAR
YARDIMI İLE HIZ AYAR YÖNTEMİNİN
İNCELENMESİ

Elek. Müh. Tavit KÜRKÇÜOĞLU
F.B.E. Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında
hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Y.Doç. Dr. M.Hadi SARUL

İSTANBUL, 1995

YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
TANTASYON MERKEZİ

İ Ç İ N D E K İ L E R

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	V
SUMMARY	VI
1. GİRİŞ	1
2. ASENKRON MOTOR	4
2.1. Yapısı	4
2.2. Elektriksel Bağlantılar	8
2.3. Elektriksel Eşdeğer Devre Şeması	10
2.4. Bilezikli Asenkron Motor	14
3. ASENKRON MOTOR HIZ AYAR YÖNTEMLERİ	16
3.1. Hızı Oluşturan Faktörler	16
3.2. Kutup Sayısı Değiştirilerek Hız Ayarı	17
3.3. Stator Frekansı Değiştirilerek Hız Ayarı	17
3.4. Kayma Denetimi İle Hız Ayarı	19
3.4.1. Stator Gerilimi Denetlenerek Hız Ayarı	19
3.4.2. Rotor Dirençleri İle Hız Ayarı	23
3.4.3. Rotor Elektriksel Gücü Denetlenerek Hız Ayarı	26
4. STATİK KASKAD BAĞLANTILAR	28
4.1 Senkron Altı Akım Doğrultucu Kaskad	29
4.1.1. Seri - Paralel Bağlantı Değişimleri İle Uyarlama	32
4.1.2. Senkron Altı Akım Doğrultucu Kaskada	
Birden Çok Asenkron Motor Bağlanması	34
4.2. Fren İşletme	37

4.2.1. Alternatif Akım Yardımıyla Frenleme	38
4.2.2. Doğru Akım Yardımıyla Frenleme	40
4.3. Akım Güç Verim Bağlantıları	41
4.4. Senkron Üstü Akım Doğrultucu Kaskad	45
4.5. Kramer Kaskadı	48
5. ASENKRON MOTORUN DURUM UZAYI MODELİ İLE DİNAMİK ANALİZİ	51
5.1. Simetrik Asenkron Makine Modeli	52
5.2. Asenkron Makine Modelinin Simetrik Park Dönüşümü İle dq0 Döner Eksen Sistemine Dönüştürülmesi	54
5.3. Makine Denklemlerinin Akılara Göre Düzenlenmesi	58
5.4. Makine Denklemlerinin Birime İndirgenmesi	60
5.5. Durum Uzayı Modeli	62
5.6. dq Eksen Takımının Açısal Hızının Belirlenmesi	64
5.7. Asenkron Motorun Boşta Yolalması	66
5.8. Asenkron Motorun Nominal Yükle Yüklenmesi	72
6. SONUÇ	74
EKLER	75
KAYNAKLAR	78

Ö Z E T

Asenkron motorlar, boyut, fiyat, işletme giderleri ve kontrol olanakları açısından diğer elektrik motorlarından, oldukça üstün durumdadırlar. Asenkron motorların bazı hız moment sakıncaları da geliştirilen kontrol teknikleri ile bertaraf edilmiştir. Asenkron motorların hız ayar yöntemi motor tipine, ayar alanına ve tahrik sistemine bağlı olup, oldukça geniş seçeneklidir. Bu tezde asenkron motorların bir tipi olan bilezikli asenkron motor tahriki işlenmiş ve statik kaskad bağlantılar açıklanarak muhtelif tahrik sistemleri incelenmiştir. Ayrıca son bölümde asenkron motor büyüklükleri, $dq0$ döner eksen sisteminde oluşturularak, bu sistem büyüklükleri ile motorun dinamik analizi yapılmış ve değişik moment durumları için asenkron motor elektriksel uç denklemleri elde edilerek bilgisayar yardımı ile grafikleri çıkarılmıştır.

S U M M A R Y

The induction motor drives have a number of advantages; they are lightweight, inexpensive, and of low maintenance compared to the other motors. 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. Theme of this thesis is induction motor drives by statical kaskad devices. In last chapter nonlinear state space model of induction machine is obtained by symmetrical park transformation on dq axis.

1. GİRİŞ

1800'de Volta, kendi adıyla anılan bir hidroelektrik pil gerçekleştirerek ilk elektrik güç kaynağını ortaya koydu. Bunu 1809 yılında elektrik akımının manyetik etkilerinin bulunması ve Faraday, H. C. Oersted, Biot ve Savart gibi bilim adamları tarafından geliştirilmesi izledi.

Elektromanyetik biliminin temelleri atıldıktan sonra 1822 yılında Faraday, akım taşıyan iletken ve bir mıknatıs yardımı ile sürekli bir dönme elde etmeyi başardı. 1824 yılında P. Barlow bakır iletken yerine dönen bir disk kullanarak elektrik gücü ile hareket eden ilk döner makineyi gerçekleştirmiş oldu. Bu prototip ancak kendi diskini döndürüyor, dışarıya mekanik bir güç aktaramıyordu. Pratik yönü olan ilk elektrik motoru, 1830 yılında S.D. Negro tarafından gerçekleştirildi. Bunu Ritchie, Page ve Jacobi'nin yaptığı motorlar izledi. Bu ilk motorlarda elektromıknatısların çekme ve itme kuvvetiyle, demir bir nüve ileri geri hareket ediyor ve bu hareket bir biyel vasıtasıyla döner harekete çevriliyordu. Jacobi 1838'de elektromıknatısları çevresel şekilde yerleştirerek döner hareketli ilk elektrik motorunu gerçekleştirmiştir. Bu motorlarda güç kaynağı olarak hidroelektrik bataryalar kullanılıyordu. Buhar enerjisi ile kıyaslanmayacak kadar pahalı olan bu bataryalar yüzünden uzun yıllar boyunca elektrik motorları endüstride tahrik makinesi olarak kullanılamadı. Generatörün icadı ve elektrikselsel üretim ile dağıtım tesislerinin kurulması elektrik motorunu yeniden gündeme getirdi.

Üç fazlı akımların icadı ve üç fazlı transformatörlerin geliştirilmesi, üç fazlı asenkron makinelerin gelişimine yol açtı. İlk alternatif akımlı üç fazlı taşıma hattı 1891 yılında M.O. Dolivo Dobrovolsky tarafından Lauffende Hidrolik Santrali ile Frankfurt arasında tesis edildi, bunu diğer santraller ve taşıma tesisleri izledi. 1900 yılında üç fazlı asenkron motor endüstriyel tahrikte kullanılmaya başladı. Dolvino Dobrovolsky tarafından geliştirilen bu motorun güç faktörü 1901 senesinde M. Leblanc tarafından üç fazlı kondansatör gurubu kullanılmak suretiyle yükseltildi. 1904 yılında W. Kramer kendi adı ile anılan tahrik kaskadını geliştirerek asenkron motor kontrolünde yeni bir sayfa açtı.

Güç elektroniğindeki gelişmeler neticesinde, endüstriyel tahrik ve kontrol sistemleri, statik bağlantılar vasıtası ile gerçekleştirilebilir hale gelmiştir. Böylece dinamik kontrol sistemlerindeki kayıplar asgari düzeye indirilmiştir. Günümüz teknolojisi neticesinde hızlı ve yüksek güçlü güç elemanları (GTO, MCT, Güç Transistörü) güç katında, hızlı işlem yapan geniş kapasiteli mikroişlemcilerle donatılmış ve çeşitli bilgisayar programları ile sürülen fonksiyonel devrelerin tetikleme ve kontrol katında kullanılması ile asenkron motor her moment ve her devir sayısında kullanılabilir hale gelmiştir. Böylece DC motorlardan çok daha ucuz, küçük boyutlu ve az bakım gerektiren AC asenkron motorlar sayesinde, tesis ve işletme maliyetleri de minimize edilmiştir.

Bu tezde, asenkron motorun rotor elektriksel gücü (kayma gücü= P_2) denetlenmek sureti ile hız ayar yöntemi incelenmiş ve statik kaskad bağlantılar ele alınarak muhtelif bağlantılar

araştırılmış birbirleri ile kıyaslanarak elektriksel bağıntı, işletme varyasyonları ve işletme ekonomileri ortaya konmuştur. Son bölümde ise asenkron makine simetrik olarak ele alınmış, faz büyüklükleri cinsinden matematiksel modeli oluşturulmuş ve simetrik park dönüşümü yoluyla elde edilen denklemler döner eksen ($dq0$) sistemine dönüştürülmüştür. Daha sonra denklemler birime indirgenerek durum uzayı modeline uyarlanmıştır. Durum uzayı modelinde, $dq0$ eksen sistemindeki motor akıları ve rotor hızı durum değişkeni olarak seçilerek, bir asenkron makinenin, dinamik analizi yapılmıştır. Son olarak tezin genelinden elde edilen sonuçlar ve dinamik analizin geręekleřtirildięi program teze eklenmiştir.



2. ASENKRON MOTOR

Bir asenkron motor, aynı güçte bir DC motorla kıyaslandığında hacim ve boyut olarak yarı, fiyat olarak da ondan bir oranında ölçülere sahip olduğu görülür. Bu özelliklerinden başka yapısal açıdan basit, kolay işletilebilir ve az bakım gerektirir oluşu gerek endüstriyel gerek düşük güçlü tahriklerde asenkron motor kullanımını cazip hale getirmektedir. Son yıllarda araştırmacı Felix Blaschke tarafından ortaya konan ve geliştirilen vektör kontrolü yöntemi ile asenkron motorun stator akımı uygun tarzda ayrıştırılarak, magnetik akı ve çıkış momenti, birbirlerinden bağımsız olarak denetlenebilir hale gelmiştir. Bu gelişmelerden sonra asenkron motor çıkış momenti bakımından serbest uyarmalı DC motorla rekabet eder hale gelmiştir. Asenkron motorlar yapı itibarı ile: rotoru sincap kafesli (kısa devre) asenkron motor, bilezikli asenkron motor, dış rotorlu asenkron motor, lineer asenkron motor, rotoru kütleli asenkron motor, Ferraris motoru (Rotoru, bakır veya alüminyumdan boş bir silindir biçiminde.) türlerine ayrılırlar. Bu bölümde asenkron motorlar: yapıları, elektriksel eşdeğer devreleri, elektriksel bağıntılar ve vektör diyagramları ile incelenecek ve statik kaskad bağlantılar yardımı ile yapılan hız kontrolleri tezin konusunu oluşturan, bilezikli asenkron motorlardan bahsedilecektir.

2.1. Yapısı

Asenkron motor, yapısı itibarı ile transformatöre benzer. Stator

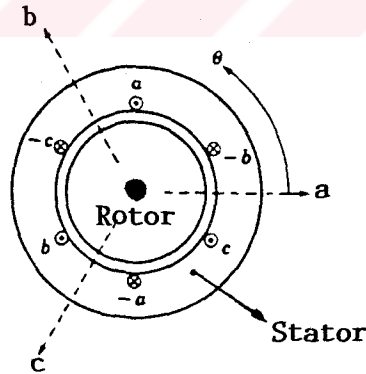
sargıları, primer kabul edilirse, rotor devresi de sekonder olacaktır. Stator ve rotor davreleri hava aralığında, manyetik kuplaj ile birbirlerine bağlıdılar. Üç fazlı makinede, stator sargıları 120° elektriksel açı ile hava aralığının etrafına dizilmiştir. İki kutuplu makinede a,b,c fazlarına ait stator sargıları; a,-a, b,-b ve c,-c şeklindedir. (Şekil 2.1) Faz sargılarından geçen akımlar, o faza ait manyetik ekseninde sinüsoidal bir mmk dalgası oluştururlar. a, b, c faz sargılarına uygulanan sinüsoidal üç fazlı, dengeli akımlar, sırası ile;

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

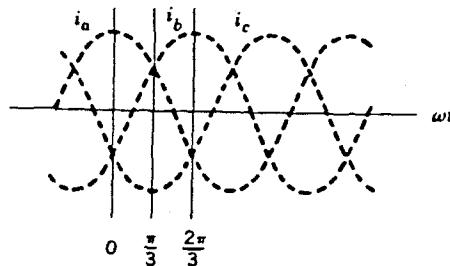
$$i_b = I_m \cos (\omega t - 120^\circ) \quad (2.2)$$

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

şeklindedir. I_m akımın maksimum değeri olup üç fazlı akımların değişimleri ve sargılar ile kesişmeleri Şekil(2.2)'de görülmektedir.



Şekil 2.1 2 kutuplu 3 fazlı stator sargısı.



Şekil 2.2 Üç fazlı akımlar.

Fazlara ait mmk'ler(magnetomotor kuvvet); örneğin a fazı için $F_{al} = F_{al}^+ + F_{al}^-$ olup, $F_{al}^{\pm} = \frac{1}{2} F_{\max} \cos(\theta \pm \omega t)$ dir. Toplam mmk'ler ise; $F(\theta, t) = F_{al} + F_{bl} + F_{cl}$ şeklindedir. Negatif bileşenler =0 olduğundan,

$$F(\theta, t) = \frac{3}{2} F_{\max} \cos(\theta - \omega t) \quad (2.4)$$

$$F_{\max} = \frac{4}{\pi} k_{\omega} \frac{N}{P} I_m \quad (2.5)$$

k_{ω} = sargı faktörü (üç fazlı sargılarda $0.85 \sim 0.95$), N = sarım sayısı(faz başına), P = kutup sayısı. $t = 0$ anında a fazının i_a akımı maksimum değerinde olup mmk dalgasının tepe değeri a faz ekseninde yeralır. $\frac{1}{3}$ peryot sonra bu kez b fazının i_b akımı maksimum değerine ulaşarak, mmk dalgasının tepe değeri b faz eksenine taşınır. Bu olay ω açısal hızı ve abc faz sırası ile yinelenir $\omega = 2\pi f$ elektriksel rad/s olup P kutuplu makine hızı

$$\omega_m = \frac{2}{P} \omega \quad \text{rad/s} \quad (2.6)$$

$$n = \frac{120 f}{P} \quad \text{d/dak} \quad (2.7)$$

bu hızlara senkron hız denir. Senkron hızı belirleyen faktörler, f (stator=şebeke 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 indüklenemez. Bu gerilimin indüklenmesi için rotor, senkronaltı bir hızla döner. Böylece rotor sargılarında gücü oluşturacak,

bir gerilim indüklenir. Bu nedenle asenkron motorun bir diğer adı da indüksiyon motor'dur. İndüklenen gerilim, Faraday'ın temel indüksiyon prensibine dayalı olarak; $e = \frac{d\lambda}{dt}$ ve $\lambda = N\Phi \cos \omega t$ 'den

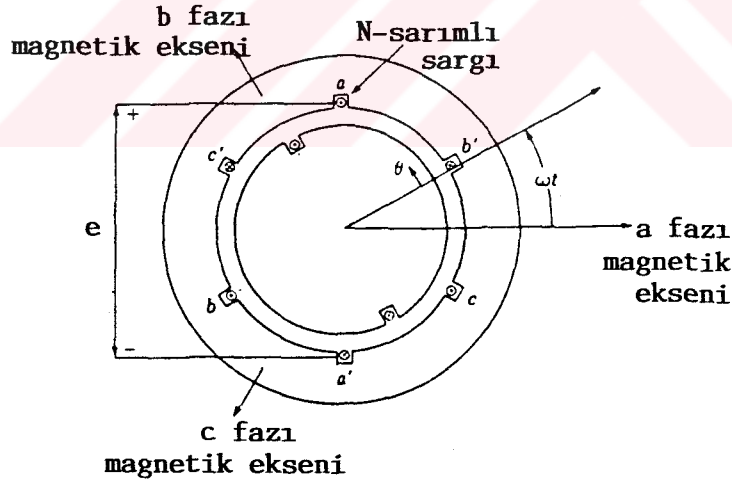
$$e = \omega N\Phi \sin \omega t \quad (2.8)$$

$$E_m = \omega N\Phi = 2\pi f N\Phi \quad (2.9)$$

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N\Phi = 4.44 f N\Phi \quad (2.10)$$

$$E = 4.44 f k_\omega N\Phi \quad \text{V/faz} \quad (2.11)$$

şeklindedir. Φ makineyi mıknatıslayan toplam akı ($\Phi_s + \Phi_r$ weber) E gerilimi stator için hesaplanacak ise $f=f_1$ (şebeke frekansı) $N=N_1$ (faz başına stator sargısı sarım sayısı), rotor için ise $f=f_2$ (rotor frekansı) ve $N=N_2$ alınır.



Şekil 2.3 Üç fazlı asenkron makine kesiti.

Rotor hızı ile senkron hızın farkının bağıl değerine kayma(s) denir. Asenkron motorlarda birçok elektriksel bağlantı kaymanın bir fonksiyonu olup momenti oluşturan da kaymadır.

2.2. Elektriksel Bağıntılar

Motorun hızı n olsun, senkron hıza da n_s dersek bu durumda kayma;

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2.12)$$

$$n = n_s(1 - s) \quad (2.13)$$

Eğer rotor senkron hızla döndürülürse $n = n_s$ ve $s = 0$ olacaktır

Eğer rotor durdurulursa (mekanik şekilde frenlenerek) $n = 0$ ve

$s = 1$ olur ve motor transformatör gibi davranır ve $f_1 = f_2$ olur

$$f_2 = s f_1 \quad (2.14)$$

(2.11) denkleminde yerine koyarsak $N_2 = N_1$ için

$$E_2 = s E_1 \quad (2.15)$$

olacaktır. Döner makinelerde genel tork (moment) ifadesi;

$$T = - \frac{\pi}{2} \left(\frac{P}{2} \right)^2 \Phi F_r \sin \delta_r \quad (2.16)$$

Statora uygulanan gerilim ve frekans sabit olduğu taktirde ,

hava aralığı toplam akısı Φ de sabit olacaktır rotor mmk'i F_r

da $I_r (= I_2)$ rotor akımının bir fonksiyonu olduğuna göre torku

$$T = K I_r \sin \delta_r \quad (2.17)$$

şeklinde ifade edebiliriz. Rotor mmk dalgası ile akı dalgası

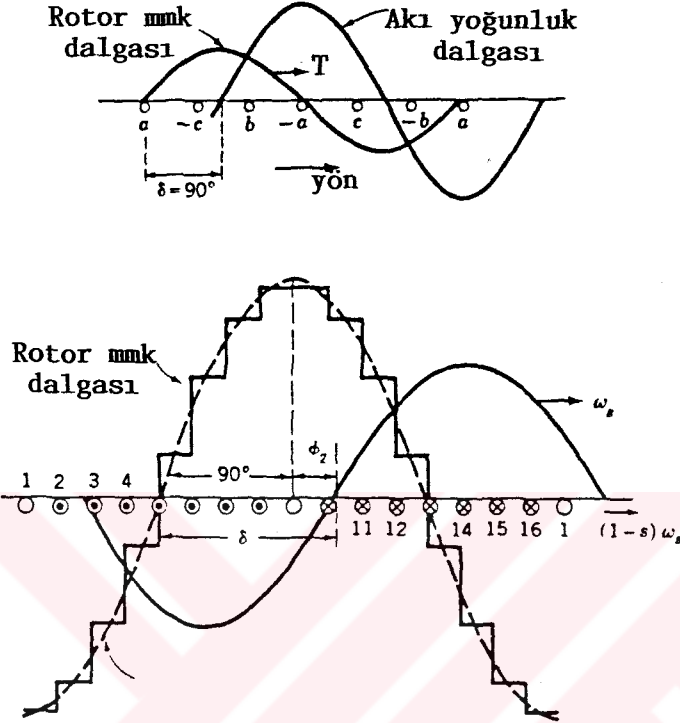
arasındaki açı δ_r olup yaklaşık 90° dir. Eğer $\delta_r = 90^\circ$ olursa;

$\sin \delta_r = 1$ ve T değeri de maksimum olur. Bu açı değeri idealdir,

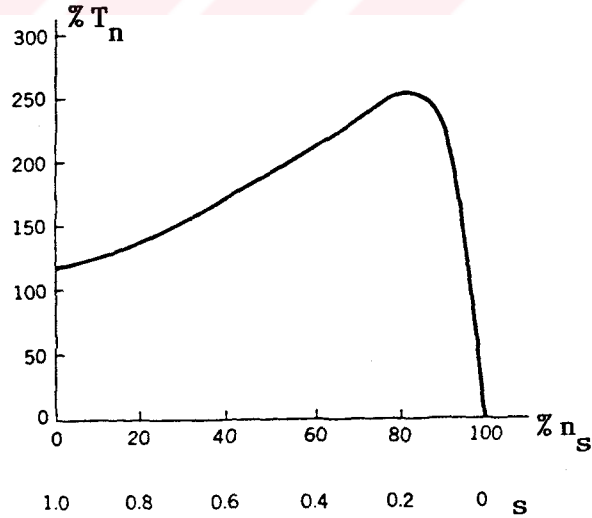
pratikte rotor sargılarının bir güç faktörü, ϕ_2 vardır ve açısı

$$\delta = 90^\circ + \phi_2$$

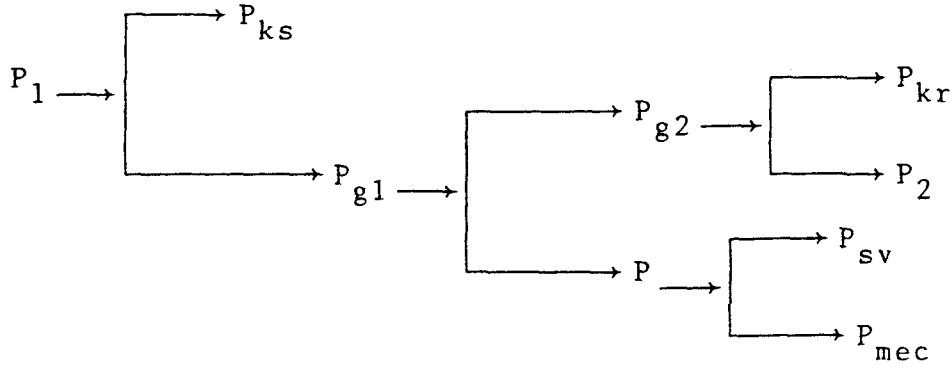
değerindedir.



Şekil 2.4 Asenkron Motorun mmk ve akı yoğunluk dalgalarının bağıl konumları (a) $\phi_2=0$ (b) $\phi_2 \neq 0$



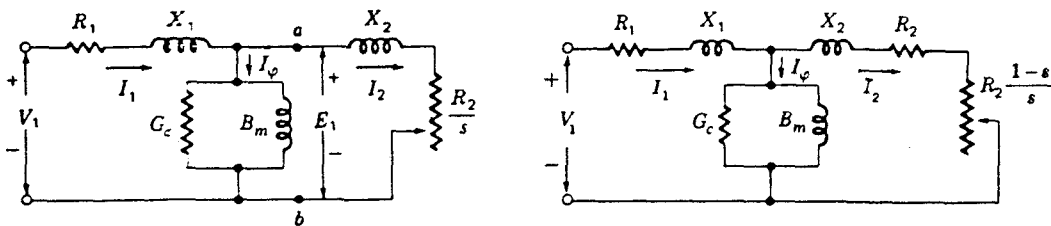
Şekil 2.5 Asenkron Motor Hız - Moment karakteristiği



Şekil 2.6 Asenkron Motorlarda güç akışı.

Statora uygulanan elektriksel güç (P_1) stator demir ve bakır güç kaybına (P_{ks}) uğrayarak hava aralığından rotora aktarılır (P_{g1}). Hava aralığından aktarılan güç rotoru indükleyerek (P) rotor dönme gücü ile (P_{g2}) rotor elektromanyetik gücünü oluşturur. P gücü sürtünme ve vantilasyon güç kaybına (P_{sv}) uğrar ve mil gücü olarak dışarıya aktarılır (P_{mec}). Diğer taraftan P_{g2} 'de rotor bakır güç kaybına uğrayarak, rotor elektriksel gücüne (P_2) dönüşür. Asenkron motor bağıntılarını daha iyi ortaya koymak, elektriksel eşdeğer devre şemalarını incelemekle mümkündür.

2.3. Elektriksel Eşdeğer Devre Şeması



Şekil 2.7 Asenkron Motor eşdeğer devre şeması.

Hava aralığı bileşke akısı tarafından üretilen emk E_1 değeri;

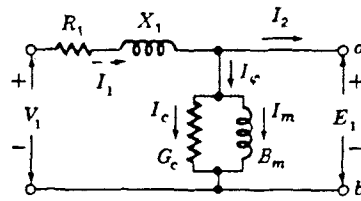
$$E_1 = V_1 - I_1(R_1 + jX_1) \quad (2.18)$$

V_1 = stator giriş gerilimi

I_1 = stator akımı

R_1 = stator etkin direnci

X_1 = stator kaçak reaktansı



Şekil 2.8 Stator eşdeğer devresi.

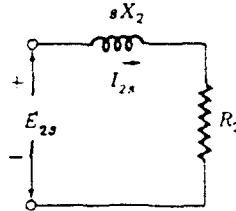
I_1 akımı I_2 ve I akımlarına ayrılır. I_φ akımı da I_c nüve (Fe) kaybı akımı ile I_m manyetik kayıp akımına ayrılır. G_c (direnç)⁻¹ demir kayıplarına, B_m (self)⁻¹de manyetik kayıplara aittir.

$$\frac{sE_1}{I_2} = R_2 + jsX_2 \quad (2.19)$$

$$\frac{E_1}{I_2} = \frac{R_2}{s} + jX_2 \quad (2.20)$$

R_2 = rotor etkin direnci

sX_2 = kayma frekansındaki rotor kaçak reaktansı



Şekil 2.9 Rotor eşdeğer devresi.

$$P_{g1} = qI_2^2 \frac{R_2}{s} \quad (2.21)$$

q , stator faz sayısı olmak üzere;

$$P_{g2} = qI_2^2 R_2 \quad (2.22)$$

P , iç mekanik güç değeri de (rotor dönme gücü);

$$P = P_{g1} - P_{g2} = (1 - s)P_{g1} \quad (2.23)$$

ω_s , senkron açısal hız, T'de newton-metre olarak

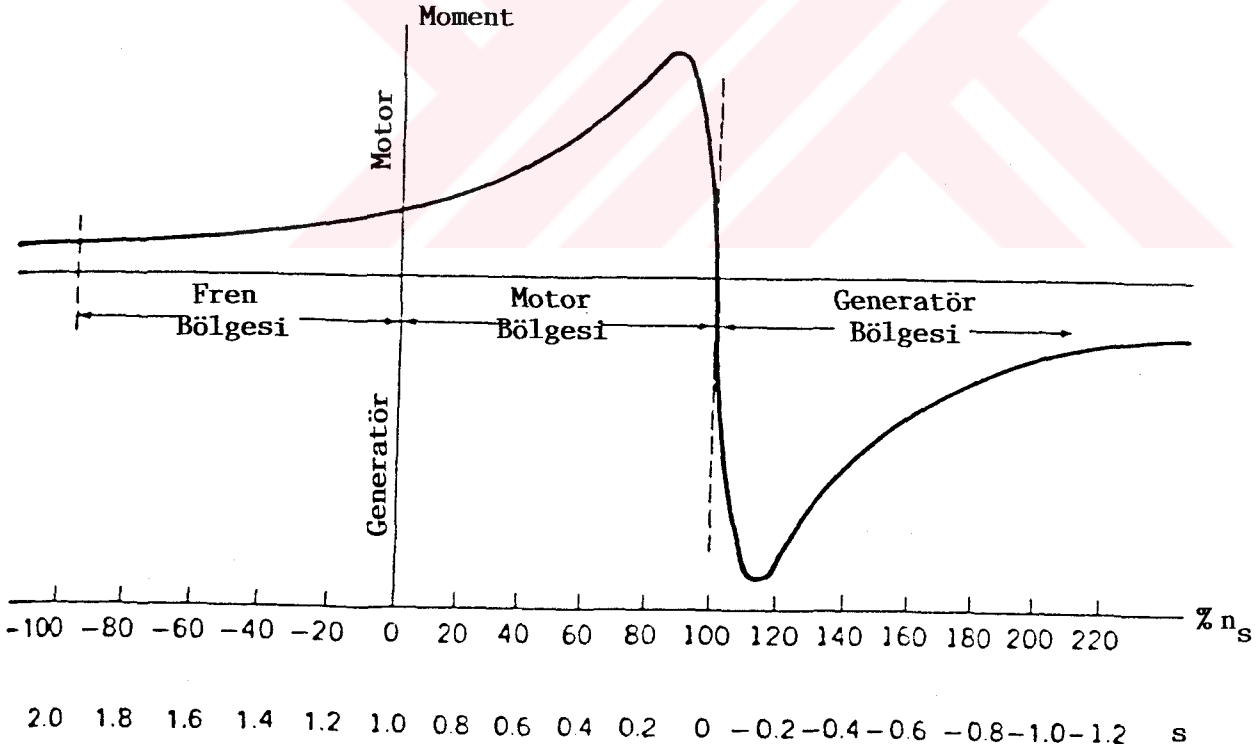
$$P = (1 - s)\omega_s T \quad (2.24)$$

(2.21) ve (2.22) yardımı ile

$$T = \frac{1}{\omega_s} qI_2^2 \frac{R_2}{s} \quad (2.25)$$

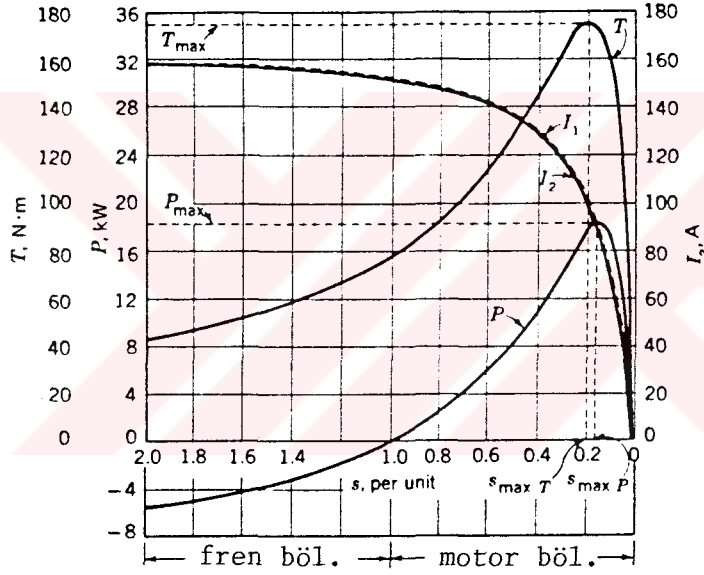
Thevenin teoremi yardımı ile;

$$T = \frac{1}{\omega_s} \frac{qV_1^2 (R_2/s)}{(R_1 + R_2/s)^2 + (X_1 + X_2)^2} \quad (2.26)$$



Şekil 2.10 Asenkron Motorun Generatör-Motor-Fren çalışma için Moment-Kayma karakteristiği.

Şekil 2.10 da görüldüğü gibi, hızın 0 - senkron hız, kaymanın da 1 - 0 arasında değiştiği bölgeye motor bölgesi denir. 's' değeri 1 den büyükse motor hareket halinde iken aksi yönde, dış bir kuvvet ile frenleniyor demektir. Bu bölgeye de fren bölgesi adı verilir. Pratik bir uygulama olarak; çalışan motor aniden durdurulmak için, iki stator fazının yerleri değiştirilir. Bu taktirde motor aksi yöne dönmeye çalışacağından aniden durur. Bu olaya tıkama (plugging) adı verilir. Generatör bölgesinde ise, motor bir dış kuvvet tarafından döndürülerek enerji üretmesi sağlanır. Bu bölgede kayma negatif değerler almaktadır.



Şekil 2.11 7.5 kW Asenkron Motorun Moment, Güç, Akım ve Kayma değişimleri.

Momentin maksimum değeri; $T_{\max}$ 'a isabet eden kayma değerine, $s_{\max T}$ dersek;

$$\frac{R_2}{s_{\max T}} = \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2)^2} \quad (2.27)$$

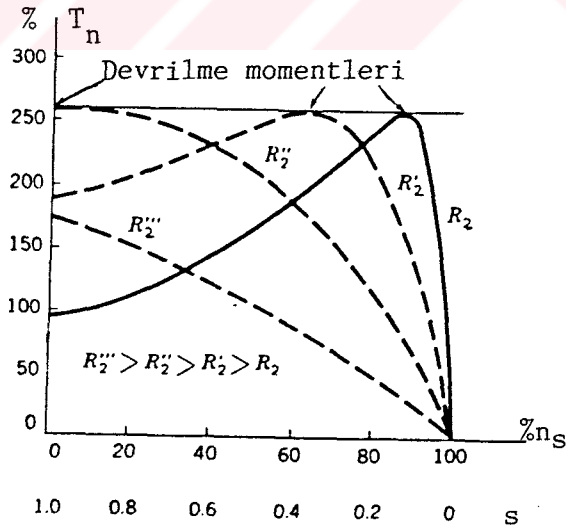
Bu denklemden $s_{\max T}$ 'yi çekersek;

$$s_{\max T} = \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2)^2}} \quad (2.27)$$

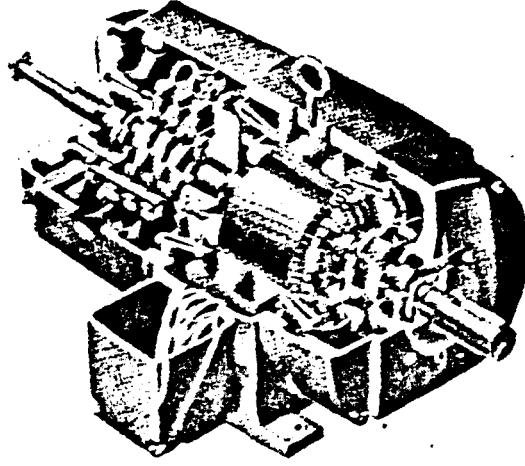
$$T_{\max} = \frac{1}{\omega_s} \frac{0.5qV_1^2}{R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2)^2}} \quad (2.28)$$

2.4. Bilezikli Asenkron Motor

Rotor sargıları, fırçalar yardımı ile bileziklere ve buradan da fırçalar yardımı ile motor dışına alındığından, 'bilezikli' adı ile anılan asenkron motorlar, kısa devre rotorlu motorlardan, daha geniş kontrol olanaklarına sahiptirler. Sözgelimi yaygın bir uygulama olan rotor devresine seri direnç ekleyerek, daha yüksek bir kalkış momenti ve daha düşük kalkış akımı sağlanır. Ayrıca P_2 rotor elektriksel gücü de kontrol edilebilir olduğu için, senkronüstü hızlara ulaşılabilir, faydalı fren çalışma, generatör çalışma gibi değişik bölgelerde bilezikli asenkron motor kullanılabilir.

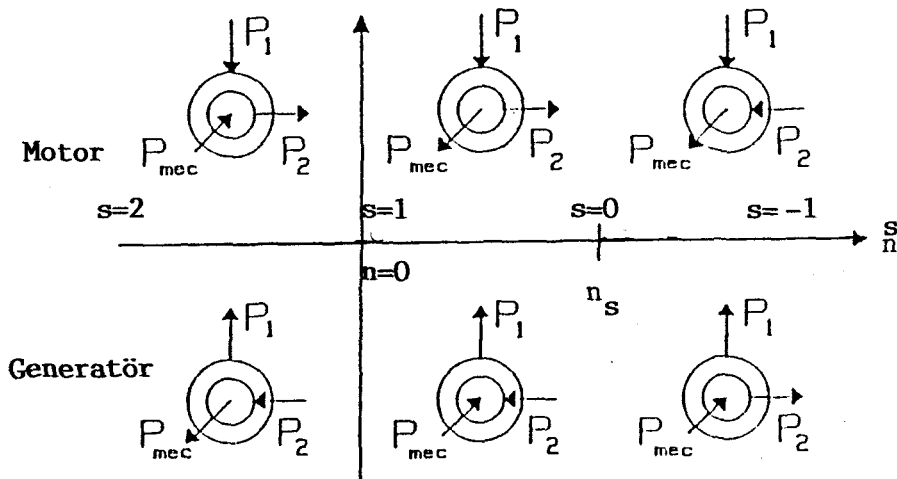


Şekil 2.12 Bilezikli Asenkron Motorun Ayar Karakteristiği.



Şekil 2.13 Bilezikli Asenkron Motor.

P_2 gücünün kontrolü klasik yöntemlerle yapılabileceği gibi, çok daha verimli ve ucuz olan statik bağlantılarla (elektronik) da gerçekleştirilebilir. Örneğin reosta yerine statik darbe kontrollü direnç kullanılabilir. İlerki bölümlerde P_2 gücünün kontrolü detaylı şekilde incelenecektir. Bilezikli Asenkron motorlarda hız ayarı çok hassas ve verimli şekilde yapılabilir ancak ayar sahası kısıtlıdır. Bir diğer sakıncası da pahalı ve bakım gerektirir oluşudur (bilezik ve fırça aşınmaları).



Şekil 2.14 Farklı çalışma bölgeleri için güç akışı.

3. ASENKRON MOTOR HIZ AYAR YÖNTEMLERİ

Bir motorun hız ayar yöntemi belirlenirken; motor gücü, tipi, tahrik edilecek iş makinesinin karakteristikleri ve buna bağlı olarak devir yönünün değişimi, fren çalışma süresi (faydalı fren çalışma gerekebilir), ayar ekonomisi, şebeke ve çalışma ortamı(toz, nem, asit gibi), tesis ve işletme giderleri gibi kriterler göz önünde bulundurulur. Bu bölümde asenkron motor hız ayar yöntemleri incelenecek ve bilezikli motorlara özgü, kayma gücü kontrolü ayrıntılı olarak ele alınacaktır.

3.1. Hızı Oluşturan Faktörler

Asenkron motor hızı üç temel faktör tarafından belirlenir;

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

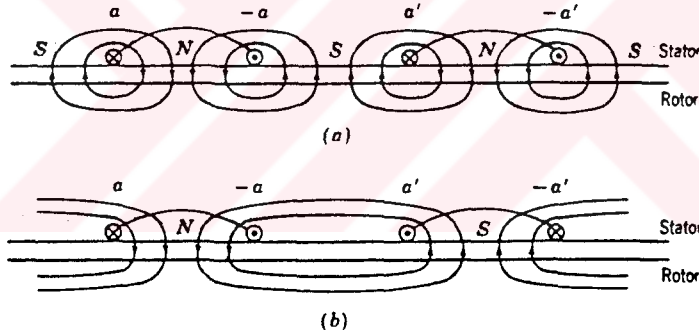
Senkron hız eşitliğini (2.7) asenkron devir denkleminde (2.13) yerine koyarsak;

$$n = \frac{120 f_1}{P} (1 - s) \quad (3.1)$$

Asenkron motor hız ayarı; (1) Kutup sayısı değiştirilerek, (2) stator frekansı değiştirilerek, -kayma değişim yöntemi olarak- (3) V_1 stator gerilimi değiştirilerek, (4) rotor dirençleri ile ve (5) rotor elektriksel gücü denetlenerek yapılır.

3.2. 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 (k.d) 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 yahut, tek tek (minimum devir) bağlanarak devir sayısı değiştirilir. Ancak bu yöntemde hız ayarı kademelidir ($n=500, 600, 750 \dots$).



Şekil 3.1 Kutup sayısı değiştirme prensibi.

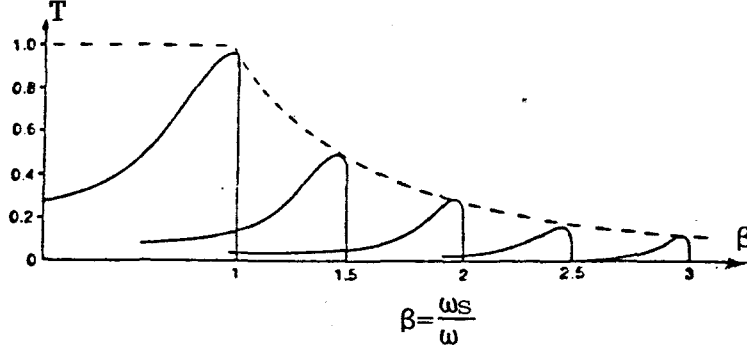
3.3. Stator Frekansı Değiştirilerek Hız Ayarı

Hızı belirleyen üç temel bileşenden biri de frekans olduğuna göre, stator frekansını değiştirerek de hız ayarı yapılabilir. Bu yöntem önceleri dinamik frekans dağıtıcılarla uygulanabiliyordu, şöyle ki 50 Hz şebekeye bağlı bir motor tarafından tahrik edilen

generatör (tahrik makinesi DC de olabilir) frekans değıştirci olarak kullanılıyordu. Ancak bu yöntem gerek tesis gerek işletme gerekse bakım maliyetleri açısından oldukça verimsiz olduğundan fazlaca kullanılan bir yöntem değildir. Günümüzde dinamik değıştircilerin yerini statik değıştirciler 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 uyarlama işlemleri de yapılır. Böylece istenen frekans ve gerilim değerine 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 değışimi doğrudan da yapılabilir. Bu özellikleri doğrultusunda frekans değıştirciler; doğrudan frekans değıştirci akım ara devreli frekans değıştirci veya gerilim ara devreli frekans değıştirci adları ile anılırlar. Bu yöntemde gerilim sabit olduğundan frekansdaki değışmeler motor akısını ve akımını da etkileyecektir. Frekans azaltıldığında akı artacaktır. Akı artışı kritik değerlere ulaştığında motorda manyetik doyma söz konusu olacağından motor arzu edilen hız-moment karakteristiğinden uzak ve verimsiz çalışacaktır. Frekans artırıldığında ise devir artacak fakat akı azalacağı için moment de azalacaktır. Şebeke frekansı f_1 , yeni frekans f_2 olsun; $f_2 = \beta f_1$, f_2 'ye bağılı açısal hız da; $= \beta \omega_s$ olacaktır. X_1 ve X_2 reaktansları da β kadar artacağından;

$$T = \frac{1}{\beta \omega_s} \frac{q V_1^2 (R_2/s)}{(R_1 + R_2/s)^2 + \beta (X_1 + X_2)^2} \quad (3.2)$$

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



Şekil 3.2 Frekans kontrolünde Hız-Moment karakteristikleri.

3.4. Kayma Denetimi İle Hız Ayarı

Hız denkleminin üç temel değişkeninden biri olan kayma, hız ayarı için oldukça elverişli bir değişkendir. Asenkron hız kayma (s) sonucu olduğundan, verimli ve geniş alanlı bir kontrol kayma denetlenerek yapılır. Kayma kontrolü üç yöntemle yapılmaktadır. (1) Stator gerilimi değiştirilerek, (2) rotor dirençleri ile, (3) rotor elektriksel gücünün yardımcı devre ve bağlantılarla denetlenmesi ile (kaskad bağlantılar). Bu üç yöntemin içinde en verimli ve güncel olanı üçüncü yöntem yani kaskad bağlantılar ile rotor elektriksel gücünün (P_2) denetlenmesi yöntemidir ki bu tezde ayrıntılı olarak ortaya konacaktır.

3.4.1. Stator Gerilimi Denetlenerek Hız Ayarı

Hız ayar yöntemlerinden biri de stator geriliminin kontrolüdür.

Stator geriliminin kontrolü doğrudan kaymayı ve neticede devir sayısını ayar imkanı sağlar. Stator gerilimi ototransformatör yardımı ile ayarlanabileceği gibi güç elektroniği devreleriyle de ayarlanabilir. Asenkron motorun herbir fazına bağlı ters, paralel tristörler (AC kıyıcı) yardımı ile gerilim ayarlanarak hız kontrolü gerçekleştirilir. Bu uygulamada kullanılan yöntemler;

- Darbe Paketleri Yöntemi

T_1 süre akımın geçmesine izin verilir, T_2 süre akımın geçmesi engellenir. Kontrol periyodu $T=T_1+T_2$. Bu yöntem hızda önemli dalgalanmalara sebep olacağından; T mümkün olduğu kadar kısa olmalı, tahrik sisteminin ataleti büyük olmalı, geçici rejime motor ve şebekenin dayanıklı olmasına dikkat edilmelidir.

- Faz Kesme Yöntemi

Ayar alternatif akımın bir periyodu içinde yapılır. Bu yöntemde ilgili tristörler belli bir α gecikme açısı ile tetiklenir. α açısını sınırlarını belirlemek için;

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad (3.3)$$

$$\alpha_{\min} = \phi \quad (3.4)$$

L : motor çalışma hızındaki faz başına endüktans

R : faz başına direnç

$$i = \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \left[\sin(\omega t - \phi) e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \alpha)} \sin(\alpha - \phi) \right] \quad (3.5)$$

$$a_1 = I_{1Q} = \frac{2}{T} \int i \cos \omega t \, d\omega t \quad (3.6)$$

$$b_1 = I_{1P} = \frac{2}{T} \int i \sin \omega t \, d\omega t \quad (3.7)$$

$$\alpha_{\max} = \phi_1 \quad \text{değeri için} \quad (3.8)$$

$$\phi_1 = \tan^{-1} \frac{I_{1Q}}{I_{1P}} \quad (3.9)$$

$$I_{1m} = \sqrt{I_{1Q}^2 + I_{1P}^2} \quad (3.10)$$

ancak sinüsoidal olmayan ve oldukça karmaşık 'i' ifadesinin yer aldığı integralleri çözmek, klasik yöntemlerle imkansız hatta bilgisayar programları için dahi oldukça zordur. Bu nedenle ϕ bir parametre kabul edilerek verilmiş eğrilerden yararlanarak Akımın temel bileşenine (per unit) karşı gelen $\alpha_{\max}$ açısı bulunur.

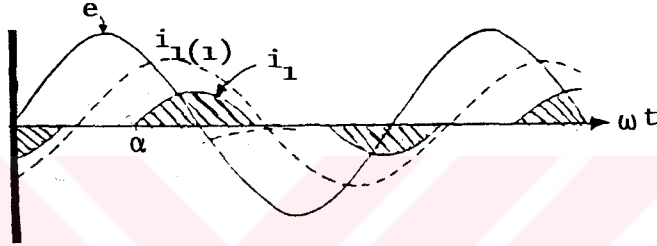
Akımın temel bileşenine I_{aN} (pu) dersek

$$I_{aN}(\text{pu}) = \frac{I_1}{I_b} \quad (3.11)$$

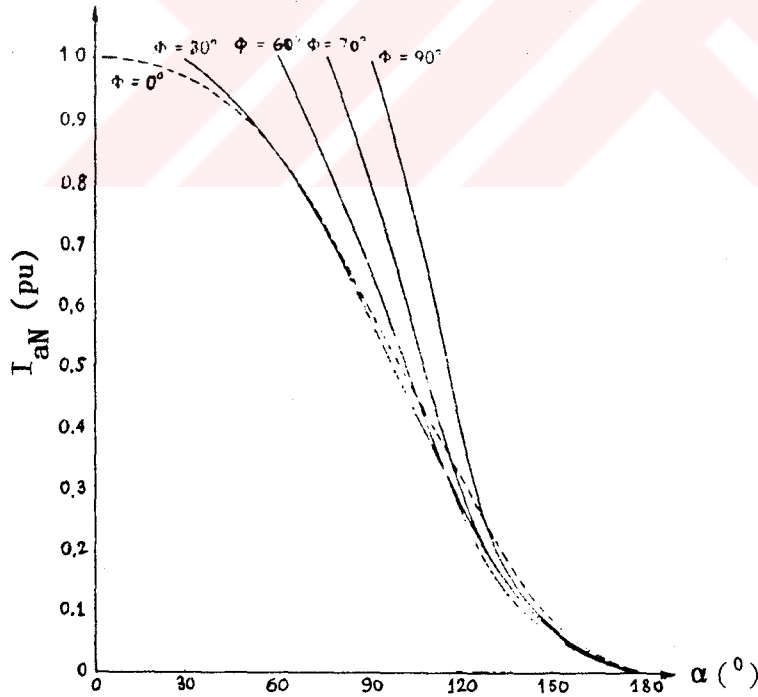
$$I_b = \frac{V_1}{Z} \quad (3.12)$$

$$I_1^2 = I_{1n}^2 \frac{s(1-s)^2}{s_n(1-s_n)^2} \quad (3.13)$$

$$I_{1n} = \frac{V_1}{Z_n} \quad (3.14)$$

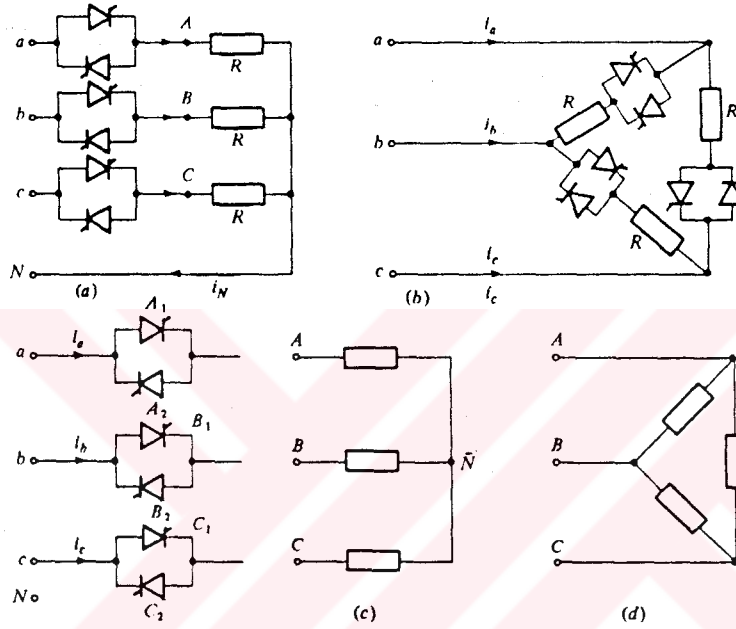


Şekil 3.3 $\alpha=120^\circ$ $\phi=60^\circ$ için akım bileşenleri.



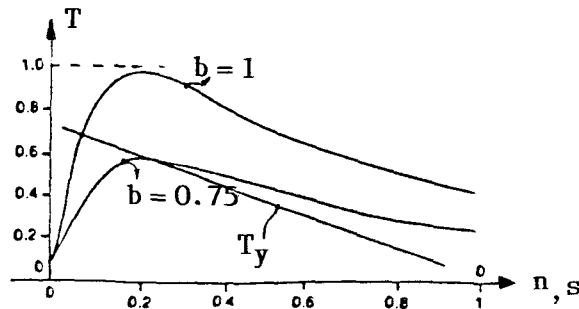
Şekil 3.4 Çeşitli ϕ değerleri için $I_{aN}(\text{pu})-\alpha$ değişimleri

bu yöntem düşük güçlü ve vantilatör moment karakteristiğindeki tahriklerde oldukça kullanışlı bir yöntemdir. Üç fazlı sistem içinde dengeli ve simetriktir. Montajı ekonomik hale getirmek için her kolda iki tristör yerine bir tristör ve ters paralel bir diyot kullanılabilir, ancak bu durumda simetri bozulacak, motor fazlarından biri direk bağlanabilir fakat bu durumda da denge bozulacaktır.



Şekil 3.5 Tristörlü Kontrolör çeşitli bağlantı seçenekleri.

Moment ve stator gerilimi arasında $T = kV_1^2$ gibi bir bağlantı olduğundan düşük gerilimlerde moment oldukça düşecektir.



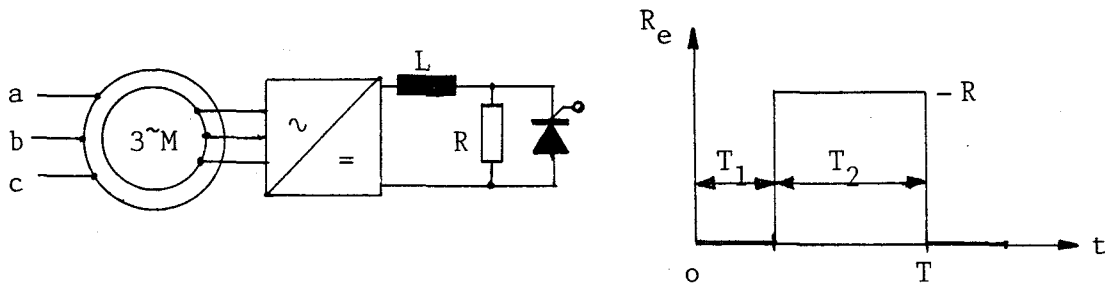
Şekil 3.6 Stator gerilimi kontrolünde Hız-Moment karakteristiği $V_1 = bV_{1n}$

3.4.2. Rotor Dirençleri İle Hız Ayarı

Kaymayı dolayısı ile devir sayısını belirleyen temel bir etken de R_2 rotor direncidir. Kabaca ifade edecek olursak;

$$\frac{s}{s_1} = \frac{R_2}{R_2 + R} \quad (3.15)$$

Görüldüğü gibi rotor devresine direnç ekleyerek yeni bir kayma değerine geçebilir dolayısı ile yeni bir devir sayısı ve yeni bir karakteristik eğri elde ederiz. (şek.2.12). 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 ile daha etkin bir kontrol yöntemi doğrultucudan sonra ayarlı direnç yerine darbe kontrollü direnç kullanmaktır. 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.



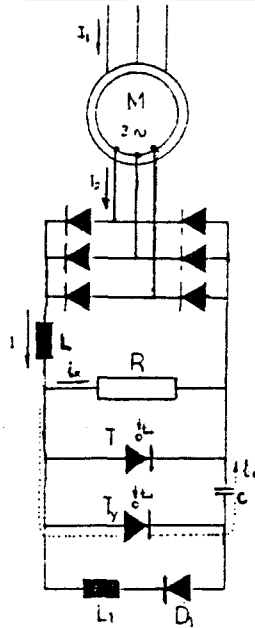
Şekil 3.7 Darbe Kontrollü Direnç montajı ve Direnç Darbe peryodu.

Tristör şalter kapalı iken R direnci kısadevre olacağından $R_e = 0$ olur. Tristör şalter açıkken R devrede olacağından bu kez $R_e = R$ olacaktır. Tristörün kapalı kaldığı süreye T_1 , açık kaldığı süreye de T_2 dersek darbe peryodu $T = T_1 + T_2$ olur. Şalterin bağlı kapalı kalma süresine λ dersek;

$$\lambda = \frac{T_1}{T} \quad \text{olur.} \quad (3.16)$$

$$R_e = R(1 - \lambda) \quad (3.17)$$

Tristör şalter olarak şek.3.8'de görülen devre kullanılabilir. T tristörü tetiklendiğinde R direncini kısa devre eder ve T_1 zamanını oluşturur. T tristörü iletimde ve T_y yardımcı tristörü açık devredir. C kondansatörü üst plakası + olacak şekilde şarj olacaktır. Bu kez T tristörünü söndürmek üzere T_y tetiklensin; kondansatör derhal deşarj olarak T tristörünü söndürecek ve aksi yönde şarj olacaktır. R direnci tamamen devrede olduğu için $D_S - L_S - R$ yoluyla tekrar boşalan kondansatör T yi söndürmek üzere tekrar ilk konumunu alır.



Şekil 3.8 Darbe Kontrollü Dirençle Hız Ayarı.

$t=t_1$ anında kondansatör akımı $i_c(t_1) = I_d + \frac{U_{c1}}{R}$ olup genel olarak;

$$i_c = (I_d + \frac{U_{c1}}{R}) e^{-(t-t_1)/\tau} \quad \tau=RC \quad (3.18)$$

$U_A = Ri_R$, $I_d = i_R + i_c$, $i_R = I_d - i_c$ olduğuna göre ;

$$U_A = RI_d - (RI_d + U_{c1}) e^{-(t-t_1)/\tau} \quad (3.19)$$

$t=t_1$ için $U_A = -U_{c1}$ olup Anot geriliminin negatif kalma süresi t_N hesaplanmalıdır. $U_A = 0$, $t-t_1 = t_N$ (3.19)'da yerine konursa;

$$e^{-t_N/\tau} = \frac{RI_d}{RI_d + U_{c1}} \quad (3.20)$$

$$t_N = RC \ln(1 + \frac{U_{c1}}{RI_d}) \quad (3.21)$$

$t_N = \sigma t_q$ σ : emniyet faktörü

$$C = \frac{\sigma t_q}{R \ln(1 + \frac{U_{c1}}{RI_d})} \quad (3.22)$$

$U_A = Ri_R$, tristör şalter açıkken bu kez $i_R = I_d$ olduğundan;
 $U_{DRM} > RI_{dmax}$ ve $U_{RRM} > U_{c1}$ olmalıdır. Rotor devresindeki güç eşitliğinden;

$$3(R_2 + r)I_2^2 = 3R_2I_2^2 + R_e I_d^2 \quad (3.23)$$

$$R_e = 3r \left(\frac{I_2}{I_d}\right)^2 \quad (3.24)$$

Gerilim düşümleri ihmal edilirse;

$$U_d = s \frac{q}{\pi} \sqrt{2} U \sin \frac{\pi}{q} \quad (3.25)$$

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \quad (3.26)$$

$U_2 = U_{20}s$ U_{20} : sükunet halinde rotor faz gerilimi ($= E_{20}$) ve rotor-stator sargıları oranı N_2/N_1 olursa;

$$U_2 = \frac{N_2}{N_1} U_1 s \quad (3.27)$$

$$U_d = 2.3391 \frac{N_2}{N_1} U_1 s \quad (3.28)$$

$U_d = R_e I_d$ olduğuna göre (3.28)'den s 'i çekersek;

$$s = \frac{(1-\lambda)R_e I_d}{2.3391 \frac{N_2}{N_1} U_1} \quad (3.29)$$

Rotor dirençleri ile hız ayarı oldukça kullanışlı uygulaması basit ve pekçok hız-moment isteğine cevap veren fevkalade bir yöntemdir. Bu yöntemin sakıncası rotor elektriksel gücünün R_e direncinde ısıya dönüştürülerek harcanmasıdır. Şekil 3.8'deki montajda tristör çifti (T, T_y) yerine bir GTO (kapısından söndürülebilen tristör) kullanılabilir, bu taktirde montaj daha da basitleşecektir.

3.4.3. 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 yönteme 'kaskad bağlantılar ile hız ayar yöntemi' denir. Bilindiği gibi bu yöntemin özü rotor elektriksel gücünün gerekli uyarlamalar 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 mekanik 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 senkronüstü bölgede geniş bir sahada ayarlanabilir. Senkronüstü 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 rotor elektriksel gücü mekanik güce çevrilir. 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 dolayısı ile bu sistemde moment stator döner alan gücüne bağlı olduğundan sabittir.

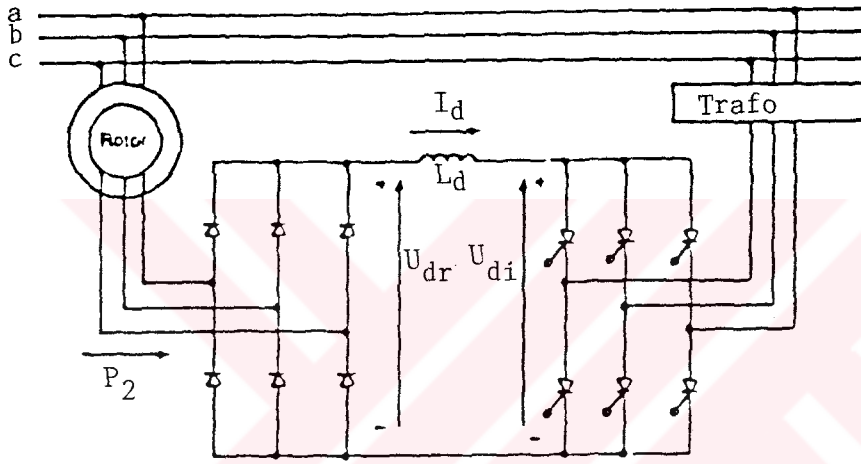
4. STATİK KASKAD BAĞLANTILAR

Dinamik kaskad bağlantılarda, görüldüğü gibi üç hatta dört elektrik makinesi yer almaktadır. Bu makinelerin verimleri en iyimser tahmin ile %95'lerden olsa sistemin toplam 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 sistem dinamik kayıplar, boyut ve maliyet bakımından oldukça verimli hale gelmiştir. Sistem kollektör, fırça, rulman gibi aşınan, bakım ve gözetim gerektiren elemanlar içermediği için işletme giderleri bariz şekilde azalacaktır. Statik kaskad bağlantılarda hız ayarı; rotor elektriksel gücü bir doğrultucu tarafından doğrultulur elde edilen doğru akım bir ara devre üzerinden bir invertere uygulanır inverter 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 olacak yani motor dönmeyecek, bir transformatör gibi davranacaktır. Şebekeye aktarılan güç miktarı kısıtlandığında P_{mec} mekanik güç oluşacak ve motor dönmeye başlayacaktır. Bu şekilde hız sıfırdan senkron hıza kadar kademesiz şekilde ayarlanabileceği gibi doğrultucuda da tristör kullanarak şebekeden rotora güç akışı sağlanırsa

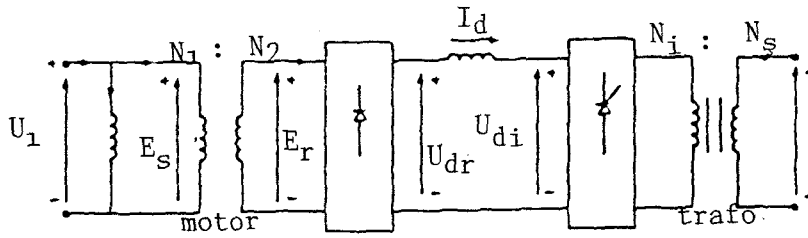
senkron hızın üzerine de çıkılabilir.

4.1. Senkron Altı Akım Doğrultucu Kaskad

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



Şekil 4.1 Senkron Altı Akım Doğrultucu Kaskad.



Şekil 4.2 SAADK Eşdeğer Devresi.

Eşdeğer devreden de görüldüğü gibi, inverter doğru gerilim: U_{di}

Tristör 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. Şöyle ki;

$$\begin{aligned} U_{di} &= f(\alpha), U_{dr} = f(s), n = f(s) \text{ ayrıca,} \\ U_{dr} &= -U_{di} \text{ olduğundan,} \\ n &= f(\alpha) \text{ olur. Ve } \alpha \uparrow \rightarrow s \downarrow \rightarrow n \uparrow. \end{aligned} \quad (4.1)$$

(3.28) denkleminde de hatırlanabileceği gibi,

$$U_{dr} = 2.3391 \frac{N_2}{N_1} U_1 s \quad (4.2)$$

Rotor devresinde uyarılama transformatörü bulunmasın, bu kez inverter doğru gerilimi;

$$U_{di} = s \frac{q}{\pi} \sqrt{2} U \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha \quad \text{dan;} \quad (4.3)$$

$$U_{di} = 2.3391 U_1 \cos \alpha \quad \text{olur.} \quad (4.4)$$

$U_{dr} = -U_{di}$ idi, eşitleyecek olursak;

$$2.3391 \frac{N_2}{N_1} U_1 s = 2.3391 U_1 \cos \alpha \quad (4.5)$$

gerekli sadeleştirmeler yapıp, s çekildiğinde;

$$s = -\frac{N_1}{N_2} \cos \alpha \quad (4.6)$$

$$n = n_s \left(1 + \frac{N_1}{N_2} \cos \alpha \right) \quad (4.7)$$

Görüldüğü gibi hız tetikleme açılarının bir fonksiyonu olup, hızı ayarlamak için tetikleme açılarının ayarlanması kafidir. α tetikleme açıların ayarlamak için elektronik bir tetikleme devresi (fonksiyonel devre) 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 eliminasyonunu da gerçekleştirebiliriz. α açısının sınırlarını belirleyerek elde edebileceğimiz hızın minimum ve maksimum değerlerini belirleyebiliriz.

$$\alpha_{\min} = \frac{\pi}{2} \quad (\cos \alpha = 0, U_{di} = 0 \quad n = n_s) \quad (4.8)$$

$$\alpha_{\max} = \pi - u - tq\omega_s \quad (s = s_{\max}, n = n_{\min}) \quad (4.9)$$

u = komutasyon açısı ($tu\omega_s$) tu = komutasyon süresi, tq = sönme zamanı. tq süresi her eleman için değişmekte olup, ortalama $100 \mu s$ kabul edersek, sönme (iletimden çıkma) açısı da $\omega_s tq = 2\pi 50 \cdot 100 \cdot 10^{-3} = 0.0314 \text{ rad} \approx 1.8^\circ$ $u \approx 3^\circ \sim 4^\circ$ kabul ederek, $\alpha_{\max} = 170^\circ$ alarak toleranslı bir yaklaşımla, $\cos \alpha_{\max} = -0.985$ olup (4.7) bağıntısı gereğince, $n_{\min} = n_s \left(1 - \frac{N_1}{N_2} 0.985\right)$ olacaktır. Eğer elde edilen minimum hız yeterli değilse inverter çıkışı ile şebeke arasına bir uyarlama transformatörü koymak gerekecektir. Bu taktirde (4.7) ifadesi şu şekli alacaktır;

$$n = n_s \left(1 + \frac{N_i}{N_s} \frac{N_1}{N_2} \cos \alpha\right) \quad (4.10)$$

N_i = uyarlama transformatörü inverter tarafı(primer) sargısı,

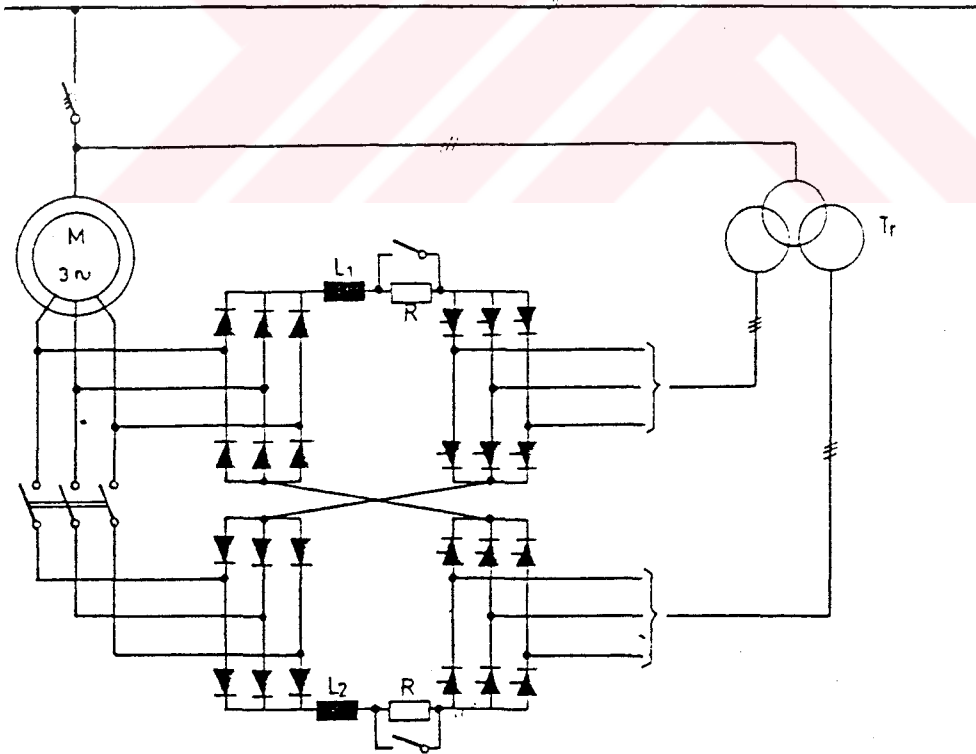
N_s = uyarlama transformatörü şebeke tarafı(sekonder) sargısı.

N_1 / N_2 motor stator /rotor sargıları olduğu bilinmekte idi yeni açışınırlarını belirleyecek olursak;

$$\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \cos^{-1}(-s_{\max} \frac{N_s}{N_i} \frac{N_2}{N_1}) \quad (\text{rad}) \quad (4.11)$$

4.1.1. Seri - Paralel Bağlantı Değişimleriyle Uyarlama

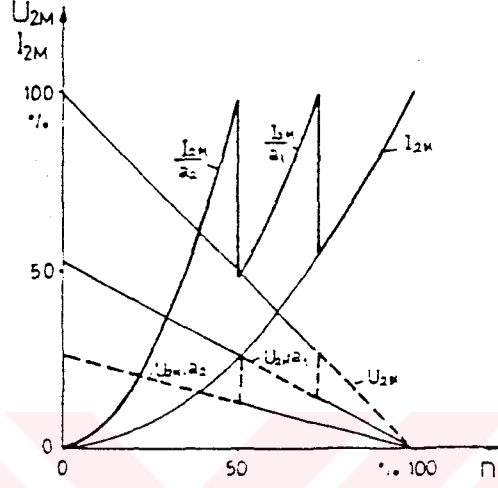
Özellikle çok yüksek güçlü tahriklerde gerek ayar alanını gerek yarıiletken elemanlardaki güç dağılışını iyileştirecek bir diğer uyarlama şekli seri - paralel bağlantılar kullanmaktır. Rotor devresi yol verme dirençlerini de içeren bu devre özellikle, yüksek güçlü tahriklerde geniş bir ayar alanı ve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



Şekil 4.3 Seri - Paralel Bağlantı Değişimli Senkron Altı Akım Doğrultcu 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 işlemi 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 yarıiletkenlerin 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 sekonder sargısı bulunan üç sargılı bir uyarılama trafosu kullanılabilir. Seri - paralel uyarlamalı senkron altı kaskad özellikle yüksek güçlü pompa santrifüj ve fan tahriklerinde, ayrıca silindir ve değirmen tahriklerinde de oldukça yüksek

performans ile kullanılmaktadır. Ancak unutmamak gerekir ki bu sistem, şayet uyarlama transformatörü kullanılmayacak ise 1:2 oranında bir tahrik için elverişlidir eğer hız ayar alanı 1:2 den daha düşük hızları kapsayacak ise bu taktirde bir uyarlama transformatörü de kullanılmalıdır.

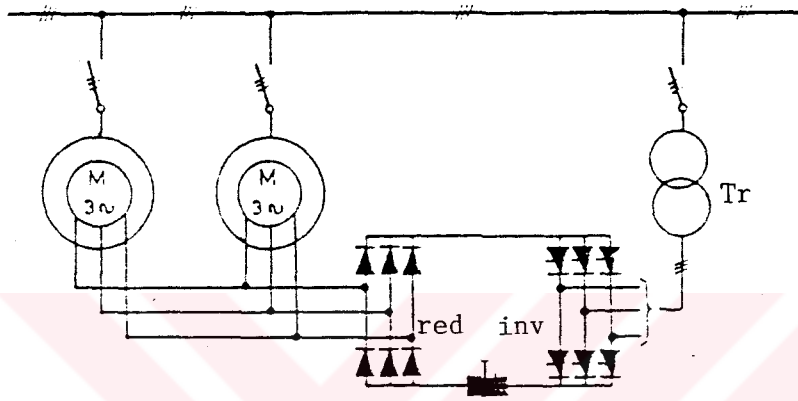


Şekil 4.4 Rotor devresinde akım ve gerilim uyarlaması.

4.1.2. Senkron Altı Akım Doğrultucu Kaskada Birden Çok Asenkron Motor Bağlanması

Bir elektrikli tahrik sisteminde şayet birden çok asenkron motor kullanılıyor ve bu motorlar bazı ortak özellikler çerçevesinde işletiliyorlar ise (aynı moment, aynı hız gibi), müşterek olarak bir kasakad 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 bağlantılardan ilki eş dönme açısı ile ilgili olup iki asenkron makine rotor uçları birbirlerine bağlanmışlardır. Motorların rotor açıları farklı değerlerde

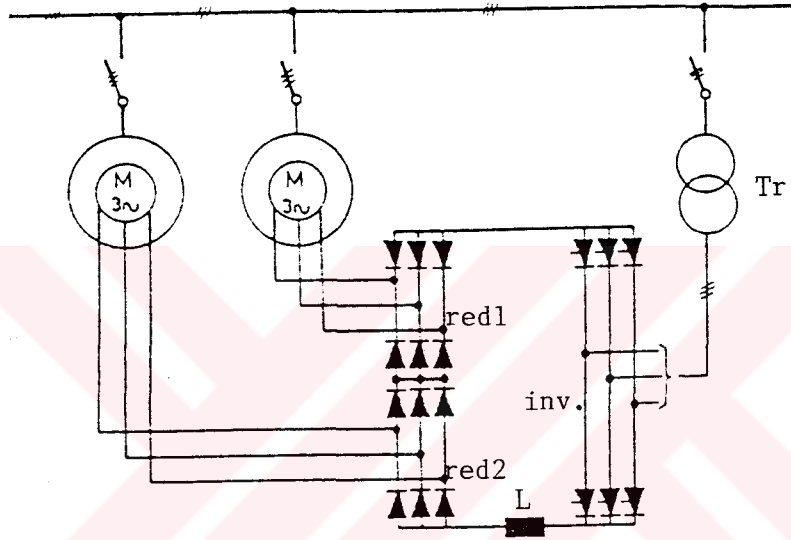
olduğunda iki rotor devresi arasında bir fark gerilim oluşur. Bu fark gerilimin oluşturduğu alan geride kalan rotoru aynı açı dağarına sürükleyerek etkisiz hale gelir. Bu şekilde iki motor arasında elektriksel bir mil olduğu farzedilir. Eş açılı müşterek kaskad uygulamasının gerçekleştirilebilmesi için asenkron motorlar rotor açıları itibarı ile birbirlerine uygun olmalı ve aralarında mekanik bir bağlantı bulunmamalıdır.



Şekil 4.5 Eş Açılı Müşterek Bağlantı.

Müşterek bağlantıların bir diğer seçeneği eş moment müşterek bağlantısıdır. (2.17) bağıntısından hatırlanacağı gibi 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 akımı da 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

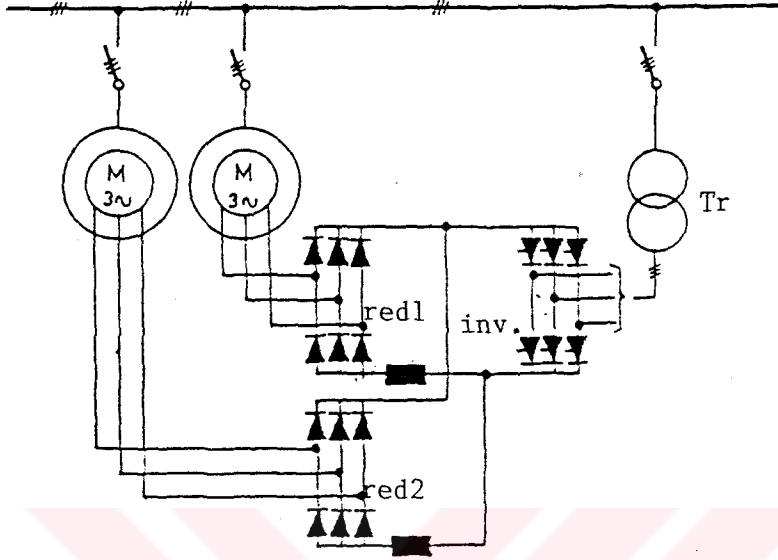
gibi farklı devir sayıları ile dönebilirler. Bu sistem devir sayısı ile artan moment karakteristiği ile çalışan tahrikler için elverişli olup, motorların herhangi bir şekilde şanzıman, dişli takımı gibi sistemlerle mekanik olarak irtibatlı olduğu tahriklerde de eşit moment elde edebilmek üzere başarı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



Şekil 4.6 Eş Moment için 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 invertere irtibatlanır. Bu şekilde gerçekleştirilen bir bağlantıda doğrultucu çıkışları paralel bağlandığı için doğrultulan rotor gerilimleri, eşit büyüklükte olmak zorundadır. Dolayısı ile 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 foksiyonu olarak farklı hızlarda hareket ederler.



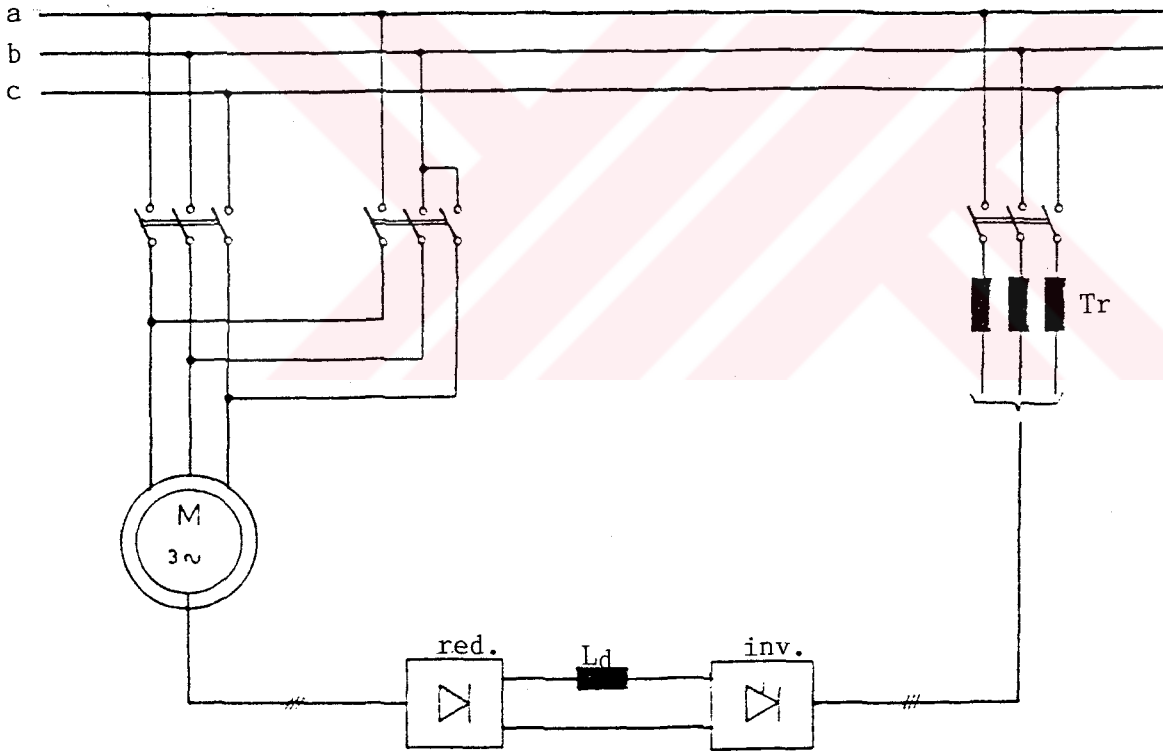
Şekil 4.7 Eş Devir Sayısı İçin Müşterek Bağlantı.

4.2. Fren İşletme

Bir senkron altı akım doğrultucu kaskad ile kontrol edilen, asenkron motor, kayma ile orantılı olarak yalnızca dönme yönünde bir döndürme momenti oluşturur. Kaskad bağlantıda bir frenleme momenti oluşması için kayma değeri (s) 1' den büyük veya 0'dan küçük olmalıdır. Ancak kayma sınırlarının iki kat büyümesi durumunda doğrultucu yarıiletkenlerinin maruz kalacakları gerilim sınırları da iki kat büyüyeceği nedeniyle fren işletme moduna geçmek için bazı özel yöntemler kullanılmalıdır.

$$U_2 = \frac{U_{20} (s_1 + s_2)}{2} = U_{20} \quad (4.12)$$

s_1 değeri her zaman s_2' den küçük olduğu için rotor devresine verilecek karşıt gerilim mutlaka bir frenleme etkisi yaratır. Senkron altı akım doğrultucu kaskadın yarıiletkenleri maruz kalacakları bir fazlı gerilimde zorlanacak iseler bir fazlı, frenleme gerilimini kısıtlamak gerekir (transformatör ile). Ancak bu durumda frenleme momenti de azalacaktır. Alternatif akım ile gerçekleştirilen frenlemede motorun ürettiği frenleme momenti kuvvetli darbeler içerdiğinden eğer bu tür salınımlar istenmiyorsa doğru akımla frenleme yöntemi benimsenmelidir.



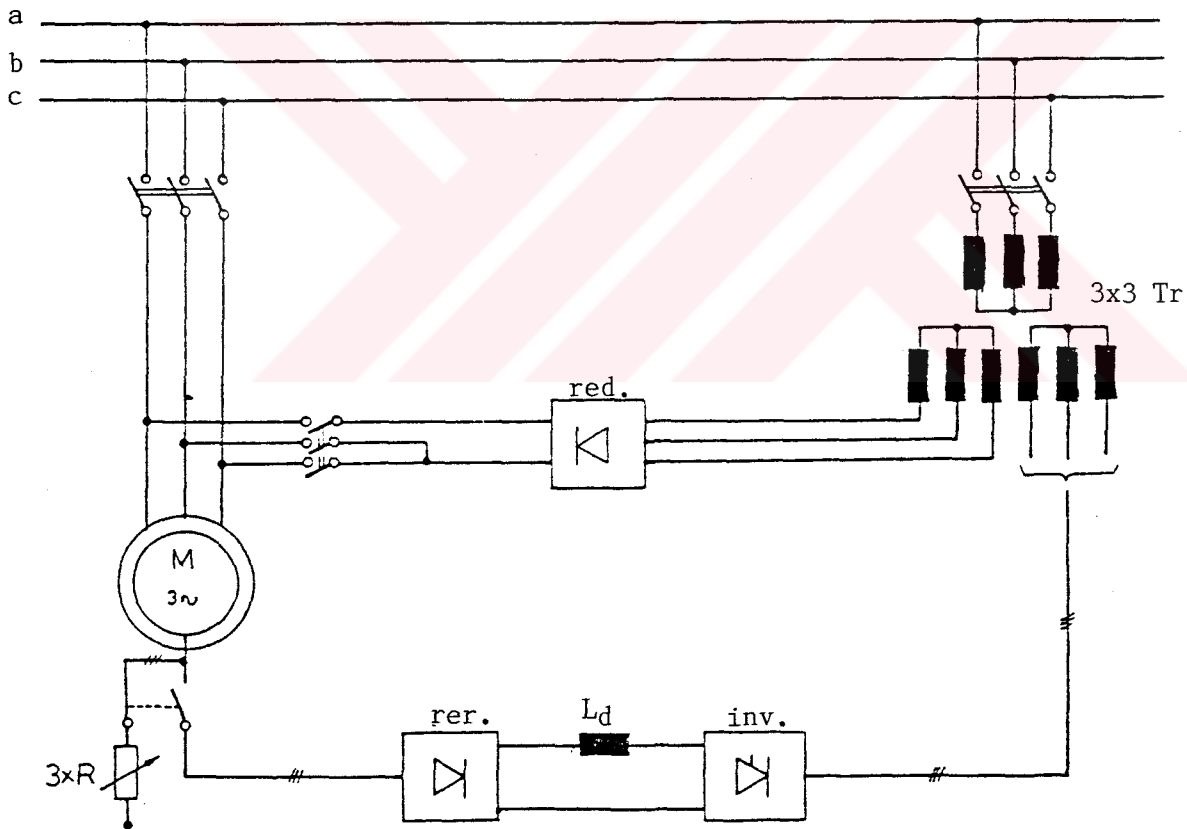
Şekil 4.9 Alternatif Akım Yardımıyla Frenleme.

Alternatif akım yardımı ile gerçekleştirilen frenleme sistemi

rotor bilezikleri üzerinden alınan frenleme enerjisini tekrar şebekeye aktardığından(doğrultucu ve inverter üzerinden), verim bakımından oldukça yüksek performansa sahiptir.

4.2.2. Doğru Akım Yardımıyla Frenleme

Doğru akım yardımı ile frenleme sisteminde stator sargıları, şebekeden ayrılarak bir doğru akım kaynağına bağlanır. Doğru akım kaynağı olarak üç fazlı, üç sargılı transformatör ile şebekeye ve kaskad bağlantısının inverter çıkışına bağlı bir doğrultucu kullanılır.



Şekil 4.10 Yolverme Dirençleri de içeren Doğru Akım Frenlemeli Akım Doğrultucu Kaskad.

4.3. Akım Güç Verim Bağıntıları

İlk olarak I_d akımını hesaplayalım;

$$P_{mec} = \omega T \quad (4.13)$$

$$P_{mec} = \omega_s (1 - s) T \quad (4.14)$$

Rotor bakır kayıplarını (P_{kr}) ihmal edersek;

$$P_{mec} = P_{gl} (1 - s) \quad (4.15)$$

$$P_2 = P_{gl} s \quad (4.16)$$

$$P_2 = U_{dr} I_d \quad (4.17)$$

$$P_{mec} = P_2 \left(\frac{1 - s}{s} \right) \quad (4.18)$$

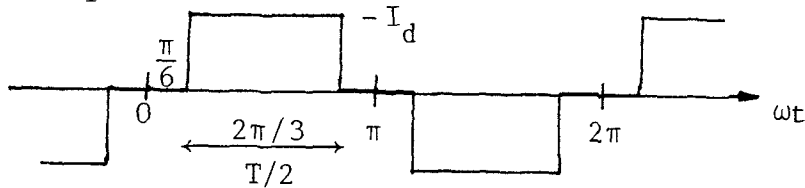
$$P_{mec} = U_{dr} I_d \left(\frac{1 - s}{s} \right) \quad (4.19)$$

(3.28) eşitliğinden U_{dr} değerini, (4.14) eşitliğinden de P_{mec} karşılığını (4.19) eşitliğinde yerine koyarsak;

$$\omega_s (1 - s) T = 2.3391 \frac{N_2}{N_1} U_1 s I_d \left(\frac{1 - s}{s} \right) \quad (4.20)$$

gerekli sadeleştirmeler yapıp, I_d akımı çekilirse;

$$I_d = \frac{\omega_s T}{2.3391 \frac{N_2}{N_1} U_1} \quad (4.21)$$



Şekil 4.11 Rotor Akımı

Rotor akımının efektif değeri(Şek. 4.11);

$$I_{2Ef} = \sqrt{\frac{I_d^2 \frac{2\pi}{3}}{\pi}} \quad (4.22)$$

$$I_{2Ef} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (4.23)$$

Rotor akımı ana dalgasının maksimum değeri;

$$(I_2)_{1m} = \frac{4}{\pi} I_d \cos \frac{\pi}{6} \quad (4.24)$$

$$(I_2)_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} I_d \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (I_2)_1 = 0.7797 I_d \quad (4.25)$$

Rotor akımının harmonik içeriğini ifade edersek;

$$(I_2)_h = \sqrt{I_{2Ef}^2 - (I_2)_1^2} \quad (4.26)$$

Rotor akımı ana dalgasının statora indirgenmiş ifadesi;

$$(I_2)_1' = \frac{N_2}{N_1} (I_2)_1 \quad (4.27)$$

Asenkron motor eşdeğer devresini hatırlarsak (Şek.2.7) kayıp akımı I_φ bileşenleri; I_m (magnetik kayıp akımı) ve I_c (hist.ve fuko kayıp akımı) idi. Buna göre bu akımları ifade edersek;

$$I_m = U_1 B_m \quad \text{veya} \quad I_m = \frac{U_1}{X_m} \quad (4.28)$$

$$I_c = U_1 G_c \quad \text{veya} \quad I_c = \frac{U_1}{R_c} \quad (4.29)$$

Kayıp akımları da hesaba katarak stator akımı ana dalgasını hesaplayalım;

$$(I_1)_1 = \sqrt{\left(\frac{N_2}{N_1} (I_2)_1 + I_c\right)^2 + I_m^2} \quad (4.30)$$

$$(\phi_1)_1 = \tan^{-1}\left(\frac{I_m}{\frac{N_2}{N_1}(I_2)_1 + I_c}\right) \quad (4.31)$$

$$(\bar{I}_1)_1 = (I_1)_1 \angle^{-(\phi_1)_1} \quad (4.32)$$

$$(I_2)_h = N_2/N_1 (I_2)_h \quad (4.33)$$

$$I_{1Ef} = \sqrt{(I_1)_1^2 + (I_2)_h^2} \quad (4.34)$$

Rotor akımı ana dalgası $(I_r)_1 = (I_2)_1 = 0.7797 I_d$ idi, vektörel formda rotor akımı ana dalgasını ifade edebilmek için $(\phi_r)_1$ açısını bilmemiz gereklidir.

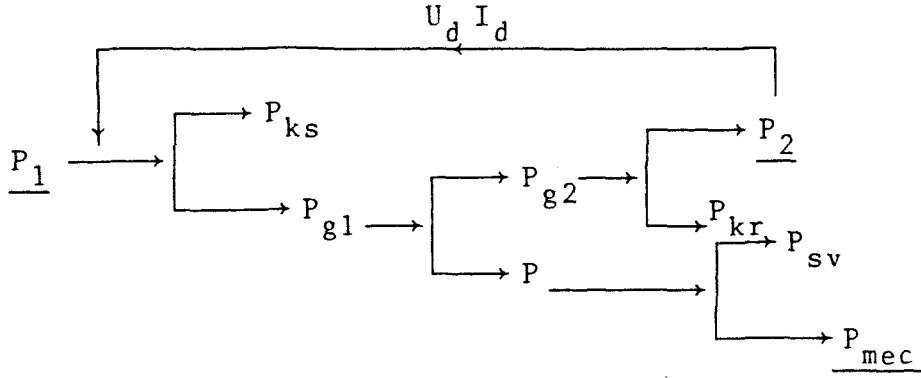
$$(\phi_r)_1 = \alpha \quad \text{olduğundan} \quad (4.35)$$

$$(\bar{I}_r)_1 = (I_r)_1 \angle^{-\alpha} \quad (4.36)$$

Şebeke hat akımı I_ℓ değeri de vektörel olarak;

$$(\bar{I}_\ell)_1 = (\bar{I}_1)_1 + (\bar{I}_r)_1 \quad \text{olur.} \quad (4.37)$$

I_ℓ yeteri kadar filtre edilirse; $I_\ell = (I_\ell)_1$ olur. Bilindiği gibi kaskad bağlantılarda rotor elektriksel gücü doğrultulup inverttere uygulanmakta ve tekrar alternatif akıma -gereken uyarlamalar da yapılarak- çevrilmekte ve şebekeye verilmektedir. Dolayısı ile kaskad bağlantılarda verim yükselmektedir. Güç akışını dikkate alarak kaskad bağlantıların verim ifadesini çıkartacak olursak;



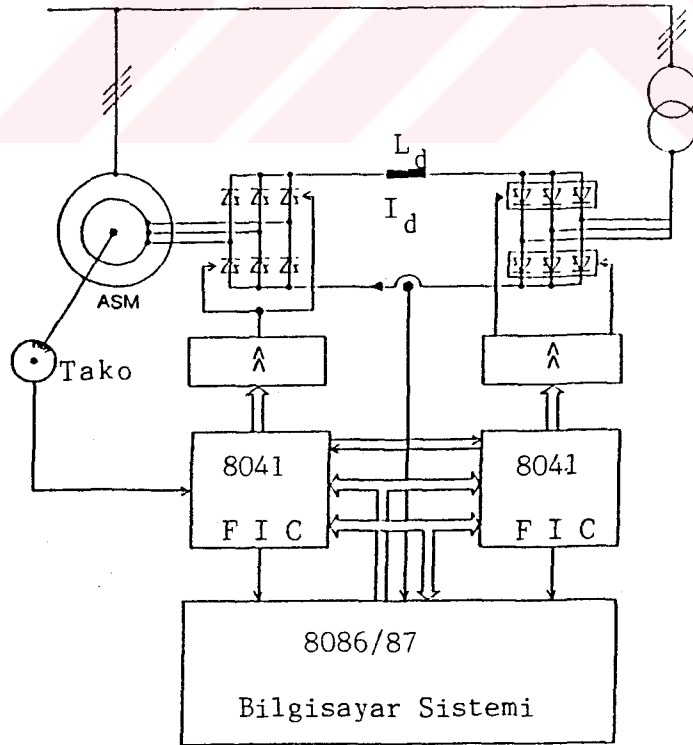
Şekil 4.12 Statik Kaskad Bağlantılarda Güç Akışı.

$$P_1 = P_{mec} + 3(R_1 I_{1Ef} + R_2 I_{2Ef} + R_c I_c) + U_d I_d \quad (4.38)$$

$$U_d = |U_{dr}| = |U_{di}| \quad (4.39)$$

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_1 - U_d I_d} \quad (4.40)$$

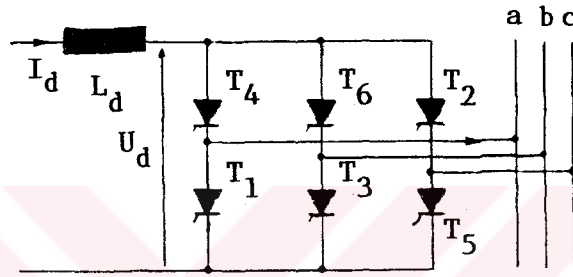
$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_{mec} + 3(I_{1Ef} + R_2 I_{2Ef} + R_c I_c)} \quad (4.41)$$



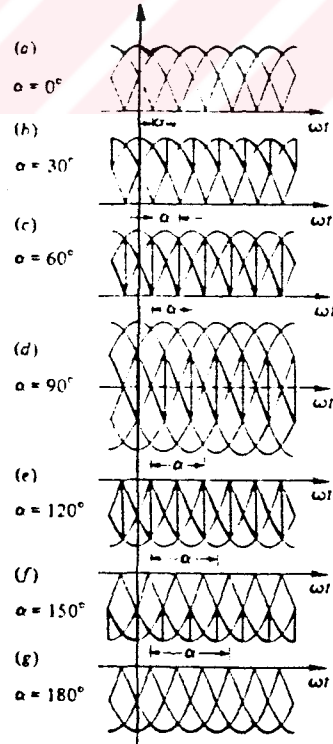
Şekil 4.13 Bilgisayar Yardımıyla Denetlenen Senkron Altı - Senkron Üstü Kaskad.

4.4. Senkron Üstü Akım Doğrultucu Kaskad

Senkron altı akım doğrultucu kaskad devresi bir doğrultucu ve bir inverterden oluşmakta idi. (4.11) bağıntısından bilindiği gibi inverter tristörlerinin tetikleme açıları 90° ile $\sim 180^\circ$ aralığında idi. α tetikleme açıları eğer 90° nin altında olur ise inverter devresi bu kez kontrollü doğrultucu devresi gibi davranacaktır.

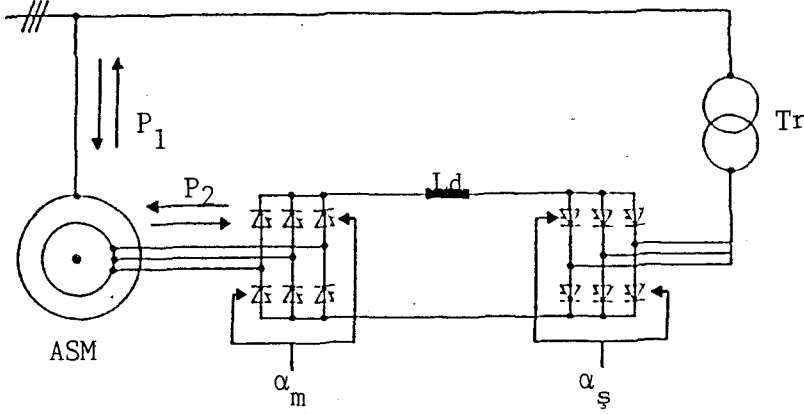


Şekil 4.14 Üç Fazlı Köprü Redresör - İnverter.



Şekil 4.15 Değişik α Değerleri İçin İletim 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 4.16 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. Senkronaltı motor çalışmada Senkronaltı akım doğrultucu kaskad bağlantısındaki gibi birinci köprü devresi doğrultucu, ikinci (şebeke tarafı) köprü devresi de inverter modunda çalışarak rotor elektriksel gücünü şebekeye aktarır. Eğer motor senkronüstü 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 asenkron motor generatör olarak da çalışabilecektir.

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

$$U_{RRM} > \sqrt{3} \sqrt{2} U_{2Efm} \quad (4.42)$$

Tristör kullanılacak ise;

$$U_{DRM}, U_{RRM} > \sqrt{3} \sqrt{2} U_1 \quad (4.43)$$

olacak şekilde yarıiletkenler seçilir. Dinamik büyüklükler, $\frac{dU}{dt}$ ve $\frac{dI}{dt}$ bakımından elemanlar zorlanmaz.

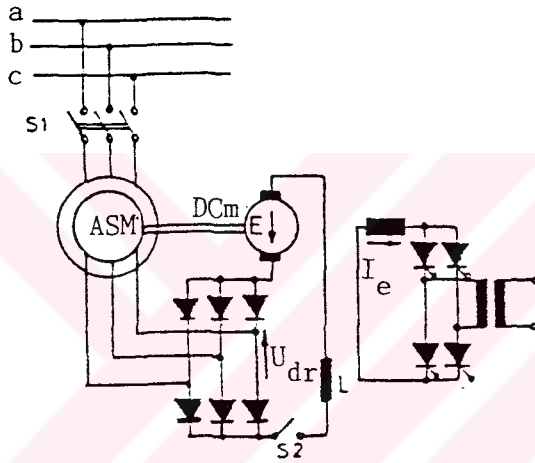
Statik kaskad bağlantılar da içeren büyük güçlü bir tahrik 1983 yılında BBC tarafından gerçekleştirilen Riyad besleme suyu projesidir. 13.8 kV gerilimle beslenen toplam güçleri 447 MW olan 50 adet elektrik motorunun tip ve güç dağılımı;

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	11500 kW	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.

4.5. Kramer Kaskadı

Kramer kaskadının çalışma ilkesi sabit mekanik güç üretmektir. Mekanik gücü (p_{mec}) 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 4.17 Kramer Kaskadı.

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

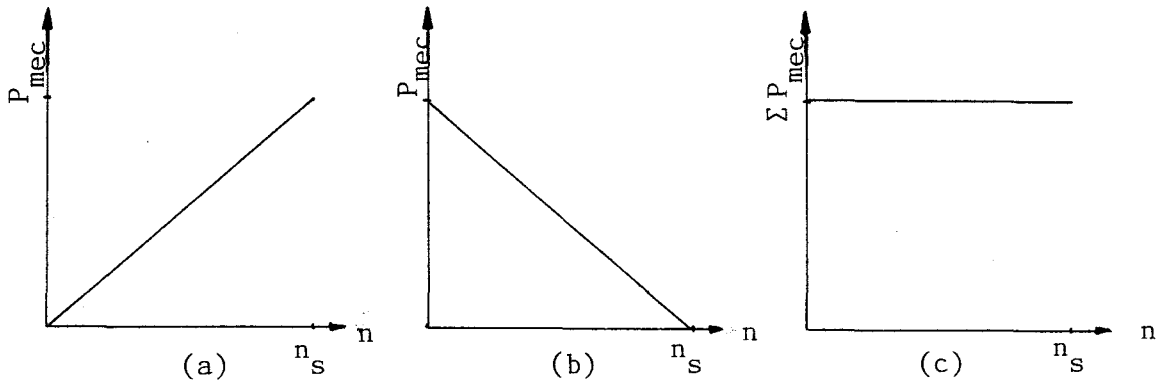
Doğru akım motorunun ürettiği karşıt gerilim E , U_{dr} doğrultucu gerilimi ile aynı değerde olmak zorundadır. Motorun yüksüzken oluşturduğu, doğrultulmuş rotor gerilimine U_{dro} dersek;

$$E = k n \Phi = s U_{dro} \quad (4.44)$$

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

$$n = n_s \frac{U_{dro}}{U_{dro} + k n_s \Phi} \quad (4.45)$$

Görüldüğü gibi bu ifade içinde 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. Motor hızı arttıkça mekanik güç azalacaktır ve nihayet senkron hız civarında doğru akım motorunun mekanik gücü sıfır olacaktır.



Şekil 4.18 Hız - Mekanik Güç Karakteristikleri
a) Asenkron Motor b) DC Motor c) Toplam

Asenkron motorun sağladığı döndürme momentine T_1 , DC motorunkine de T_2 diyelim. Moment ifadeleri;

$$T_1 = \frac{P_{mec}}{n_s} \quad (4.46)$$

$$\Sigma T = T_1 + T_2 = \frac{P_{mec}}{n} \quad (4.47)$$

Kayıpları tamamen ihmal ederek $P_{mec} = P_1 = \sqrt{3} U_1 I_1$ kabul edersek;

$$I_1 \approx \frac{\Sigma T}{\sqrt{3} U_1} n = kn \quad (4.48)$$

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 3 katı olmalıdır. Bu sebeple 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.

5. ASENKRON MOTORUN DURUM UZAYI MODELİ İLE DİNAMİK ANALİZİ

Bir sistemin bilgisayar destekli analizlere uygun olabilmesi için öncelikle sistemin matematiksel modeli oluşturulmalıdır. Bilgisayar destekli analiz ve simülasyon çalışmaları için en uygun yaklaşım sistemin durum uzayı modeli ile tanımlanmasıdır. Durum uzayı modeli sağladığı üstünlükler nedeniyle devre teorisi, elektrik makineleri analizi, otomatik kontrol gibi alanlarda yaygın şekilde kullanılmaktadır. İncelenen fiziksel sistemin yapısına göre durum uzayı modeli lineer veya nonlinear yapıda olabilir. Durum uzayı modelinin bir diğer üstünlüğü de gerek modelin gerekse elde edilen sonuçların zaman domeninde ifade edilmesidir. Böylece sistem büyüklüklerinin gerçek değişimleri izlenebilmektedir. Modern kontrol teorisinde temel yaklaşım sistemleri çok girişli, çok çıkışlı olarak durum uzayı modeli ile tanımlanmaktadır. Böylece sistem davranışları, bilgisayar destekli nümerik analiz yöntemleri ile çözümlenerek, kolaylıkla incelenebilir. Durum uzayı modelinde sistemin herhangi bir t anındaki durumu ön plana çıkarılmıştır. Sistemin durumu, durum değişkenleri olarak adlandırılan bağımsız değişkenlerin aldığı değerler ile belirlenir. Durum uzayı n değişkenli bir sistem için n boyutlu bir uzay olarak tanımlanır. Bu bölümde asenkron makine modeli simetrik park dönüşümü ile $dq0$ döner eksenler sistemine dönüştürülecek ve durum uzayı modeli oluşturularak asenkron motorun çeşitli çalışma bölgeleri için dinamik analizi gerçekleştirilecektir.

5.1. Simetrik Asenkron Makine Modeli

Simetrik asenkron makine modelinde elektriksel uç denklemleri;

Stator devresi için;

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & \Phi_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Rotor devresi için de benzer şekilde;

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & \Phi_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

olarak verilir. Bilindiği gibi bir elektromanyetik sistemde akımlar ile akılar arasında;

$$\Phi = L I \quad (5.3)$$

bağıntısı vardır. Bu bağıntının simetrik makine modelinde kullanılması ile, stator ve rotor manyetik eksen akıları;

$$\begin{bmatrix} |\Phi_s| \\ |\Phi_r| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |L_{ss}| & |L_{sr}| \\ |L_{rs}| & |L_{rr}| \end{bmatrix} \begin{bmatrix} |I_s| \\ |I_r| \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

aynı şekilde elektriksel uç denklemleri;

$$\begin{vmatrix} |V_s| \\ |V_r| \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} |R_s| & 0 \\ 0 & |R_r| \end{vmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{vmatrix} |L_{ss}| & |L_{sr}| \\ |L_{sr}| & |L_{rr}| \end{vmatrix} \quad (5.5)$$

şeklinde elde edilir. Elektromekanik sistemlerde elektriksel uç denklemlerinin yanı sıra mekanik uç denklemleri de yazılır. Bu nedenle endüklenen elektromanyetik moment belirlenmelidir.

$$T_e = - \frac{1}{2} \begin{vmatrix} |I_s| \\ |I_r| \end{vmatrix} \frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{vmatrix} |L_{ss}| & |L_{sr}| \\ |L_{sr}| & |L_{rr}| \end{vmatrix} \begin{vmatrix} |I_s| & |I_r| \end{vmatrix} \quad (5.6)$$

Elektriksel moment ifadesi belirlendikten sonra sistemin mekanik uç bağıntısı;

$$\frac{J}{P_k} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{\beta\omega_r}{P_k} + T_y = T_e \quad (5.7)$$

β :sürtünme sabiti, ω_r :rotor açısal hızı, J :sistemin toplam eylemsizlik sabiti, T_e :elektriksel moment, T_y :yük moment, P_k :kutup çifti sayısıdır. Rotor açısal hızı ile açısal konumu arasında;

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (5.8)$$

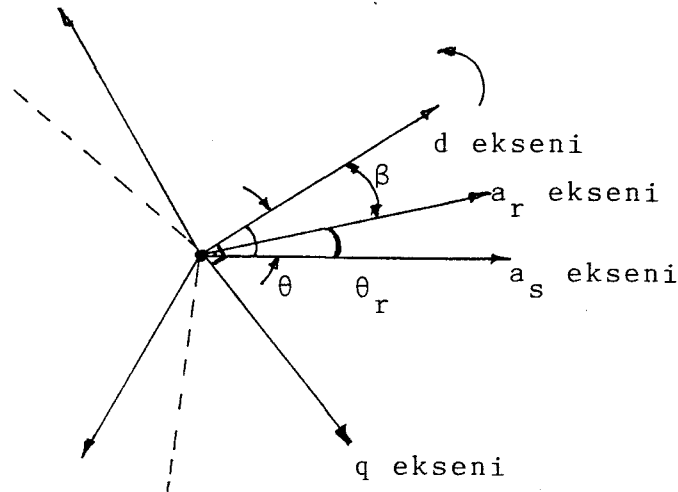
bağıntısı vardır. Buna göre (5.7) denklemi şöyle olur;

$$\frac{J}{P_k} \frac{d^2\theta_r}{dt^2} + \frac{\beta}{P_k} \frac{d}{dt} + T_y = T_e \quad (5.9)$$

Bu işlemler sonunda (5.5)- (5.6) ve (5.9) denklemleri yardımı ile asenkron makinenin matematiksel modeli kurulmuş olur. Bu model incelendiğinde, uç bağıntılarının değişken katsayılı ve nonlinear diferansiyel denklemler olduğu görülür. Bu denklem takımı bilgisayar yardımı ile dahi zor çözülebileceğinden bu denklemler belirli dönüşüm matrisleri yardımıyla katsayıları sabit hale getirilecektir.

5.2. Asenkron Makine Modelinin Simetrik Park Dönüşümü İle dq0 Döner Eksen Sistemine Dönüştürülmesi

Gücün değişmezliği ve karşılıklılık ilkeleri kullanılarak elde edilen dönüşüm simetrik park dönüşümü olarak adlandırılır ve bu iki ilkeye bağlı kaldığı için diğer yaklaşımlardan daha tutarlıdır. dq0 dönüşümü gerçek sistemin davranışında hiç bir değişiklik yaratmaz. Ayrıca gerektiğinde ters dönüşümlerle gerçek sisteme geçilebileceğinden gerçek sistem büyüklükleri de izlenebilmektedir.



Şekil 5.1 ω açısal hızı ile dönen dq eksenleri
ile gerçek sistemin açısal konumları.

Açısal konumlara göre elde edilen simetrik park dönüşüm matrisleri şu şekildedir,

$$A_s = \sqrt{2/3} \begin{vmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} \end{vmatrix} \quad (5.10)$$

Bu matrisin tersi yada ters dönüşüm matrisi;

$$A_s^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{vmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \sqrt{1/2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{1/2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{1/2} \end{vmatrix} \quad (5.11)$$

şeklinde olup; $|A_s|^{-1} = |A_s|^T$ olduğundan, A_s matrisi için ortogoneldir diyebiliriz. Aynı şekilde rotor için yazacak olursak;

$$A_r = \sqrt{2/3} \begin{vmatrix} \cos\beta & \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\beta & -\sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} \end{vmatrix} \quad (5.12)$$

Statora benzer şekilde rotor ters dönüşüm matrisi de;

$$|A_r|^{-1} = |A_r|^T \quad (5.13)$$

Bu matrislerde θ ve β açılarını tarif edecek olursak;

$$\beta = \frac{d\omega}{dt} \quad (5.14)$$

$$\beta = \frac{d\omega}{dt} - \frac{d\omega_r}{dt} \quad (5.15)$$

$$\beta = \theta - \theta_r \quad (5.16)$$

olarak tanımlanan açılardır. Şekil 5.1 de görüldüğü gibi θ stator a eksenini ile ω hızı ile dönen d (direct) eksenini arasında bulunan açıdır. β açısı da rotor a eksenini ile d eksenini arasında bulunan açıdır. Üç fazlı büyüklük cinsinden verilen (5.5) uç denklemlerini dq0 sisteminde yazarsak;

$$\begin{aligned} \begin{vmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{0s} \end{vmatrix} &= \begin{vmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} L_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ss} \end{vmatrix} p \theta \begin{vmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \end{vmatrix} + \\ 3/2 \begin{vmatrix} L_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sr} \end{vmatrix} p \begin{vmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{0r} \end{vmatrix} + p \theta \begin{vmatrix} 0 & L & 0 \\ L_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \end{vmatrix} + \\ p \theta 3/2 \begin{vmatrix} 0 & L_{sr} & 0 \\ L_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{0r} \end{vmatrix} \end{aligned} \quad (5.17)$$

Denklemlerde görülen p türev operatörüdür. dq0 sistemindeki uç denklemlerini bu kez rotor için yazarsak;

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_{Or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{Or} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{rr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & L_{rr} \end{bmatrix} - p \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{Or} \end{bmatrix} +$$

$$3/2 \begin{bmatrix} L_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{Os} \end{bmatrix} + p\beta \begin{bmatrix} 0 & L_{rr} & 0 \\ L_{rr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_{Or} \end{bmatrix} +$$

$$p\beta 3/2 \begin{bmatrix} 0 & -L_{sr} & 0 \\ L_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{Or} \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Görüldüğü gibi endüktans matrisindeki, rotor konumuna bağlı, değişken katsayılar dönüşüm sonrası sabit büyüklükler haline gelmiştir. Üç fazlı abc sistemi yerine, ω açısal hızıyla dönen dq (direct-quadrature) dik eksen takımı ve 0 (sıfır) bileşeninden oluşan yeni bir sisteme geçilmiştir. Aynı dönüşüm matrisi (A) kullanılarak bu kez akı bağıntılarını çıkartalım;

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & 0 \\ 0 & L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + 3/2 \begin{bmatrix} L_{sr} & 0 \\ 0 & L_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

Rotor akıları da benzer şekilde;

$$\begin{vmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} L_{rr} & 0 \\ 0 & L_{rr} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_{qr} \\ I_{qr} \end{vmatrix} + 3/2 \begin{vmatrix} L_{sr} & 0 \\ 0 & L_{sr} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{vmatrix} \quad (5.18)$$

dq0 sisteminde elektriksel çıkış momenti;

$$T_e = P_k (\Phi_{qr} I_{dr} - \Phi_{dr} I_{qr}) \quad (5.19)$$

Böylece sistem büyüklüklerinin tümü, ω açısal hızı ile dönen dq eksenlerinde tanımlanmış büyüklükler cinsinden belirlenerek sabit katsayılı nonlinear denklemlerden oluşan yeni bir model elde edilmiştir. Bu model üzerinde gerektiğinde indirgeme veya dönüşüm işlemleri yapılabilir, gerektiğinde ters dönüşüm matrisi yardımı ile üç fazlı sisteme kolaylıkla geçilebilir.

5.3. Makine Denklemlerinin Akılara Göre Düzenlenmesi

Denklemlerde akımlar ve akılar bağımsız değişkenlerdir. Ancak kurulacak durum uzayı modelinde, akılar durum değişkeni olarak seçileceğinden, denklemler akılar cinsinden düzenlenecektir. Akılar ile akımlar endüktanslar yardımı ile doğrudan birbirleri cinsinden yazılabilir. L_{ss} : stator özendüktansı, L_{rr} : rotor öz endüktansı, L_m : stator/rotor (makine) endüktansı olarak;

$$L_{ls} = L_{ss} - L_m \quad (5.20)$$

$$L_{lr} = L_{rr} - L_m \quad (5.20)$$

$L_{ls,r}$: stator ve rotor kaçak endüktanslarıdır. Ayrıca stator faz sargıları arasında da karşılıklı endüktans oluşmaktadır. Bu endüktansa L_{ms} dersek;

$$L_{ms} = \frac{2}{3} L_m \quad (5.22)$$

Bu ifadeler yardımı ile denklemleri akılar cinsinden;

$$\begin{vmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{0s} \\ \Phi'_{dr} \\ \Phi'_{qr} \\ \Phi'_{Or} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} L_{ss} & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ss} & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L'_{rr} & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L'_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L'_{lr} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \\ I'_{dr} \\ I'_{qr} \\ I'_{Or} \end{vmatrix} \quad (5.23)$$

şeklinde yazabiliriz. Aynı şekilde bu matrisin tersi alındığı zaman akımlar cinsinden akılar elde edilebilir.

$$\begin{vmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \\ I'_{dr} \\ I'_{qr} \\ I'_{Or} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} L_{rr} & 0 & 0 & -L_m & 0 & 0 \\ 0 & L'_{rr} & 0 & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & 0 & D/L'_{lr} & 0 & 0 & 0 \\ -L_m & 0 & 0 & L_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & 0 & L_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D/L_{ls} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \Phi'_{ds} \\ \Phi'_{qs} \\ \Phi'_{0s} \\ \Phi'_{dr} \\ \Phi'_{qr} \\ \Phi'_{Or} \end{vmatrix} \frac{1}{D} \quad (5.24)$$

Bu ifade de görülen D (det.) ;

$$D = L'_{rr} L_{ss} - L_m^2 \quad (5.25)$$

şeklinde olup üs işaretli büyüklükler statora indirgenmiş

rotor büyüklükleridir. Moment ifadesini (5.19) akı matrisi yardımı ile tekrar düzenlersek;

$$T_e = P_k \frac{L_m}{D} (\Phi_{qs} \Phi'_{dr} - \Phi'_{qr} \Phi_{ds}) \quad (5.26)$$

Eşitliğini elde ederiz.

5.4. Makine Denklemlerinin Birime İndirgenmesi

Bir A büyüklüğünün temel değeri A_t ise A'nın birim değeri;

$$\bar{A} = \frac{A}{A_t} \quad (5.27)$$

şeklinde tanımlanır. Bu doğrultuda tüm gerçek büyüklükler, o büyüklüklere ait temel büyüklükler ile birime indirgenebilir. Bu nedenle öncelikle sistem büyüklüklerinin temel değerleri belirlenmelidir. Sistemimizde stator akım ve gerilimine ait temel değerler belirlenecek ve diğer büyüklükler bu iki temel değer kullanılarak türetilecektir. Birçok analiz ve uygulama sistemlerinde akım ve gerilim temel değeri olarak çoğu zaman nominal değerler kullanılır. Ancak dq0 dönüşümü sonrasında, akım, gerilim ve akıların tepe değerleri ile çalışılacağından temel büyüklük olarak tepe değerleri seçilecektir. Stator akım ve geriliminin nominal değerleri I_{sn} ve V_{sn} olsun tepe değerler;

$$I_{st} = \sqrt{2} I_{sn} \quad (5.28)$$

$$V_{st} = \sqrt{2} V_{sn} \quad (5.29)$$

şeklinde olacaktır.

ω_t , temel açısal frekans olmak üzere stator büyüklüklerine ait temel değerler;

$$Z_{st} = V_{st}/I_{st} \quad (5.30)$$

$$L_{st} = Z_{st}/\omega_t \quad (5.31)$$

$$X_{st} = L_{st}\omega_t \quad (5.32)$$

$$\Phi_{st} = L_{st}I_{st} = V_{st}/\omega_t \quad (5.33)$$

Stator rotor dönüştürme oranı a olduğuna göre;

$$V_{rt} = V_{st}/a \quad (5.34)$$

$$I_{rt} = I_{st}a \quad (5.35)$$

$$Z_{rt} = Z_{st}/a^2 \quad (5.36)$$

$$L_{rt} = Z_{rt}/\omega_t \quad (5.37)$$

$$X_{rt} = L_{rt}\omega_t \quad (5.38)$$

$$\Phi_{rt} = L_{rt}I_{rt} = V_{rt}/\omega_t \quad (5.39)$$

şeklindeki rotor temel büyüklükleri gerektiğinde statora da indirgenebilir. Herhangi bir rotor büyüklüğü A olsun, A_{rt} statora indirgenirse;

$$A'_{rt} = A_{st} \quad (5.40)$$

olacaktır. (5.23) denklemi yardımı ile bir uç denklemini, birime indirgersek;

$$\bar{\Phi}_{ds} = \bar{L}_{ss}\bar{I}_{ds} + \bar{L}_m\bar{I}'_{dr} \quad (5.41)$$

Bu yöntemle tüm makine denklemleri birime indirgenebilir. Son olarak moment ifadesini de birime indirgeyelim;

$$\bar{T}_e = \frac{\omega_t}{S_t} (\Phi'_{qr} I'_{dr} - \Phi'_{dr} I'_{qr}) \quad (5.42)$$

$$S_t = \frac{3}{2} V_{st} I_{st} \quad (5.43)$$

$$\bar{T}_e = \frac{2}{3} (\Phi_{dr} \bar{I}'_{dr} - \Phi'_{dr} \bar{I}'_{qr}) \quad (5.44)$$

H, makine eylemsizlik sabiti olmak üzere mekanik uç bağıntısı;

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{\omega_t}{2H} (\bar{T}_e - \bar{T}_y) \quad (5.45)$$

şeklinde elde edilecektir.

5.5. Durum Uzayı Modeli

Genel olarak standart durum uzayı modeli doğrusal, katsayıları sabit, çok değişkenli bir sistem için, $\dot{X} = A|X| + B|U|$ şeklindedir. Birime indirgenmiş akı denklemlerini, türevlerini alarak yazarsak, örneğin;

$$\frac{d\Phi_{ds}}{dt} = \omega_t (\bar{V}_{qs} - (\omega/\omega_t) \bar{\Phi}_{ds} - (\bar{R}_s \bar{X}'_{rr}/D) \bar{\Phi}_{qs} + (\bar{R}_s \bar{X}'_m/D) \bar{\Phi}'_{qr}) \quad (5.46)$$

bu şekilde bütün akı denklemlerinin türevleri alınarak A ve B matrisleri oluşturulur. Üç fazlı dengeli sistemde 0 bileşeni bulunmayacağı için sadece ds, qs, dr, dq indisli akılar ile

(5.45) ifadesinde türevi hazır bulunan rotor açısal hızı türev matrisinde yer alacaktır. Kaynak büyüklüğü olarak da stator ve rotor gerilimleri ile yük momenti seçilirse standart durum uzayı modeli aşağıdaki gibi elde edilir.

$$|X|^T = |\bar{\Phi}_{ds}, \bar{\Phi}_{qs}, \bar{\Phi}'_{dr}, \bar{\Phi}'_{qr}, \omega_r| \quad (5.47)$$

$$|U|^T = |\bar{V}_{ds}, \bar{V}_{qs}, \bar{V}'_{dr}, \bar{V}'_{qr}, \bar{T}_y| \quad (5.48)$$

$$|\dot{X}| = |A||X| + |B||U| \quad (5.49)$$

A ve B matrislerini ifade edecek olursak;

$$|A| = \begin{vmatrix} -\omega & -(\bar{R}_s \bar{X}_{rr}/D)\omega t & 0 & (\bar{R}_s \bar{X}_m/D)\omega t & -\frac{2}{3} \frac{\bar{X}_m}{D} \bar{\Phi}'_{qr} \frac{t}{2H} \\ -(\bar{R}_s \bar{X}'_{rr}/D)\omega t & \omega & (\bar{R}_s \bar{X}_m/D)\omega t & 0 & \frac{2}{3} \frac{\bar{X}_m}{D} \bar{\Phi}'_{dr} \frac{t}{2H} \\ 0 & (\bar{R}_s \bar{X}_m/D)\omega t & -(\omega - \omega_r) & -(\bar{R}'_r \bar{X}_{ss}/D)\omega t & \frac{2}{3} \frac{\bar{X}_m}{D} \bar{\Phi}_{qs} \frac{t}{2H} \\ (\bar{R}_s \bar{X}_m/D)\omega t & 0 & -(\bar{R}_r \bar{X}_{ss}/D)\omega t & (\omega - \omega_r) & -\frac{2}{3} \frac{\bar{X}_m}{D} \bar{\Phi}_{ds} \frac{t}{2H} \\ 0 & 0 & \bar{\Phi}'_{dr} & \bar{\Phi}'_{qr} & 0 \end{vmatrix}$$

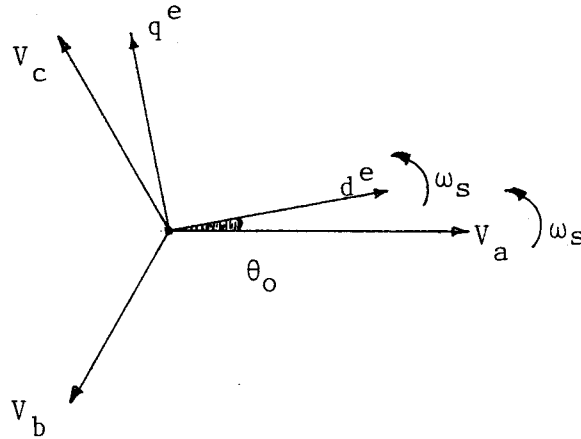
$$|B| = \begin{vmatrix} 0 & \omega_t & 0 & 0 & 0 \\ \omega_t & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_t & 0 \\ \omega_t & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\omega_t}{2H} \end{vmatrix} \quad (5.50)$$

5.6. dq Eksen Takımının Açısal Hızının Belirlenmesi

Eksen takımının açısal hızının uygun seçimi, durum değişkenleri açısından bazı kolaylıklar sağlamaktadır. Ancak bilinmelidir ki belirli bir açısal hız için elde edilen sonuçlar, dönüşüm ve ters dönüşümlerle farklı hızda bir eksen takımına taşınır ve bu dönüşümler gerçek sonuçları (faz büyüklüklerini) bozmaz. Dengeli üç fazlı sistemde dq döner eksen hızı stator gerilimi açısal hızına eşit seçilirse, eksen takımı stator gerilimleri ile senkronize olarak döner. Bu durum için dönüşüm bağıntısı;

$$\begin{bmatrix} v_d^e \\ v_q^e \\ v_0^e \end{bmatrix} = |A_s| \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (5.51)$$

Bilindiği gibi A_s stator simetrik park dönüşüm matrisidir ve (5.10) ifadesinde tanımlanmıştır. e üstel ifadesi eksenlerin stator gerilimleri ile senkronize döndüğünü belirtmek için kullanılmıştır.



Şekil 5.2 Senkron Hızla Döner Eksen Takımı

Dengeli üç fazlı sistemde faz gerilimleri ;

$$\bar{V}_{as} = \sin \omega t , \bar{V}_{bs} = \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}), \bar{V}_{cs} = \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad (5.52)$$

şeklinde tanımlanır. $\theta_0 = 0$ seçilirse;

$$V_{ds}^e = 0 , V_{qs}^e = 0 , V_{0s}^e = -\sqrt{3/2} . \quad (5.53)$$

görüldüğü gibi senkron hızla dönen sistemde stator gerilimleri sabit büyüklüklerdir. Benzer şekilde akım ve akılar da sürekli rejimde sabit görünürler. Bu durum stator büyüklüklerinin kolay tanımlanmasını ve sürekli rejimde durum değişkenlerinin kolay incelenmesini sağlamaktadır. Eksen takımının statorda sabit tutulduğu durumda θ_s sabit bir açı olacaktır. Dönüşüm, $\theta_0 = 0$ seçilerek yeniden yazılırsa;

$$\begin{vmatrix} V_{ds}^s \\ V_{qs}^s \\ V_{0s}^s \end{vmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{vmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{vmatrix} \quad (5.54)$$

Aynı şekilde s üstel ifadesi eksen takımının statorda sabit tutulduğunu göstermektedir. Farklı eksen sistemleri arasında;

$$\begin{vmatrix} F_{ds}^e \\ F_{qs}^e \\ F_{0s}^e \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \sin\theta_s & \cos\theta_s & 0 \\ \cos\theta_s & -\sin\theta_s & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} F_{ds}^s \\ F_{qs}^s \\ F_{0s}^s \end{vmatrix} \quad (5.55)$$

$$\begin{vmatrix} F_{ds}^s \\ F_{qs}^s \\ F_{0s}^s \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\sin\theta_s & \cos\theta_s & 0 \\ \cos\theta_s & \sin\theta_s & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} F_{ds}^e \\ F_{qs}^e \\ F_{0s}^e \end{vmatrix} \quad (5.56)$$

Denklemlerde görülen F^s büyüklüğü, sabit referans eksenlerde tanımlanmış veya hesaplanmış akım, gerilim, akı gibi herhangi bir stator büyüklüğünü, F^e büyüklüğü ise senkron açısal hız ile dönen benzeri büyüklükleri göstermektedir. Görüldüğü gibi basit trigonometrik bağıntılarla analizin istenilen aşamasında farklı referans eksen takımlarına geçmek mümkündür. Böylece, durum uzayı modelinin sayısal simülasyonu için gereken bütün işlemler tamamlanmıştır.

5.7. Asenkron Motorun Boşta Yolalması

İncelenecek üç fazlı kısa devre rotorlu asenkron motorun boşta yolalması durumunda çeşitli büyüklükleri bilgisayar yardımıyla hesaplanarak grafik çıktıları alınmıştır. Motorun parametre ve çalışma büyüklükleri;

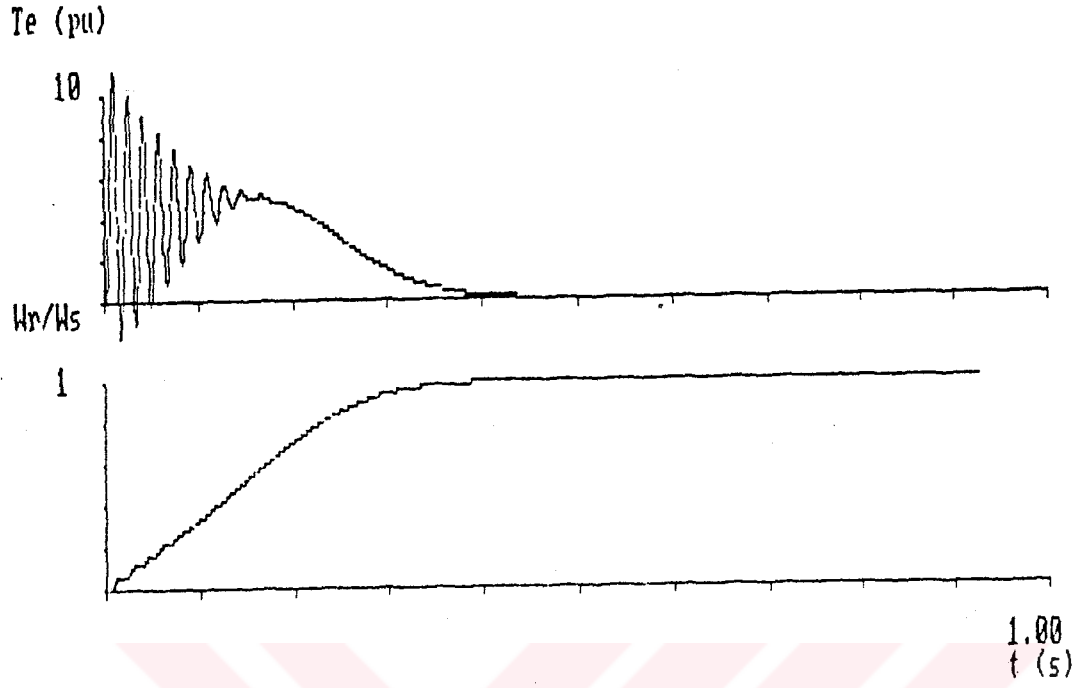
$$V_n = 220 \text{ V}, S_n = 2.2 \text{ kVA}, I_n = 5.87 \text{ A}, n_n = 1710 \text{ rpm}, 2P_k = 4$$

$$R_s = 0.02012 \text{ pu}, R_r' = 0.0377 \text{ pu}, X_{ls} = 0.03847 \text{ pu}$$

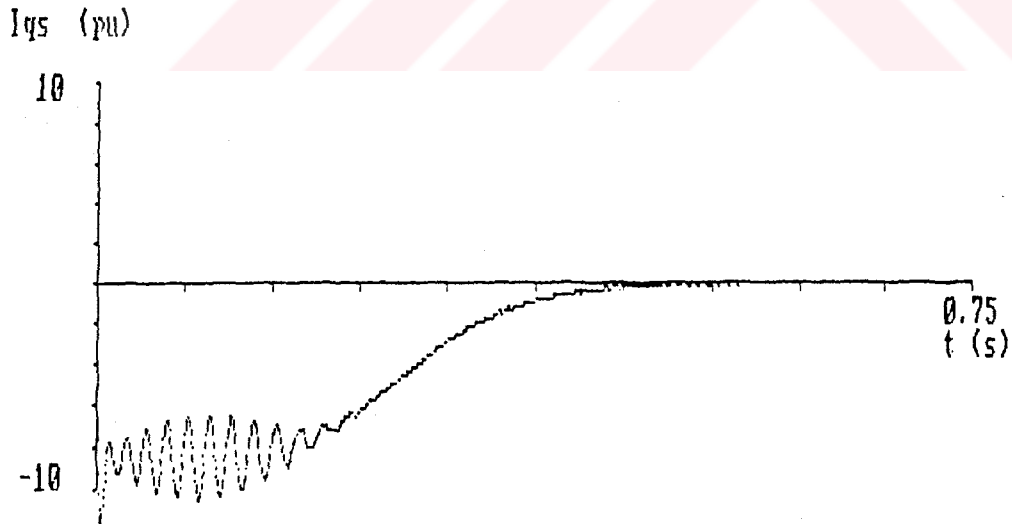
$$X_{lr}' = 0.03847 \text{ pu}, X_m = 1.2086 \text{ pu}, H = 0.754 \text{ s}$$

Senkron hızla dönen eksen takımı kullanılacak olup kaynak vektörünün tanımlanması gerekmektedir;

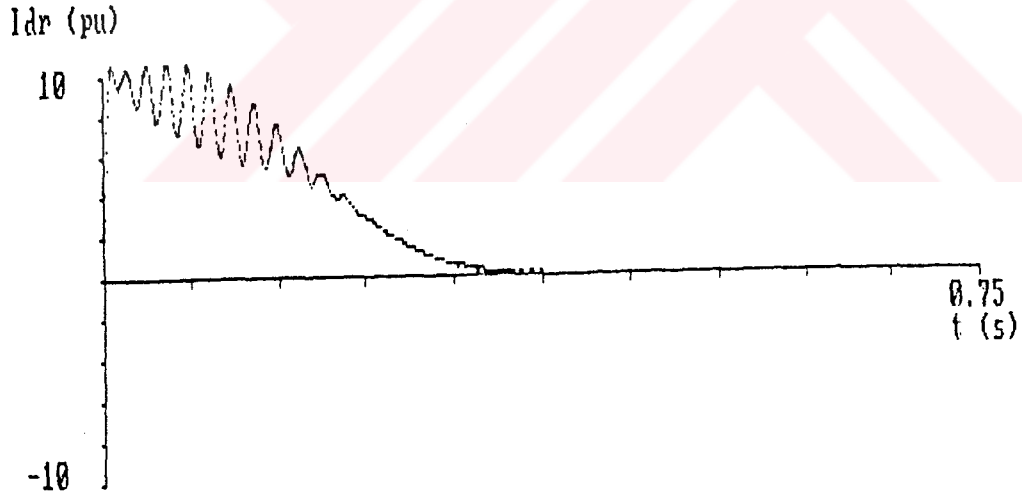
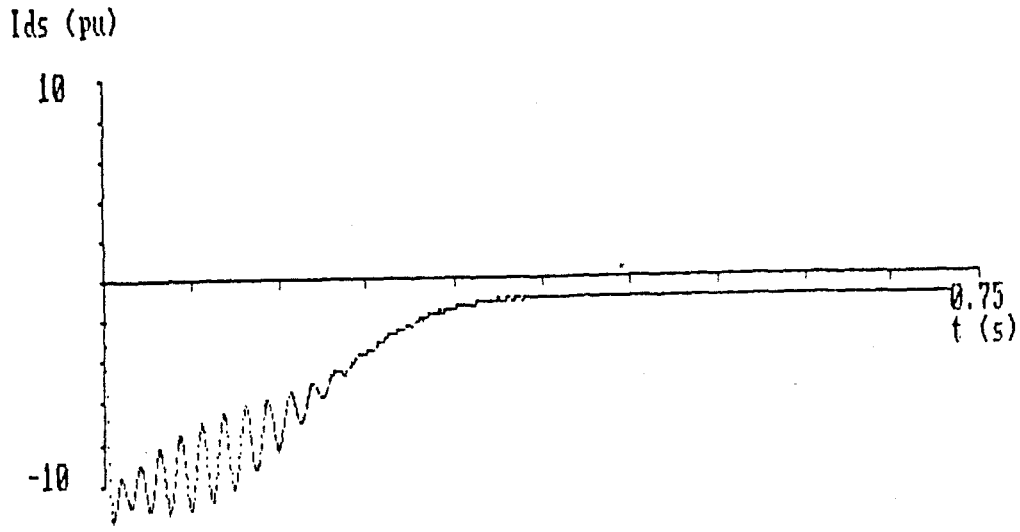
$$|U|^T = |0 \quad -\sqrt{3}/2 \quad 0 \quad 0 \quad 0|$$



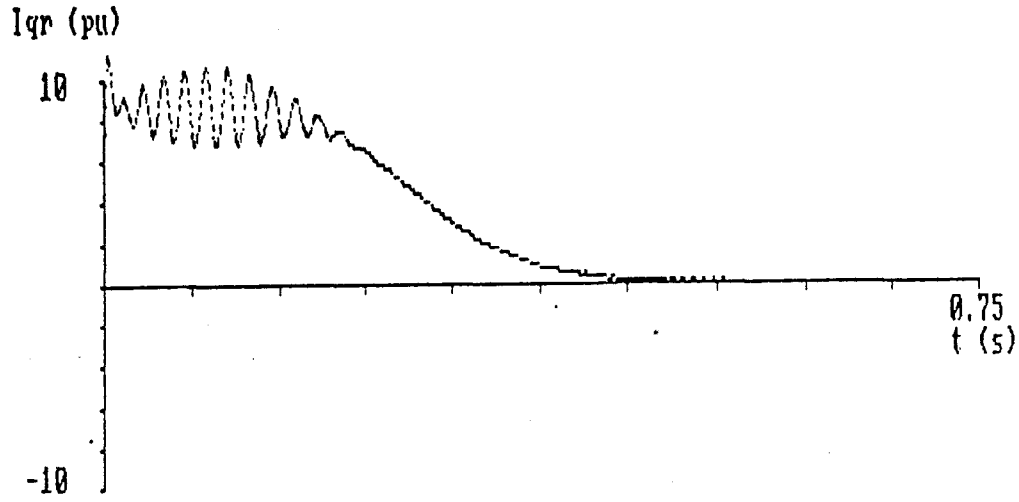
Şekil 5.3 Boşta Yolalma Durumunda Hız ve Moment Değişimleri.



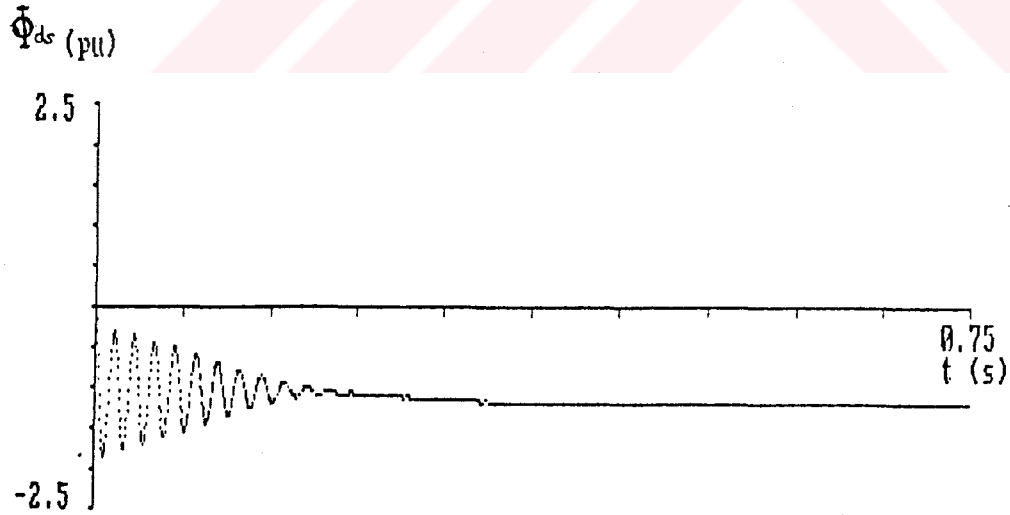
Şekil 5.4 Boşta Yolalma Durumunda $\bar{I}_{qs}^e = f(t)$ Değişimi.



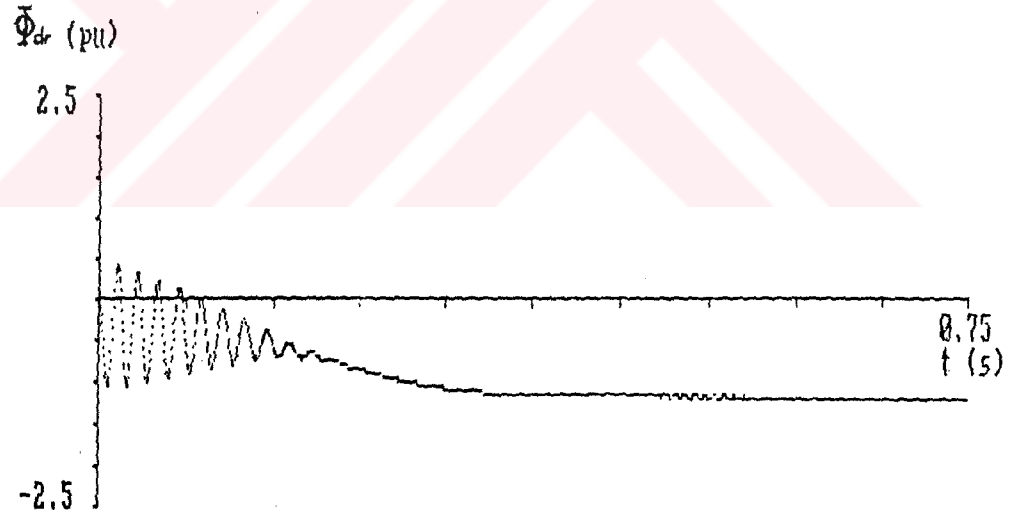
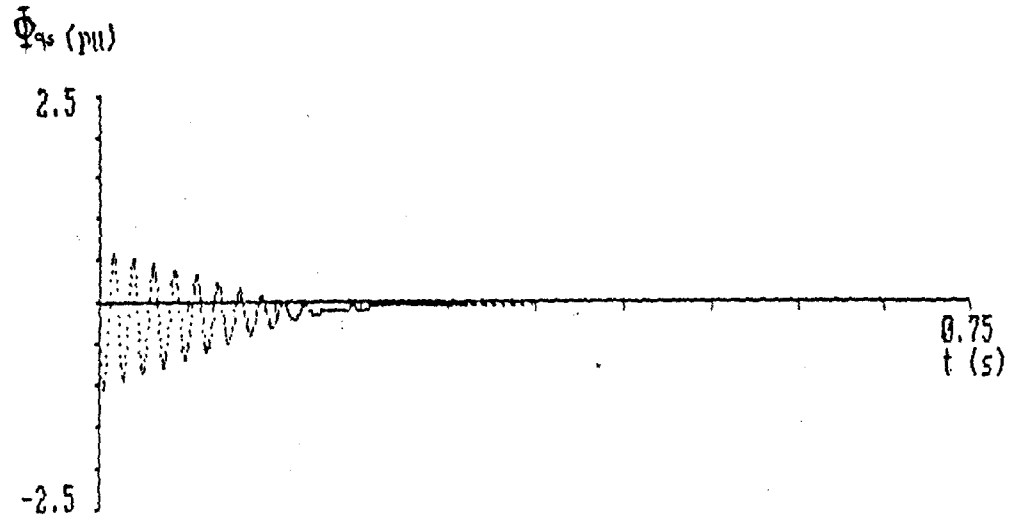
Şekil 5.5 Boşta yolalma Durumunda $\bar{I}_{ds}^e$ ve $\bar{I}_{dr}^e = f(t)$ Değişimleri.



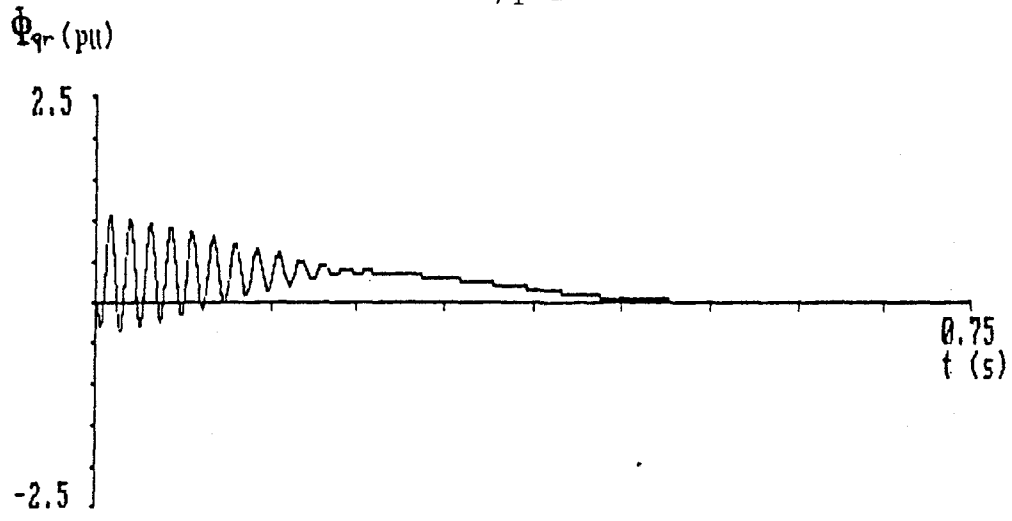
Şekil 5.6 Boşta Yolalma Durumunda $\bar{I}_{qr}^e = f(t)$ Değişimi.



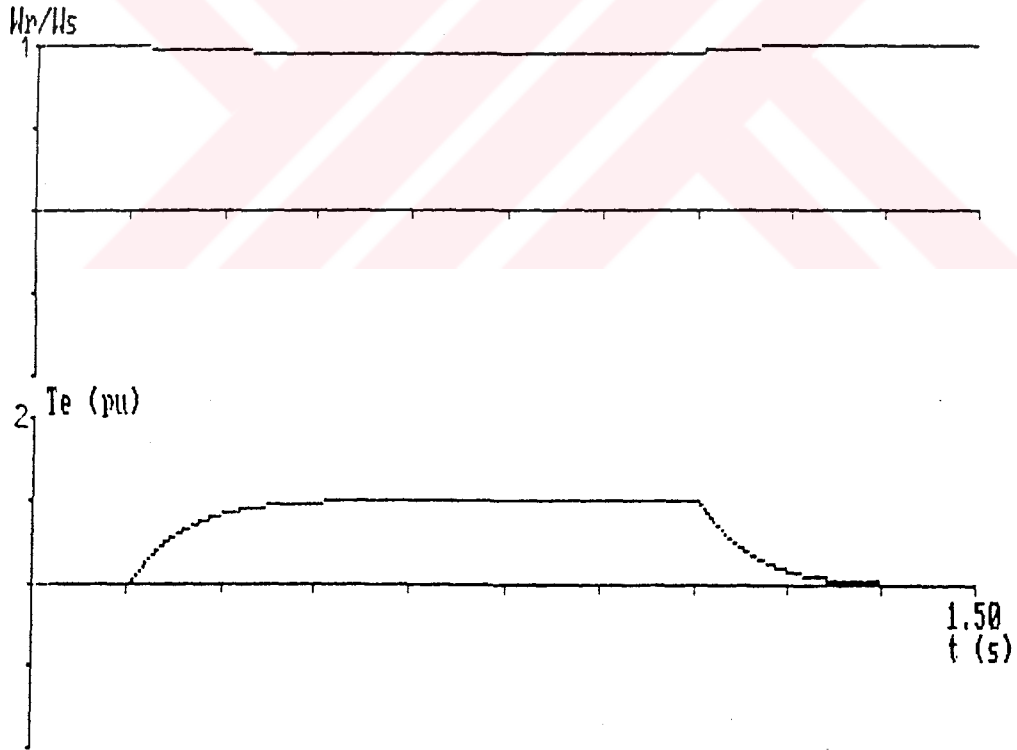
Şekil 5.7 Boşta Yolalma Durumunda $\bar{\Phi}_{ds}^e = f(t)$ değişimi.



Şekil 5.8 Boşta Yolalma Durumunda $\bar{\Phi}_{qs}^e$ ve $\bar{\Phi}_{dr}^e$ Değişimleri.



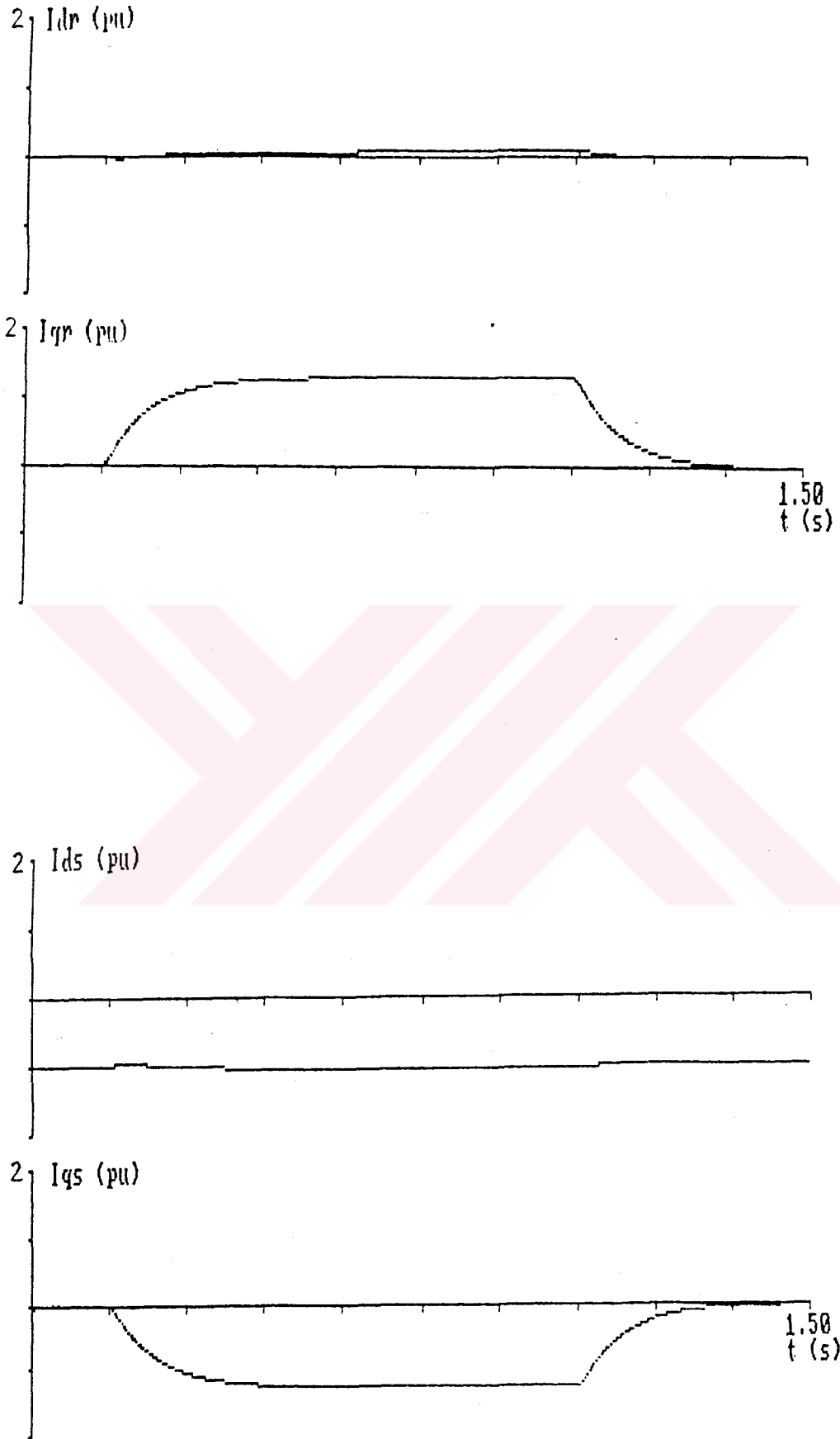
Şekil 5.9 Boşta Yolalma Durumunda $\Phi_{qr}^e = f(t)$ Değişimi.



Şekil 5.10 Yük Momentindeki Değişimlerin Motor Hızına Etkileri.

5.8. Asenkron Motorun Nominal Yükle Yükleneşmesi

Asenkron motor yüksüz olarak sürekli rejimde çalışmakta iken $t = 0.6$ s'de yük momentı 1 pu'e çıkarılmış, motor sürekli rejime geçtiğinde yük momentı tekrar sıfıra indirilmiştir. Şekil 5.10 da yük momentının 1 pu'e yükselmesi ve tekrar sıfıra düşmesi durumunda elektriksel çıkış momentindeki değişimler görölmekte ve bu değişimlerin açısal hız üzerindeki etkileri izlenmektedir. $t = 0.6$ s de yük momentının 1 pu'e yükselmesi ile T_e 'de yaklaşık 0.2 s sonra yük momentine eşit değere gelmiştir. Bu arada rotor hızı senkron hızın altına düşerek nominal devir sayısına ulaşmıştır. $t = 1.2$ s'de yükün kaldırılması ile elektriksel moment bu kez, üstel olarak azalarak sıfıra düşmüş, rotor hızı da senkron hız değerine ulaşmıştır. T_y basamak fonksiyonu şeklinde değişirken T_e 1. dereceden bir gecikme ile değişmektedir. Şekil 5.11'de bu çalışma şartları için, rotor ve stator akımlarının dq bileşen değişimleri görölmektedir. Stator ve rotor akımlarının q eksen bileşenleri göröldüğü gibi benzer fakat zıt yönlüdür. Dikkat edilirse sürekli rejimde rotor akımının tamamına yakın kısmı I_{qr}^e bileşeni tarafından karşılanmaktadır.

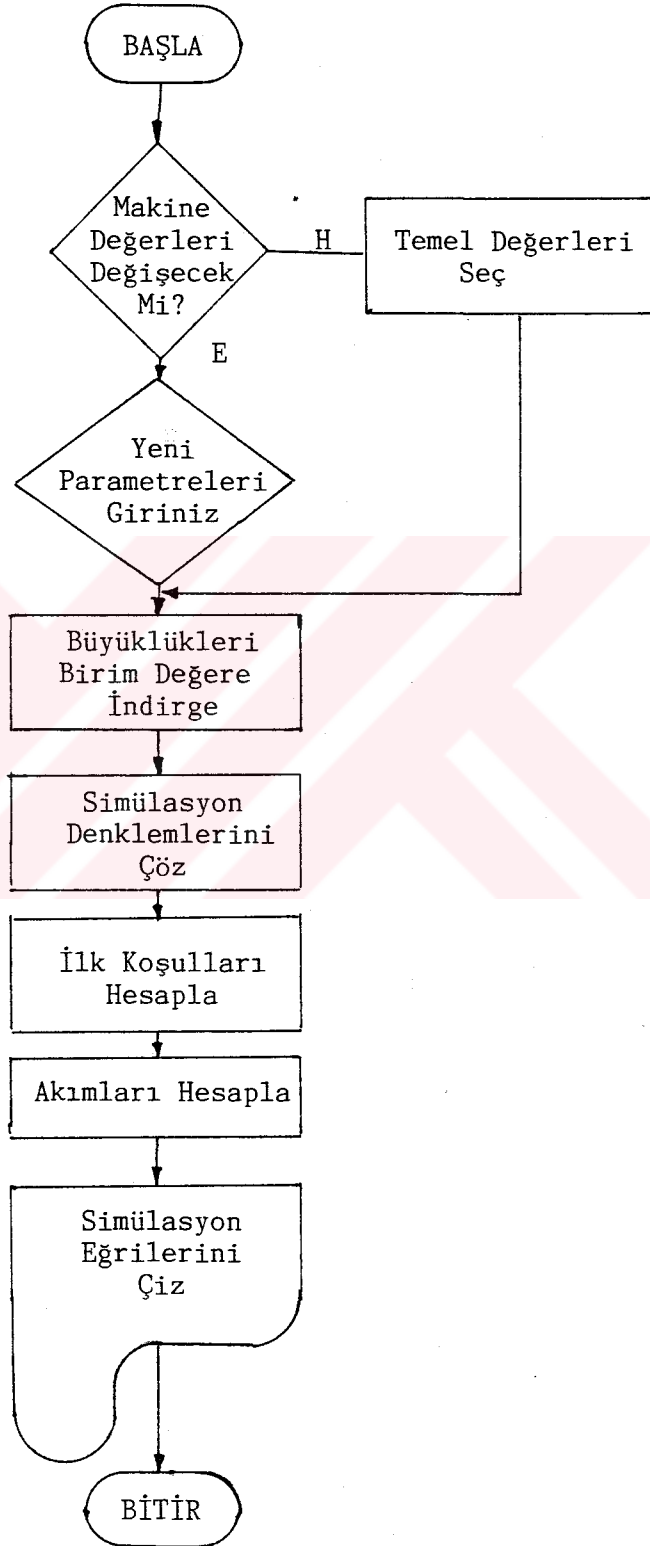


Şekil 5.11 Nominal Yükte Rotor ve Stator Akımları.

6. SONUÇ

Asenkron motor, yapısı itibarı ile diğer tahrik motorlarından ucuz, dayanıklı ve hız ayar seçenekleri bakımından zengindir. Son yıllarda güç elektroniği ve mikroelektronik alanlarında kaydedilen gelişmeler, asenkron motorun hemen hemen bütün sınıklarını ortadan kaldırmıştır. Bir asenkron motorun hız ayar yöntemleri başlıca üç grupta toplanır. Bunlar a) kutup sayısı değiştirilerek, b) stator frekansı değiştirilerek, c) kayma değiştirilerek. İlk iki yöntem yapısal değişkenlere ve sınırlı olanaklara tabi olduğundan mühendislik açısından ilgi çekici olan yöntem kayma kontrolüdür. Kayma gücü üç yöntem ile denetlenebilir. 1) stator gerilimi ile, 2) rotor dirençleri ile, 3) rotor elektriksel gücü yardımcı unsurlar yardımı ile denetlenerek. Hiç kuşkusuz bu son yöntem en verimli ve karmaşık olanıdır. Rotor elektriksel gücünün denetlenebilmesi için motor tipi öncelikle bilezikli asenkron motor olmalı ve rotor elektriksel gücü (bileziklerden alınarak) yardımcı bir makineyle veya statik bağlantılarla şebeke frekansına uyularak tekrar iade edilmelidir. Bu anlamda statik kaskad bağlantılar mükemmel verim ve ayar olanakları ile dinamik kaskad bağlantıları tarihe gömmüştür. Bilgisayar teknolojisindeki olağanüstü gelişmeler ile asenkron makinenin dinamik analizi yapılabilmekte, birçok amaç için gereken simülasyon yöntemleri uygulanarak asenkron motor büyüklükleri, her koşul için izlenebilmekte ve ideal hız ayar koşulları belirlenebilmektedir. Bilgisayar desteği sadece bu yönde olmayıp kontrol ve tahrik sistemlerinde de mükemmel bir performans sergilemektedir.

EK: SİMÜLASYON PROGRAMI



Şekil E.1 Akış Diyagramı.


```

10 CLS SCREEN 2 INPUT "MAKINA PARAMETRELERİ DEĞİŞECEK Mİ(E/H)"; D$: IF D$ = "
E" THEN GOTO 20 ELSE 50: CLS
20 CLS : REM PR1 PARAMETRELERİ OKUR
30 INPUT "Pm"; PM: INPUT "U"; U: INPUT "n"; N: INPUT "Rs"; RS: INPUT "X1s"; X1S
40 INPUT "Rr"; RR: INPUT "X1r"; X1R: INPUT "Xm"; XM: INPUT "j"; J: INPUT "f"; F:
INPUT "T1"; TL: INPUT "p"; P: GOTO 70
50 REM PR2 TEMEL DEĞERLERİN SEÇİMİ
60 PM = 3: U = 220: RS = .435: X1S = .754: XM = 26.13: X1R = .754: RR = .816: J
= .089: F = 60: TL = 0: P = 4
70 PI = 3.14159
80 CLS : WB = 2 * PI * F: UB = 2 ^ .5 * U / 3 ^ .5: PB = PM * 746: IB = PB / (1.
5 * UB): ZB = UB / IB: TB = PB / (2 * P ^ -1 * WB): HH = P ^ -1 * TB * J * WB
90 X1S = X1S / ZB: X1R = X1R / ZB: XM = XM / ZB: RR = RR / ZB: RS = RS / ZB
100 XAQ = (XM ^ -1 + X1S ^ -1 + X1R ^ -1) ^ -1: XAD = XAQ
110 XSS = X1S + XM: XRR = X1R + XM: D = XSS * XRR - XM ^ 2: H = .0005
120 REM LINE (0,0)-(630,0):LINE(630,0)-(630,189):LINE(630,189)-(0,189):LINE(0,18
9)-(0,0)
130 LINE (60, 10)-(60, 90): LINE (60, 100)-(60, 180): LINE (60, 50)-(600, 50): L
INE (60, 140)-(600, 140)
140 FOR PP = 10 TO 90 STEP (40 / 2): PSET (59, PP): PSET (58, PP): NEXT PP: FOR
PP = 100 TO 180 STEP (40 / 2): PSET (59, PP): PSET (58, PP): NEXT PP
150 FOR PP = 60 TO 600 STEP 54: PSET (PP, 51): PSET (PP, 52): PSET (PP, 141): PS
ET (PP, 142): NEXT PP
160 REM TEMEL DEĞERLER SEÇİLDİ
170 REM PARAMETRELERİN BİRİM DEĞERLERE İNDİRGENMESİ TAMAMLANDI
180 REM SİMULASYON DENKLEMLERİNİN ÇÖZÜMÜ
190 DIM K1(5): DIM K2(5): DIM K3(5): DIM K4(5): DIM Y(5): DIM Y1(5): DIM Y2(5):
DIM Y3(5)
200 DIM DENK(5): DIM DENK2(5): DIM DENK3(5)
210 FOR I = 1 TO 5: Y(I) = 0: REM İLK KOŞULLAR
220 NEXT I
230 FOR T = 0 TO 1.6 STEP H
240 VQS = -(3 / 2) ^ .5: VDS = 0: W = WB
250 GOSUB 480
260 FOR I = 1 TO 5: K1(I) = H * DENK(I)
270 Y1(I) = Y(I) + K1(I) * .5
280 NEXT I
290 GOSUB 550
300 FOR I = 1 TO 5: K2(I) = H * DENK1(I)
310 Y2(I) = Y(I) - K2(I) * .5: NEXT I
320 GOSUB 620
330 FOR I = 1 TO 5: K3(I) = H * DENK2(I)
340 Y3(I) = Y(I) + K3(I): NEXT I
350 GOSUB 690
360 FOR I = 1 TO 5: K4(I) = H * DENK3(I): NEXT I
370 FOR I = 1 TO 5
380 Y(I) = Y(I) + (K1(I) + 2 * (K2(I) + K3(I)) + K4(I)) / 6
390 NEXT I
400 TT = (2 / 3) * (XM * D ^ -1) * (Y(1) * Y(4) - Y(3) * Y(2))
410 WR = (Y(5) / WB)
420 FQS = Y(1): FDS = Y(2): FQR = Y(3): FDR = Y(4)
430 IQS = D ^ -1 * (XRR * FQS - XM * FQR): IDS = D ^ -1 * (XRR * FDS - XM * FDR)
: IQR = D ^ -1 * (-XM * FQS + XSS * FQR): IDR = D ^ -1 * (-XM * FDS + XSS * FDR)
440 REM AKIMLAR HESAPLANDI
450 PSET (60 + T * 540, 60 - TT * 5): PSET (60 + T * 540, 140 - WR * 10)
460 NEXT T
470 END
480 DENK(1) = WB * (VQS - (W / WB) * Y(2) - (RS * XRR / D) * Y(1) + (RS * XM / D
) * Y(3))
490 DENK(2) = WB * (VDS + (W / WB) * Y(1) - (RS * XRR / D) * Y(2) + (RS * XM / D
) * Y(4))
500 DENK(3) = WB * (0 - ((W - Y(5)) / WB) * Y(4) - (RR * XSS / D) * Y(3) + (RR *
XM / D) * Y(1))
510 DENK(4) = WB * (0 + ((W - Y(5)) / WB) * Y(3) - (RR * XSS / D) * Y(4) + (RR *

```

```
XM / D) * Y(2))
520 TE = (XM * D ^ -1) * (Y(1) * Y(4) - Y(3) * Y(2))
530 DENK(5) = (WB * ((2 / 3) * TE - TL) / (2 * HH))
540 RETURN
550 DENK1(1) = WB * (VQS - (W / WB) * Y1(2) - (RS * XRR / D) * Y1(1) + (RS * XM
/ D) * Y1(3))
560 DENK1(2) = WB * (VDS + (W / WB) * Y1(1) - (RS * XRR / D) * Y1(2) + (RS * XM
/ D) * Y1(4))
570 DENK1(3) = WB * (0 - ((W - Y1(5)) / WB) * Y1(4) - (RR * XSS / D) * Y1(3) + (
RR * XM / D) * Y1(1))
580 DENK1(4) = WB * (0 + ((W - Y1(5)) / WB) * Y1(3) - (RR * XSS / D) * Y1(4) + (
RR * XM / D) * Y1(2))
590 TE1 = (XM * D ^ -1) * (Y1(1) * Y1(4) - Y1(3) * Y1(2))
600 DENK1(5) = (WB * ((2 / 3) * TE1 - TL) / (2 * HH))
610 RETURN
620 DENK2(1) = WB * (VQS - (W / WB) * Y2(2) - (RS * XRR / D) * Y2(1) + (RS * XM
/ D) * Y2(3))
630 DENK2(2) = WB * (VDS + (W / WB) * Y2(1) - (RS * XRR / D) * Y2(2) + (RS * XM
/ D) * Y2(4))
640 DENK2(3) = WB * (0 - ((W - Y2(5)) / WB) * Y2(4) - (RR * XSS / D) * Y2(3) + (
RR * XM / D) * Y2(1))
650 DENK2(4) = WB * (0 + ((W - Y2(5)) / WB) * Y2(3) - (RR * XSS / D) * Y2(4) + (
RR * XM / D) * Y2(2))
660 TE2 = (XM * D ^ -1) * (Y2(1) * Y2(4) - Y2(3) * Y2(2))
670 DENK2(5) = (WB * ((2 / 3) * TE2 - TL) / (2 * HH))
680 RETURN
690 DENK3(1) = WB * (VQS - (W / WB) * Y3(2) - (RS * XRR / D) * Y3(1) + (RS * XM
/ D) * Y3(3))
700 DENK3(2) = WB * (VDS + (W / WB) * Y3(1) - (RS * XRR / D) * Y3(2) + (RS * XM
/ D) * Y3(4))
710 DENK3(3) = WB * (0 - ((W - Y3(5)) / WB) * Y3(4) - (RR * XSS / D) * Y3(3) + (
RR * XM / D) * Y3(1))
720 DENK3(4) = WB * (0 + ((W - Y3(5)) / WB) * Y3(3) - (RR * XSS / D) * Y3(4) + (
RR * XM / D) * Y3(2))
730 TE3 = (XM * D ^ -1) * (Y3(1) * Y3(4) - Y3(3) * Y3(2))
740 DENK3(5) = (WB * ((2 / 3) * TE3 - TL) / (2 * HH))
750 RETURN
```

K A Y N A K L A R

1. BOSE B.K. 'Power Electronic And AC Drives'
Prentice Hall 1986
2. DURU T. 'Asenkron Makinaların Vektör Kontrolü
İle Denetimi' İTÜ F.B.E. YL Tezi 1989
3. FİTZGERALD A.E., KINGSLEY C.Jr , UMANS S.D.
'Electric Machinery' Mc Graw Hill 1983
4. GÜLGÜN R. 'AC Makinaların Güç Elektronik Sistemleri
İle Kontrolü' YTÜ F.B.E. YL Ders Notları
5. HALICI K. 'Elektriğin Sanayie Uygulanması 1-2'
YTÜ 1980 - 1988
6. RASHİD M.H. 'Power Electronics' Prentice Hall 1988
7. SHEPHERD W., HULLEY L.N. 'Power Electronic And
Motor Control'
8. WEİSS V. 'Die Simultane Ventil-Folgesteuerung A.
Blindleistung Reduzierendes Steuerver-
fahren Und Ihre Anwendung Ambeispiel Der
Über-/Untersynchrone Stromrichteraskade'
Dr.Tezi Berlin 1986

TEKNOLOJİK KURULUŞ
İNTELYON MÜHÜRÜ

Ö Z G E Ç M İ Ş

1964 yılında İstanbul'da doğdum ilk ve orta öğrenimimi İstanbul'da tamamladıktan sonra Yıldız Üniversitesi'nde Elektrik bölümüne devam ettim. Daha sonra Aynı kurumda F.B.E. Yüksek Lisans programı elektrik anabilim dalına devam ettim. Halen özel sektörde çalışmaktayım.

