

10418

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK–ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ PROGRAMI

VEKTÖR KONTROLLU ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜ DÜZENEKLERİN
ANALİZİ VE OPTİMİZASYONU

YÜKSEK LİSANS TEZİ

T. C.
Yükseköğretim Kurulu
Dokümantasyon Merkezi

Elk.Müh.İsmail KAYA

AĞUSTOS – 1990

TRABZON

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK–ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ PROGRAMI

VEKTÖR KONTROLLU ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜ DÜZENEKLERİN
ANALİZİ VE OPTİMİZASYONU

Elk.Müh.İsmail KAYA

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
"Elektrik Yüksek Mühendisi"
Ünvanının Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 15.08.1990

Tezin Sözlü Savunma Tarihi 08.10.1990

Tez Danışmanı : Doç.Dr.A.Oğuz SOYSAL

Jüri Üyesi : Doç. Dr. Osman TONYALI

Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Rifat YAZICI

Enstitü Müdürü : Doç.Dr.Temel SAVAŞKAN

AĞUSTOS – 1990

TRABZON

ÖNSÖZ

Bu tez, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Elektrik Anabilimdalı Yüksek Lisans Programında yapılmıştır ve Vektör Kontrollü Asenkron Motor Sürücülerin optimal hız denetimine yöneliktir.

Son yıllarda otomasyon, robotik, otomatik ev aletleri, takım tezgahları, vinç, kreyin ve pompa gibi pek çok yerde hızlı moment cevabına sahip ASM sürücülere ihtiyaç duyulmaktadır. Bunun nedeni büyük güçlerde hızlı moment cevaplı makinalardan olan DA makinaları ve stepping motorları yapılamamasındandır. Mikroislemci denetiminde yapılacak dinamik kontrollü sürücü ile ASM'ler endüstrinin istediği hızlı moment cevaplı sürücü özelliği kazanabilmektedir. Dinamik kontrol yöntemlerinden olan vektör kontrol yöntemi ile gerçekleştirilen ASM sürücü, serbest uyarmalı DA makinasına en yakın düzenektir ve optimal denetim açısından üstünlükler sağlar.

Vektör kontrollü sürücüler DA motorları, universal ASM'lerin yerini alacağı ve daha büyük güçlerde hız ve konum kontrolü yapacağı için otomasyon sistemlerinde hızı artırmak amacıyla kullanılacağı düşünülmektedir.

Bu tezin asenkron motorların optimal hız ve konum kontrolü konusunda çalışacak kişilere yardımcı olacağı düşünülmektedir. Tezde, elektriksel kayıplar, ASM'nin durağan eksen sisteminde dinamik davranışı vektör kontrol yöntemleri ve kayıpların minimizasyonu konuları ele alınmıştır. Elektriksel kayıp fonksiyonundan elde edilen sürekli hal eşdeğer devresi yardımı ile bulunan optimal kayma bağıntısı dengeli üç fazlı inverterlerin kontrolünde kullanılabilir. Aynı zamanda vektör kontrollü sistemler için

çıkartılan optimal kayma ve akı bağıntıları bu tür kontrollü sürücülerde uygun bir optimal çalışma noktası vermektedir.

Bu çalışmanın bütün aşamalarında yardımcı olan ve yol gösteren danışmanım Doç.Dr.A.Öğuz SOYSAL 'a, destek ve yardımlarını esirgemeyen arkadaşlarıma ve bölümümüz personeline tesekkürü borç bilirim.

İsmail KAYA
Agustos 1990

İÇİNDEKİLER	Sayfa No
ÖZET	VI
SUMMARY	VII
İŞARET LİSTESİ	VIII
BÖLÜM 1. GİRİŞ	1
BÖLÜM 2. KAYIPLAR.....	7
2.1. BAKIR KAYIPLARI.....	7
2.2. DEMİR KAYIPLARI.....	7
2.2.1. Hysisteresis Kayıpları.....	7
2.2.2. Girdap Akımı Kayıpları.....	9
2.2.3. Asenkron Makinalarda Toplam Demir Kayıpları..	13
2.2.4. Demir Kayıplarının İrdelenmesi.....	14
BÖLÜM 3. d-q EKSEN DÖNÜŞÜMLERİ.....	16
3.1. SENKRON HIZLA DÖNEN EKSEN SİSTEMİNDE GERİLİM BAĞINTILARI.....	19
BÖLÜM 4. ASENKRON MOTORLARIN MODERN KONTROL YÖNTEMLERİ....	26
4.1. ASENKRON MOTORLARIN STATİK KONTROL YÖNTEMLERİ..	26
4.1.1. Gerilim Beslemeli İnverter İle Kontrol.....	26
a) Gerilim/Frekans Kontrol.....	26
b) Moment ve Akı Kontrol.....	28
4.1.2. Kayma Gücü Geri Beslemesi ile Kontrol.....	30
4.1.3. Akım Kontrollü PWM Inverter Sürücü ile Kontrol.....	33
4.2. ASENKRON MOTORLARIN DİNAMİK KONTROL YÖNTEMLERİ.	35
BÖLÜM 5. ASENKRON MOTORLARIN VEKTÖR KONTROL YÖNTEMLERİ İLE KONTROLU.....	39
5.1. VEKTÖR KONTROL YONTEMLERİNİN DA MAKINASI BENZETİMİ İLE TANIMLANMASI.....	39
5.2. DOĞRUDAN VEKTÖR KONTROL YÖNTEMİ.....	44
5.3. DOLAYLI VEKTÖR KONTROL YÖNTEMİ.....	51

BÖLÜM 6. VEKTÖR KONTROLLU SÜRÜCÜLERİN DİNAMİK DAVRANIŞI ve OPTİMAL VERİMLE ÇALIŞTIRILMALARI.....	63
6.1. VEKTÖR KONTROLLU ASENKRON MOTORUN DİNAMİK DAVRANIŞI.....	63
6.2. AKIM BESLEMELİ İNVERTERLE SÜRÜLEN VEKTÖR KONTROLLU DÜZENEGİN DİNAMİK DAVRANIŞI.....	69
6.3. VEKTÖR KONTROLLU DÜZENEKLERDE OPTİMAL ÇALIŞMA NOKTASININ BELİRLENMESİ.....	75
6.3.1. Vektör Kontrol Yönteminde İteratif Optimizasyon.....	75
6.3.2. Vektör Kontrol Yönteminde Optimal Akı Seviyesinin ve Kaymanın Analitik Olarak Belirlenmesi.....	78
BÖLÜM 7. SONUÇLAR ve ÖNERİLER.....	83
7.1. SONUÇLAR.....	83
7.2. ÖNERİLER.....	87
KAYNAKLAR.....	88
EK-1. Dengeli Üç Fazla Beslenen Asenkron Motorun Optimal Kaymasının Bulunması.....	92
EK-2. Vektör Kontrol Yönteminde Optimal Akı Seviyesi ve Optimal Kaymanın Bulunması.....	94
EK-3. Üç Fazlı ASM'nin Parametrelerinin Ölçülmesi ve Kayıp Gücü Minimum Yapan Kaymanın Deneysel ve İteratif Yoldan Bulunması.....	99
ÖZGEÇMİŞ.....	105

Vektör Kontrollü Asenkron Motor Sürücü Düzeneklerin Analizi ve Optimizasyonu

İsmail KAYA

Anahtar Kelimeler: Asenkron Motor(CASMD), Optimal Denetim Vektör Kontrol, ASM Benzetimi, Sürücü Düzenekler.

Özet: Asenkron motorlar bir çok uygulamada hız denetim düzenekleri ile birlikte kullanılmaktadır. Son yıllarda enerji tasarrufunun öneminin giderek artması, endüstride çok yaygın biçimde kullanılan asenkron motorların en yüksek verimle çalışacak biçimde denetlenmesi konusunu da güncel hale getirmiştir.

Bu çalışmada, asenkron motorların optimal denetimi sorunu ele alınmıştır. Bu amaçla önce kayıplar ayrı ayrı incelenerek kaymaya bağlı ifadeleri elde edilmiş ve belli bir çalışma noktasında kayıpları minimum yapacak optimal kayma noktası araştırılmıştır. Literatürde verilen statik ve dinamik denetim düzenekleri incelenerek olumlu ve olumsuz yönleri tartışılmıştır. Sonuç olarak optimal hız denetimi için en uygun yöntemin vektör kontrol olduğu görülmüş ve alışma bu yöntem üzerinde yoğunlaştırılmıştır. Çalışmada akım beslemeli adaptif kontrollü bir inverter kullanılarak vektör kontrolün gerçekleştirilmesi için temel oluşturmak amacı ile bilgisayar simulasyon programları gerçekleştirilmiştir. Bu programlar yardımı ile asenkron motorun sürücü düzenek ile birlikte dinamik davranışı incelenebilmekte, hız ve konum kontrolüne ilişkin akım ve moment değişimleri zaman domeninde elde edilmektedir. Son bölümde, vektör kontrolüne ilişkin optimal çalışma koşulları incelenmiş ve optimal kayma bağıntıları elde edilmiştir. Gerek elde edilen deneysel sonuçlar gerekse literatürde verilen bazı modellere ilişkin bazı sonuçlarla yapılan karşılaştırmalar, bulunan optimal kaymanın istenen çalışma koşullarını sağladığını göstermiştir. Çalışmanın sonucunda daha ileri aşamalarda gerçekleştirilecek optimal kontrol düzeneklerinin tasarımı için temel ölçütler elde edilmiş ve öneriler getirilmiştir.

Analysis and Optimization of Induction Motor Drive Systems Using Vector Control Methods

Ismail KAYA

Keywords: Induction Motors, Optimal Control, Field Oriented Control, Induction Motor Simulation, Drive Systems

Summary : In many applications, induction machines are used together with speed control drive systems. Throughout the last decades, the attention given to the minimization of the losses in the speed control systems has been increased due to the growing importance of the energy conservation. It is known that induction machines operate with higher efficiency near their rated values. However the losses increase for light loads. Thus, an optimal control strategy can be determined for an induction motor operating under variable speed and load conditions.

This thesis deals with the optimal control problem of induction machines. Before the implementation of an appropriate method, the motor losses are first examined and their relationships with the slip are obtained. It is found that a specific slip value can be found in order to minimize the losses under given operating conditions. Various control methods previously given in the literature are discussed and it is concluded that the vector control method can be conveniently applied for the present purpose.

In this work, computer simulation programs are developed for examination of the dynamic behavior of an induction machine driven through a current fed inverter. These programs allow the analysis of rotor and stator current and torque variations in the time domain. The simulation results are confirmed by experiments and compared with the results presented in the literature.

The last chapter is devoted to the design considerations for optimal vector control and basic relations are given for determination of the optimal slip value under specific load conditions. Finally, design criteria and suggestions are presented for realization of an optimal speed and position control systems for three phase short circuit induction machines.

İSARET LİSTESİ

Ust İndisler:

- * : Referans işaret, hesaplama veya isteğe bağlı olarak değeri belirlenen işaret
- r : Referans işaret
- s : Durağan d-q eksen sisteminde tanımlı büyüklük
- e : Senkron hızla dönen eksen sisteminde tanımlı büyüklük
- ~ : Alternatif işaret

Alt İndisler:

- a, b, c : a, b ve c fazına ait büyüklükler
- d : d-q eksen sisteminde, büyüklüğün d-ekseni bileşeni
- k, t : toplam kayıp
- m : hava aralığına ait büyüklük
- m : ortak endüktans indisi
- e : stator fazlarına ait büyüklük
- q : d-q eksen sisteminde, büyüklüğün q-ekseni bileşeni
- r : rotor sargılarına ait büyüklük

Büyüklükler:

- E : hava aralığı emk'sı
- f : frekans
- i, I : akım
- j, J : eylemsizlik moment sabiti
- K : çarpan, ileri yön kazancı, integral çarpanı, sabite
- L : öz endüktans
- M : ortak endüktans
- P : güç
- P : Çift kutup sayısı
- P : d/dt türev operatörü
- Q : reaktif güç
- R : direnç
- S : görünür güç
- s : kayma
- T : Moment

t : zaman
U, V, V : gerilim
w : elektriksel açısal hız
X : reaktans
Z : empedans
 λ : akı, gerilim bağıntılarında akıyı gösterir
 ψ : akı
 ϕ : akı
 Δ : büyüklükteki küçük değişme
° : derece
^ : tepe değer
e : açı, dönme açısı

V_a, V_b, V_c : faz gerilimleri
 i_a, i_b, i_c : faz akımları

V_{ds}, V_{qs} : senkron hızla dönen eksen sisteminde gerilimler
 i_{ds}, i_{qs} : senkron hızla dönen eksen sisteminde stator akımları
 i_{dr}, i_{qr} : senkron hızla dönen eksen sisteminde rotor akımları

V_{ds}^s, V_{qs}^s : durağan eksen sisteminde gerilimler
 i_{ds}^s, i_{qs}^s : durağan eksen sisteminde stator akımları
 i_{dr}^s, i_{qr}^s : durağan eksen sisteminde rotor akımları

f, f_e : frekans, senkron frekans
 f_r : rotor dönme frekansı
 w_e : senkron açısal hız,
 w_{sl} : kayma hızı, rotor akımları açısal hızı
 w_r : rotorun elektriksel açısal hızı, rotor hızı

d^e-q^e : senkron hızla dönen d-q eksen sistemi
 d^s-q^s : durağan d-q eksen sistemi

k_e, k_e : girdap akımı kayıpları sabiti

K'_f, K_f : moment carpanı

k_h, k_h : hysisteresis kayıpları sabiti

L_{lr} : rotor kaçak endüktansı (statora indirgenmiş)

L_{ls} : stator kaçak endüktansı

L_m : ortak endüktans

L_r : rotor öz endüktansı (statora indirgenmiş)

L_s : stator öz endüktansı

T_e, T_e : endüklenen moment, üretilen moment

T_l, T_l, T_l : yük momentini

P_h, P_e : hysisteresis ve girdap akımı kayıpları

P_{cu} : bakır kayıpları

P_{fe} : demir kayıpları

R_r, R_r : rotor direnci (statora indirgenmiş)

R_s, R_s : stator direnci

s^* : optimal kayma

i^* : referans akım

1. GİRİŞ

Eletrik enerjisi hem endüstride hemde gündelik yaşamda en yaygın kullanım alanı bulan enerji türüdür. Elektromekanik enerji dönüşümü ise bu enerji türünün en fazla tüketildiği kullanım alanıdır. Elektrik motorları genel anlamda endüstrinin vazgeçilmez ögesi haline gelmiştir. Elektrik motorlarında hız denetimi bu makinaların geliştirildiği ilk yıllardan beri süre gelen bir araştırma konusudur. Ancak verimlilik konusu ilk kez 1970'li yıllarda ortaya çıkan enerji bunalımıyla gündeme gelmiştir. Bu tarihten itibaren denetim düzenekleri ve makinalar verimli çalışacak bir şekilde tasarlanmaya başlanmıştır. Böylece kullanılan tahrik makinasının ve sürücü düzeneginin maliyetinin yanı sıra sistemin verimi, dolayısıyla kayıpların gözönüne alınması önem kazanmıştır.

Endüstride en yaygın kullanılan motor Asenkron Motor (ASMD) dir. Doğru Akım (DA) makinalarının dinamik davranış karakteristikleri ASM'lerden daha iyi olmasına rağmen ASM'ler ucuz, bakımı kolay ve büyük güçte imal edilebildiklerinden daha çok kullanılırlar. ASM'lerde hız denetimi ve verimlerinin iyileştirilmesi için pek çok çalışma yapılmıştır. Teknolojik gelişmeler ve mikroişlemci destekli sürücü tasarımının gündeme gelmesi ile ASM'lerin optimal denetimi için yeni metodların geliştirilmesi konusunda çok sayıda çalışma yapılmıştır.

Bu tezde asenkron motorların optimal hız denetimi konusu ele alınmıştır. Bunun için optimal kayma ve bu kaymada en iyi çalışacak sürücü sistem araştırılacaktır. Bilindiği üzere frekans, gerilim ve akım, kontrol için temel giriş büyüklükleridir. Bu büyüklükler dinamik çalışma karakteristiğinin belli bir çalışma noktası için farklı değerler alabilmektedir. Belirlenen bu sabit çalışma noktasında kontrol girişleri değiştirildiğinde sürücü düzenek ve motor

üzerindeki kayıpların değistiği gözlenmektedir. Sürücü düzenekte kullanılan kontrol yöntemi ve bu uygulanan giriş büyüklüklerinin optimizasyonu kayıp gücü belirleyen etkenlerin başında gelir.

Standart asenkron motorlar 1 kw ile 200 kw arasındaki güçler için tam yükteki verim %75 ile %95 arasında olacak şekilde tasarlanır. Bu %5 ile %25 arasında bir kaybın makina giriş-çıkış uçları arasında kaybolduğunu gösterir. Sürücü sistemden gelecek kayıplar bu kayıp güce eklenecektir. 18.5 kw'lık tipik bir standart motor için tam yükte, kayıpların maksimum değeri ve anma hızında aşağıdaki kayıp dağılımı yaklaşık olarak elde edilmiştir/17/.

- Kayıpların %73 'ünün %36 'sı stator sargılarında, %22 'si rotor çubuklarında ve %15 'i yükleme kayıplarında i^2R prensibine göre ısıya dönüşmektedir.
- Kayıpların %12 'si düzeyinde bir çekirdek kaybı %7 'si girdap akımı kayıpları ve %5 'i hysisteresis kaybı olmak üzere demir çekirdeklerde ısıya dönüşmektedir.
- %15 civarında sürtünme ve havalandırma kayıpları toplam kayıplara eklenen diğer kayıp faktörleridir.

Tam yükte makina diğer yüklere oranla daha verimli çalışır. Ancak daha düşük yüklerde eğer gerilim ve akı hala anma değerinde kalıyorsa o zaman makinanın verimi düşer. Eğer düşük yüklerde gerilim ve frekans değerleri ayarlanarak akı değeri düşürülürse verim tekrar artmaya başlar /16,17/. Düşük yüklerde optimal çalışma için mıknatıslanma kayıpları akı seviyesi ayarlanarak azaltılabilir.

Bu çalışmanın temelini kayıp güç fonksiyonunu minimum yapacak kayma değeri ve bu kaymada hız ve konum kontrolünü en iyi yapacak sürücü sistemin araştırılması oluşturmaktadır.

Kayıp gücün optimizasyonu için 1983 yılında A.KUSKO ve D.GALLER tarafından yapılan çalışmada /21/ AA ve DA motorlarının kayıp güçleri incelenmiştir. Bu çalışmada optimal bir çalışma frekansı (AA motorları için) yükten bağımsız olarak elde edilmiştir. Ancak burada demir kayıpları ihmal edilmiştir.

Benzer şekilde demir kayıplarını ihmal ederek, 1983 yılında T.W.JIAN (ve arkadaşları) tarafından yapılan çalışmadır/25/. Ancak burada parçalı yükleme durumları için minimum giriş akımı, minimum giriş gücü, maksimum verimlilik durumları için optimal kaymanın değişik biçimleri geliştirilmiştir.

Tam olarak demir ve bakır kayıplarının minimizasyonunu içeren bir optimizasyon yöntemi 1984 yılında HEUNG G. KİM (ve arkadaşları) tarafından yapılmıştır/16/. Bu çalışmada sürekli esdeğer devreden faydalanarak optimal kayma frekansı sabit yük momenti için bulunmuştur. Bunun için sürekli hal esdeğer devresi bağıntılarından elde edilen kayma frekansı iteratif bir yöntemle optimize edilmektedir. Çalışmanın esasını düşük yüklerde akının azaltılması ilkesi oluşturmaktadır.

D.S. KISHCHEN, 1985 'de tamamladığı doktora tezinde demir kayıpları, bakır kayıpları ve yükleme kayıpları ile birlikte sürücü sistemin giriş gücü ile mekanik çıkış gücü arasındaki kayıp gücün en aza indirilmesi için çalışma koşulları gözden geçirilmiştir/17/. Yapılan ek çalışma ile yük momentinin kısıtlaması gözönüne alınarak kısıtlamalı

optimizasyon yöntemi kullanılmış ve demir kayıpları ihmal edilmiştir. Bu işlemin sonunda optimal kayma ve besleme geriliminin genliği belirlenmiştir.

Sürücü düzeneklerin dinamik kontrolü ve bu kontrolde optimizasyonun uygulanması bu çalışmanın diğer parçasıdır. Bu kısımda hızlı cevaplı sistemlerden olan vektör kontrol yöntemleri incelenecektir. Vektör kontrol metodunda ilk çalışma 1969 yılında K. HASSE tarafından yapılmış ve dolaylı vektör kontrolü geliştirilmiştir/9/. Bundan üç yıl sonra F.BLASCHKE tarafından doğrudan vektör kontrol metodu geliştirilmiştir/4/.

1983 yılında TERUO İTO (ve arkadaşları) /11/ vektör kontrol yönteminin d-q eksen takımında uygulanması üzerinde çalışmış ve mikroislemci kullanarak sistemin gerçekleştirilmesi için kurulması gereken düzenekleri belirlemiştir. Aynı zamanda ayırık kontrolün temel ilkelerini akım beslemeli inverter düşüncesi ile göstermeye çalışmıştır.

Vektör kontrol sisteminin analizi üzerine S.SATHIKUMAR 1984 yılında yaptığı yayında /23/ ayırık kontrol ilkelerini açık bir şekilde göstermiş ve vektör kontrol sisteminin dinamik çalışmasını benzetim programı ile elde etmiştir. Benzetim programı sonuçları akım beslemeli tam sinüzoidal besleme yaklaşımı ile bulunmuştur. 1986 yılında S.SATHIKUMAR mikroislemci denetimli akım beslemeli inverter kullanarak gerçekleştirilen vektör kontrol yöntemi ve bu düzeneğe ilişkin deneysel sonuçları vermiştir/24/.

1987 yılında FEAK M.H. KHATER (ve arkadaşları) vektör kontrol metodu için değişik yükleme durumlarda akı düzeyini belirleme üzerine bir makale yayınlamıştır/15/. Bu yayında esas olarak D.S. KISHCHEN /17/ 'in tezinde olduğu gibi en uygun akıyı belirlemeye yöneliktir.

1989 yılında CHANG-HUAN LIU (ve arkadaşları) tarafından yayınlanan makalede vektör kontrolün modellenmesi ve gerçekleştirilmesi 'altı durumlu' akım beslemeli inverter ile gösterilmiştir/22/.

Doyma durumu gözönüne alınarak yapılacak vektör kontrolünün kriterleri 1990 yılında P.VAS ve M.ALAKÜLA tarafından yayınlanmıştır/27/.

Vektör kontrol metodu d-q eksen sisteminde q ve d ekseni akımlarından biri ile momenti diğeri ile akıyı kontrol eden bir sistemdir. Bunun için d ve q ekseni akımları arasındaki kuplaj ortadan kaldırılır. Bu durumda mutlak olarak akım beslemeli inverterin anlık faz akım kontrolü gerekmektedir. Şimdiye kadar yapılan çalışmalarda vektör kontrol metodunun modellenmesi ve gerçekleşmesi üzerinde durulmuştur. Böyle bir sürücü düzenek, kontrol açısından serbest uyarmalı doğru akım makinasına benzer olanaklar sağlamaktadır. Ancak daha önceden yapılan çalışmaların çoğunda optimizasyona yeterli ağırlık verilmemiştir. Öyleki akıyı ve üretilen momenti istenildiği gibi kontrol eden bu sürücü için kullanılacak mikroişlemcilerde işlem süreleri sadece kontrol için kullanılmakta, optimizasyon için ise yeterli zaman kalmamaktadır. Bu amaçla makina parametrelerinden yola çıkarak tek bir bağıntı ile elde edilecek optimal kaymanın optimal denetimi sağlayabileceği düşünülmüştür.

Bu tezde önce sürekli çalışmaya ilişkin eşdeğer devreden kayıp güç fonksiyonu elde edilmiştir. Bu kayıp güç fonksiyonu sabit bir yük momenti ve referans hızda optimize edilerek optimal kayma noktası elde edilmeye çalışılmıştır.

Bundan sonra, ASM'nin d-q eksen modelinde analizi yapılarak d ve q eksen akımları, hız ve momentin dinamik davranışları 220 V, 50 Hz Sebekeden beslenen makina için elde edilmektedir.

Üçüncü kısımda ASM'nin kontrol metodları incelenerek yarar ve sakıncaları karşılaştırılmıştır. Daha sonra vektör kontrol yöntemleri doğrudan ve dolaylı vektör kontrolü olmak üzere iki bölümde incelenmiştir. Burada vektör kontrol yönteminin inverter benzetimi ile çalışması ele alınarak dinamik davranışta meydana gelecek değişiklikler gözden geçirilmiştir.

Son bölümde vektör kontrol sistemi optimal kayma ile çalıştırılarak optimal denetim düşünülmüştür. Bu amaçla eklerde yapılan optimizasyon işlemleri sonucu elde edilen kaymada makina çalıştırılarak optimal denetime ilişkin bilgisayar benzetimi gerçekleştirilmiştir. Sonuçlar irdeleyerek kurulması gereken modelin özellikleri tartışılmış ve tasarım için temel olacak öneriler getirilmiştir.

2. KAYIPLAR

Elektrik makinalarında temel olarak dört tür kayıp gözlenmektedir Bunlar:

1. Bakır kayıpları,
2. Demir kayıpları,
3. Yükleme ve ek kayıplar,
4. Sürtünme kayıpları.

Bu kayıplardan bakır ve demir kayıpları burada incelenecek, ancak ek kayıplar ve sürtünme kayıplarından bahsedilmeyecektir.

2.1. BAKIR KAYIPLARI

Elektrik makinalarında görülen bakır kayıpları (joule kayıpları) sargı direncinde görülen güç kaybıdır ve aşağıdaki bağıntı ile hesaplanır.

$$P_{cu} = 3 \cdot R_{cu} \cdot I_{faz}^2 \quad (1)$$

burada R_{cu} sargı direnci olup,

$$R_{cu} = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad (2)$$

ile hesaplanır. Direncin değeri frekans ve sıcaklıktaki artışlar ile arttığı için bunlara bağlı olarak bakır kayıpları da artar. Yalnız elektrik makinaları 50-60 Hz gibi düşük frekans bölgesinde çalışırken sargı direnleri sabit kalmaktadır. Deri olayı ve girdap akımları bu bölgede etkin olmamaktadır/1/. Ancak ısınmanın etkisi ile direnç belirli bir artış göstermekte ve kayıp gücün artmasına neden olmaktadır.

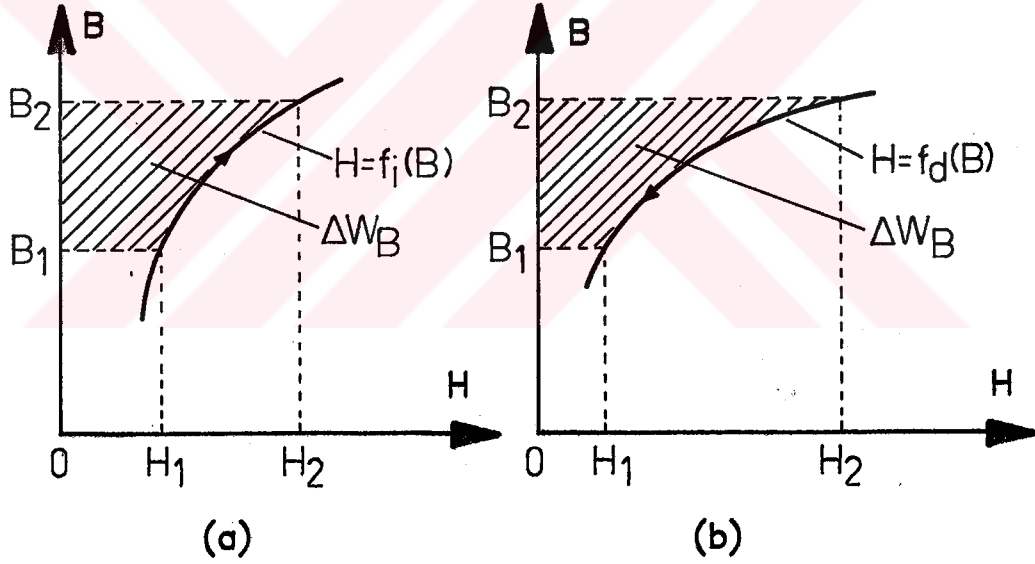
malzeme için B-H eğrisi üzerinde B ve H'nin artışı:

$$H = f_i(B) \quad (\text{A/m}) \quad (2.3)$$

şeklindeki ifade ile verilir. Bu durum şekil 1.a'da gösterilmiştir. Magnetik akı yoğunluğu B_1 'den B_2 'ye yükseldiğinde magnetik alanda biriken enerji aşağıdaki gibi hesaplanır. Biriktirilen enerji Şekil.1.a 'da taralı alan olarak gösterilmiştir. B artarken:

$$\Delta W = \int_{B_1}^{B_2} H \cdot dB \quad \text{J/m}^3 \quad (2.4)$$

bağıntısı biriktirilen enerjiyi hesaplar.



Şekil 1. Bir Ferromagnetik Malzeme İçin B-H Eğrisi.

Magnetik akı yoğunluğu B_2 seviyesinden B_1 seviyesine düştüğünde elektriksel yana geri verilen enerji, B azalırken:

$$\Delta W = \int_{B_2}^{B_1} H \cdot dB \quad \text{J/m}^3 \quad (5)$$

bağıntısı ile hesaplanır. Enerjinin geri dönüşümü esnasında bir miktar enerji kaybı olur. Hysteresis döngüsü üzerinde (\hat{H}, \hat{B}) noktası ile $(-\hat{H}, -\hat{B})$ noktaları arasında bu işlem düşünüldüğünde hysteresis kaybı döngünün iç kısmında kalan alan olarak tanımlanabilir.

$$W_h = \int_{-\hat{B}}^{\hat{B}} H dB - \int_{\hat{B}}^{-\hat{B}} H dB \quad (2.6)$$

Hysteresis döngüsü sonunda ortaya çıkan hysteresis kaybı malzeme içerisinde ısıya dönüşür. Magnetik dipollerin yön değiştirerek yeni alana uyumları esnasında bir tür sürtünmeden dolayı oluşan bu kayıp *magnetik moment kaybı* olarak da isimlendirilir. Malzemenin hacmi ile ters orantılıdır.

$$\text{Döngü Alanı} = k (\hat{B})^n \quad 1.5 < n < 2.5 \quad (2.7)$$

k ve n deneysel yoldan elde edilen sabitelerdir. Eğer akıyı oluşturan akımın frekansı f ise bu durumda hysteresis döngüsü için bir saniyedeki kayıp:

$$P_h = k_h \cdot f \cdot (\hat{B})^n \quad (\text{Watt} = \text{Joule/sn}) \quad (2.8)$$

ile verilir. k_h sabitesi malzemenin yapısından ve sarım sayısından bulunur.

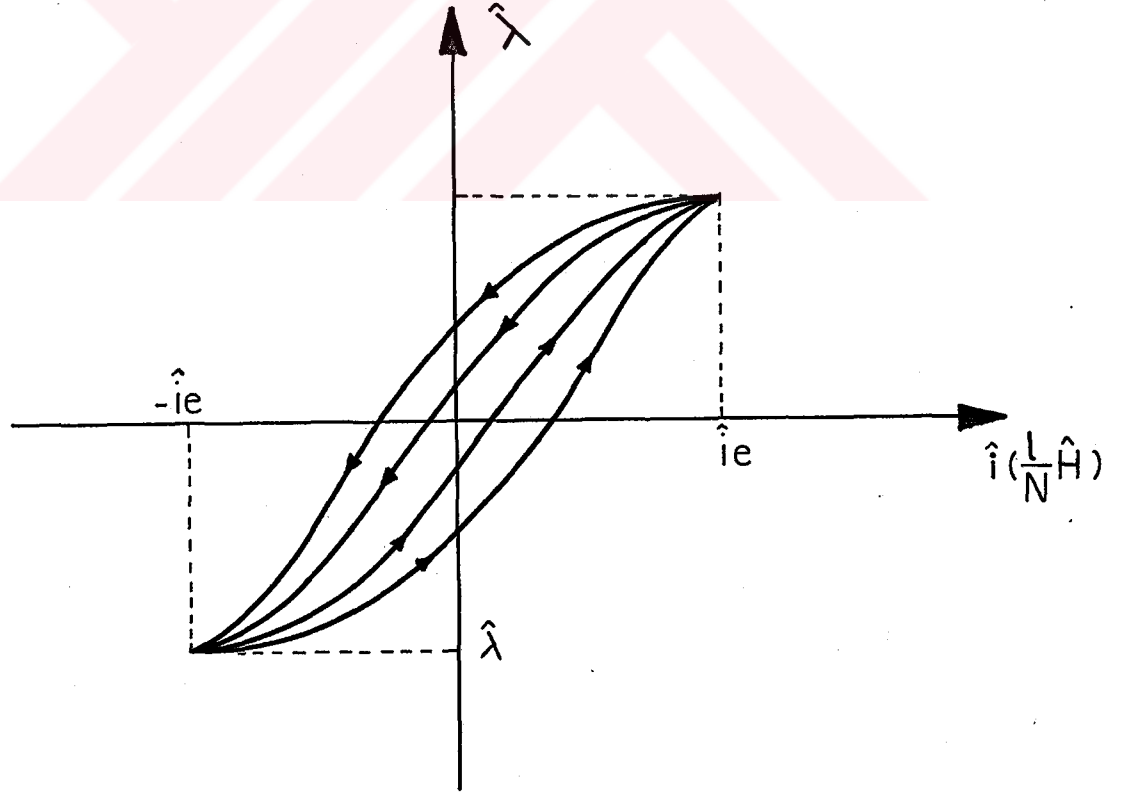
Hysteresis kayıplarını azaltmak için malzemenin magnetik geçirgenliğini artırmak en etkin yöntemdir. Bunun için magnetik dipolleri ısı işlemler sonucu yönlendirilmiş ve içine silis katkısı yapılmış sert malzemeler geliştirilmiştir/26/.

2.2.2 Girdap Akımı Kayıpları (Eddy current loss):

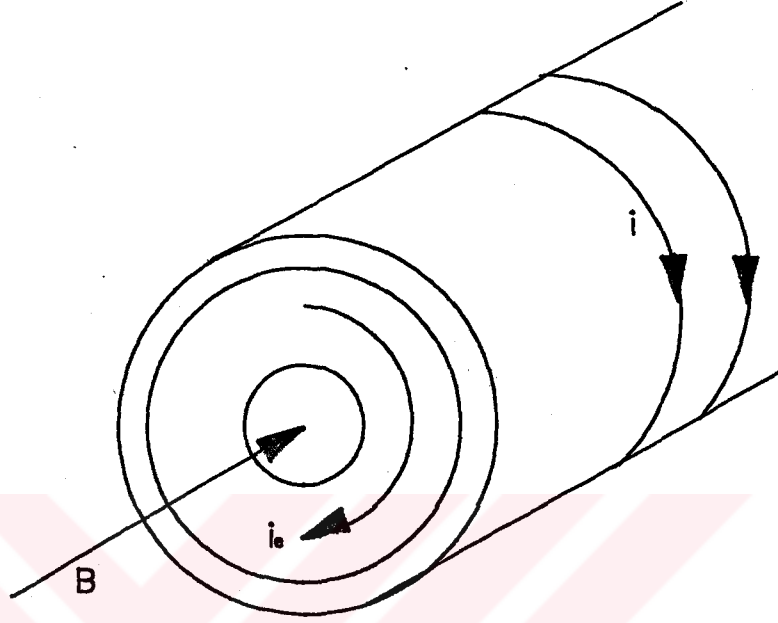
Magnetik malzeme için bir diğer kayıp faktörü girdap akımlarıdır. Frekansın karesi ile orantılı olduğunu bildiğimiz bu kayıpları, değişken magnetik alanın *faraday* kanununa göre magnetik malzeme içerisinde endüklenen gerilimlerin

olusturduğunu söyleyebiliriz. Endüklenen bu gerilimler elektriksel direnci az olan magnetik malzeme içinde akımlara neden olur. Bu akımlara 'girdap akımları' ve neden oldukları kayba 'girdap akımı kayıpları' denir.

Sekil 2'de doğru akımla ve değişken akımla elde edilmiş akı-akım ($\lambda-i$) döngüleri görülmektedir. Doğru akımla elde edilen döngünün içinde kalan alan hysisteresis kayıplarını gösterir. Eğer akımın frekansı artırılırsa, bu durumda bu döngünün genişlediği görülür. Magnetik akı yoğunluğunun tepe değerinde (\hat{B}_r) magnetik alan şiddeti H'nin daha büyük değere çıkması durumunda doymadan dolayı magnetik akı yoğunluğu (\hat{B}_r) artmayacaktır. Bu ise $\lambda-i$ döngüsünün yüksek frekansta \hat{i} akım eksenini doğrultusunda genişleyeceğini ancak $\hat{\lambda}$ doğrultusunda artış göstermeyeceğini gösterir.



Sekil 2. Magnetik Malzemedeki $\hat{\lambda}-\hat{i}$ döngüsü, hysisteresis döngüsü ve Girdap Akımlarının Etkisi



Şekil 3. Girdap akımlarının bir turu (i akımı azalırken).

Şekil 3. 'de bir toroid parçası görülmektedir. Örnek olarak ele alacağımız bu toroid üzerinde magnetik akı dağılımını inceleyelim. Eğer magnetik akıyı oluşturan i akımı azalır, magnetik akı yoğunluğunda da bir azalma gözlenecektir. Ancak magnetik alandaki bu azalma veya değişime karşılık Lenz kanununa göre magnetik malzeme içinde bu değişime karşıt olan sirkülasyon akımları oluşacaktır. Kesitin dış kısmındaki akıyı sadece i akımı etkilerken, merkezdeki akıyı i ve i_e akımlarının ikiside etkileyecektir. Merkezdeki akı yoğunluğu dış kısımdaki akı yoğunluğundan daha fazladır. Sirkülasyon akımlarının sonucu, etkilenen magnetik akı dolaylı olarak i akımı üzerine etkiyerek bir tür geri besleme yapacaktır.

Yukarıdaki durumda i akımı azalıyordu. Eğer i artmaya başlarsa, bu durumda magnetik aki yön değistirecektir. Bu yön değistirme durumunda sirkülasyon akımı i_c 'nin etkisi ile merkezdeki aki değişimi daha az olacaktır. Yüksek frekanslarda bu etki artar ve *magnetik deri olayı* denen akının merkezden dışa doğru artışı sözkonusu olur. Magnetik malzemedeki bu sirkülasyon akımlarına *girdap akımları* denir.

Girdap akımları magnetik malzeme içinde ısıya dönüşen girdap akımı kayıplarına yol açarlar. Aynı zamanda malzeme içindeki alan dağılımının homojen olmamasına neden olurlar.

Bu akımları azaltmak için iki yol vardır:

- Yüksek dirençli magnetik malzeme kullanımı ile girdap akımlarının genliği azaltılır. Bunun için malzemenin yapısına belirli bir oranda silikon yalıtkan malzeme ilave edilir.
- Akının geçtiği kesiti küçük parçalara bölüp bu parçalarda küçük genlikli girdap akımları oluşturmak mümkün olmaktadır. Bu alan dağılımını düzeltir ve Ri^2 kayıplarını azaltır.

$$\phi = B.A \quad (2.9)$$

A magnetik akının geçtiği kesit olmak üzere, aki-magnetik aki yoğunluğu ilişkisi (2.9) bağıntısı ile verilir. Faraday kanununa göre endüklenen gerilim:

$$e = \frac{d\phi}{dt} = A. \frac{dB}{dt} \quad (2.10)$$

dir. Girdap akımlarının geçtiği kesit A_1 , girdap akımlarının dolandığı ortalama yol l_1 ve malzemenin iletkenliği ρ_1 olsun. Bu durumda magnetik malzeme için girdap akımlarının karşılaştığı direnç aşağıdaki gibidir.

$$R_1 = \rho_1 \cdot \frac{l_1}{A_1} \quad (2.11)$$

R_1 direnci üzerinde 'e' gerilimi düşer ve bu durumda kayıp güç:

$$P_1 = \frac{e^2}{R} = \frac{A^2}{R} \cdot \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \quad (2.12)$$

olur. Değişken akımla oluşan akı yoğunluğu:

$$B = \hat{B} \cdot \sin \omega t \quad (D) \quad (2.13)$$

zamanda değişken olarak yazılır. Buradan:

$$\frac{dB}{dt} = \omega \cdot \hat{B} \cdot \cos \omega t = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \hat{B} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \quad (2.14)$$

$$\left(\frac{dB}{dt} \right)^2 = 4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 \cdot \cos^2 \omega t \quad (2.15)$$

$$P_g = \frac{A^2}{R} \cdot 4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 \cdot (\cos^2 \omega t) \quad (2.16)$$

şeklinde kayıp güç hesaplanır.

2.2.3 Asenkron Makinalarda Toplam Demir Kayıpları:

Asenkron makinaların stator çekirdeğindeki magnetik akının değişim hızı senkron hıza eşittir. Bu akı stator kaçak akıları ihmal edildiğinde hava aralığındaki akıya eşittir. Akı ile akı yoğunluğu arasında $\psi = B \cdot A$ ilişkisi vardır. Buradaki kesit (A)'i sabitelere ilave ederek stator demir kayıpları aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$P_{ks} = P_{hs} + P_{es} \quad (2.17)$$

- P_{ks} : stator demir kayıpları,
- P_{hs} : hysisteresis kayıpları,
- P_{es} : girdap akımı kayıpları.

$$P_{ks} = k_h \cdot f_s \cdot \hat{\psi}^2 + k_e \cdot f_s^2 \cdot \hat{\psi}^2 \quad (2.18)$$

Asenkron makinanın rotor akımlarının frekansı kaymaya bağlı olarak:

$$f_r = S \cdot f_s \quad (2.19)$$

şeklinde verilir. Bu durumda rotor çekirdek (demir) kayıpları, rotor kaçak akıları ihmal edilerek, hava aralığı akısından aşağıdaki gibi elde edilir.

$$P_{kr} = P_{hr} + P_{er} \quad (2.20)$$

P_{kr} : rotor demir kayıpları,
 P_{hr} : rotor hysisteresis kayıpları,
 P_{er} : rotor girdap akımı kayıpları.

$$P_{kr} = S \cdot f_s \cdot \hat{\psi}^2 + S^2 \cdot f_s^2 \cdot \hat{\psi}^2 \quad (2.21)$$

Stator ve rotor demir demir kayıplarının hava aralığı akısı, stator frekansı ve kaymaya bağlı toplam ifadesi aşağıdaki gibi verilir.

$$P_{kdemir} = k_h \cdot (1+S) \cdot f_s \cdot \hat{\psi}^2 + k_e \cdot (1+S^2) \cdot f_s^2 \cdot \hat{\psi}^2 \quad (2.22)$$

2.2.4 Demir Kayıplarının İrdelenmesi:

Demir kayıpları bilindiği üzere frekansla orantılı olarak artan hysisteresis kayıpları ve frekansın karesi ile orantılı olarak artan girdap akımı kayıplarından oluşmaktadır. Bu (2.22) bağıntısı ile verilmistir. Eğer hava aralığı emk'sı ile akı arasındaki bağıntı çıkarılırsa:

$$\hat{\psi} = \frac{\sqrt{2} \cdot E}{W} \quad (2.23)$$

olur. ($W=2.\pi.f_e$) göz önüne alınarak aşağıdaki işlemler yapılır.

$$P_{kdemir} = k_h (1+S) f_s \left(\frac{\sqrt{2}.E}{2\pi f_s} \right)^2 + k_e (1+S^2) f_s^2 \left(\frac{\sqrt{2}.E}{2\pi f_s} \right) \quad (2.24)$$

$$P_{kdemir} = \frac{k_h}{4\pi} (1+S).E^2/f_s + \frac{k_e}{4\pi} (1+S^2) E^2 \quad (2.25)$$

olarak toplam demir kayıpları ifade edilebilir. Bu (2.25) bağıntısında görüldüğü üzere, hava aralığı emk'sı ile doymanın olmaması durumunda elde edilen bağıntıda frekans bölen olarak gelmiştir. Dolayısıyla sabit hava aralığı emk'sı korunduğunda frekans artırılırsa demir kayıplarının azalacağı buradan gözükmektedir. Kayıplar hava aralığı emk'sının karesi ile artmaktadır.

$$P_{demir} = k'_h (1+S).E^2/f_s + k'_e (1+S^2).E^2 \quad (2.26)$$

Ek-1'de deneysel olarak hesaplanmış olan ele alınan laboratuvar makinası için:

$$k'_h = 0.013323$$

$$k'_e = 0.001284$$

olarak bulunmuştur.

Frekansın artması ile sürtünme kayıpları arttığı için k'_h ve k'_e hesaplanırken özellikle yüksek hızlardaki parametre elde deneylerinde kayma değeri dikkate alınmalıdır. Böyle bir işlem sonucu elde edilen yukarıdaki sabiteler yüksek doğrulukla sonuç vermektedir.

3. d-q EKSEN DÖNÜŞÜMLERİ

V_{as} , V_{bs} ve V_{cs} kaynak gerilimleri olmak üzere asenkron makinanın denklemleri a_s , b_s ve c_s stator sargı eksenlerinde rotor dönme açısı ve açısal hıza bağlı olarak yazılabilir. Eğer a_s , b_s ve c_s stator (durağan) sargı eksenlerinde yazılan bağıntılar q^s-d^s durağan eksenine dönüşüm işlemleri yardımıyla aktarılacak olursa /3/ denklem takımı rotor dönme açısı θ yı içermez ve sadece açısal hıza bağlı kalır. q^s-d^s durağan eksen sisteminin gerilimleri kaynak gerilimleri cinsinden aşağıdaki matrisel bağıntı ile verilir.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta-120^\circ) & \sin(\theta-120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta+120^\circ) & \sin(\theta+120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \\ V_{os}^s \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

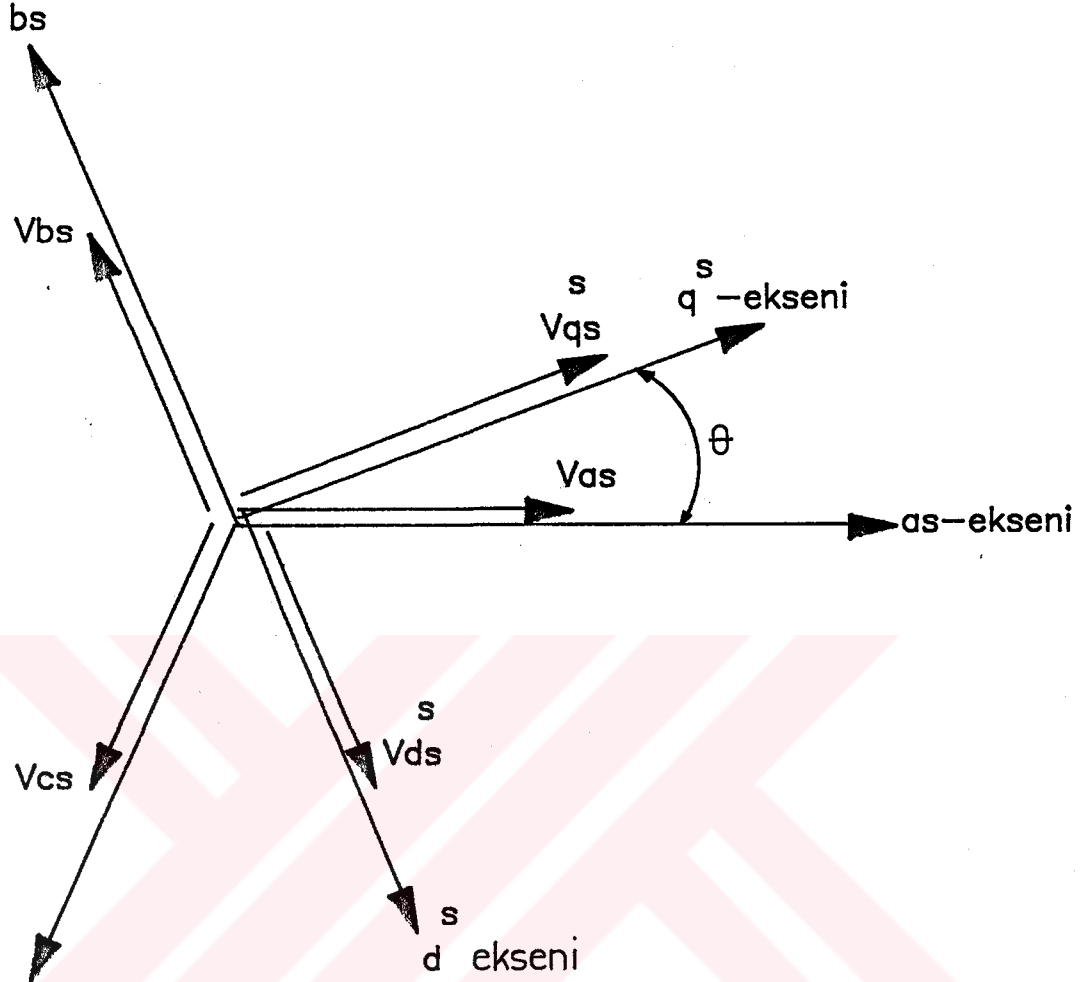
(26) bağıntısının her iki yanı dönüşüm matrisinin tersi ile çarpılarak ters dönüşüm :

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \\ V_{os}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120^\circ) & \cos(\theta+120^\circ) \\ \sin\theta & \sin(\theta-120^\circ) & \sin(\theta+120^\circ) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

biçiminde yazılabilir. Burada θ , a_s ile q^s arasındaki açıyı, V_{os}^s durağan eksen sisteminin sıfır bileşen gerilimini göstermektedir. V_{os}^s dengeli besleme durumunda oluşmaz. Ancak dönüşüm işlemleri için matrislerde yerleştirilir.

q^s , $\theta=0$ olacak biçimde seçilirse, a_s ve q^s eksenleri çakışır. Bu durumda gerilim ifadeleri aşağıdaki gibi sadeleşir.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

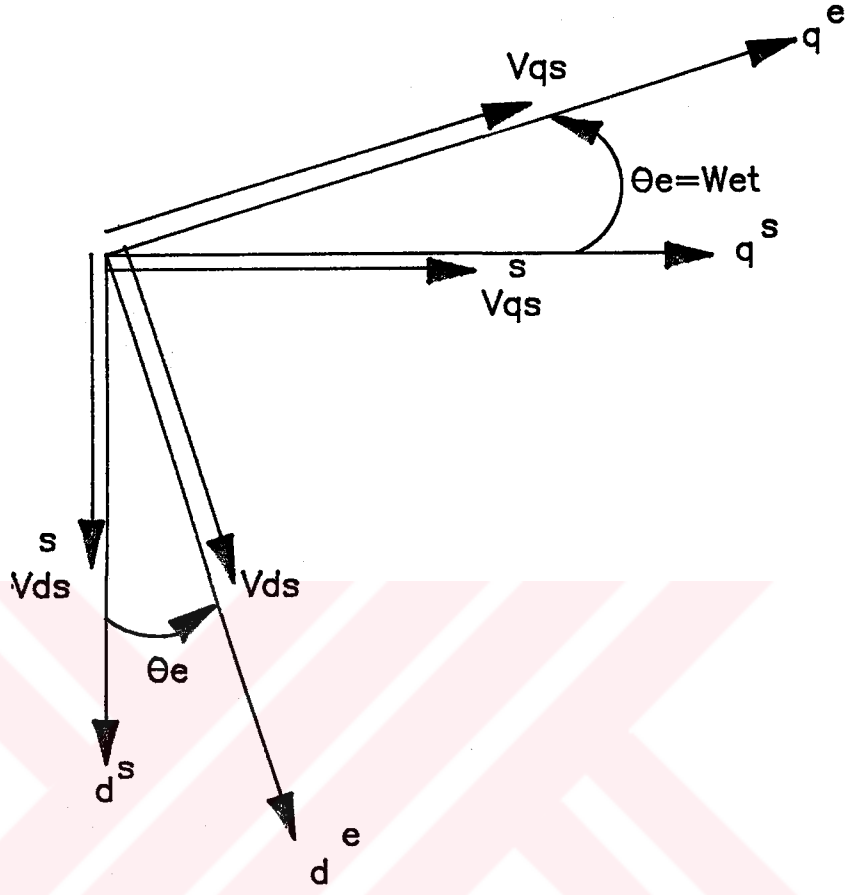


Şekil 4. Durağan as-bs-cs eksenlerinden durağan d -q eksenlerine dönüşüm

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & -1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Eğer sistem denklemleri senkron hızla dönen bir eksen sisteminde (Şekil 2) yardımıyla yazılmak istenirse, durağan d^s-q^s eksen gerilimleri ile senkron hızla dönen sistem gerilimleri arasında aşağıdaki ilişki kurulur.

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & -\sin\omega t \\ \sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (3.5)$$



Şekil 5. Durağan $d^s - q^s$ eksen takımından senkron hızla dönen $d^e - q^e$ eksen takımına dönüşüm

Eğer ters dönüşüm durumu düşünülürse:

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega_e t & \sin\omega_e t \\ \sin\omega_e t & \cos\omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^e \\ V_{ds}^e \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

yazılabilir.

Kaynak gerilimleri sinüs biçiminde ise, aşağıdaki bağıntılar çıkarılabilir.

$$V_{as} = \hat{V} \cdot \cos\omega_e t$$

$$V_{bs} = \hat{V} \cdot \cos(\omega_e t - 120^\circ)$$

$$V_{cs} = \hat{V} \cdot \cos(\omega_e t + 120^\circ)$$

Bu ifadeler (34) bağıntısında yerleştirilirse:

$$V_{qs}^s = \hat{V} \cdot \cos \omega t$$

$$V_{ds}^s = -\hat{V} \cdot \sin \omega t$$

elde edilir. (31) bağıntısı yardımıyla:

$$V_{qs} = \hat{V}$$

$$V_{ds} = 0.0$$

bulunur.

Burada V_{qs}^s ve V_{ds}^s 'nin zamanla değişen aa büyüklükler ve V_{qs} , V_{ds} 'nin ise zamanla değişmeyen da büyüklükler olduğu görülmektedir. Benzer ifadeler akım bileşenleri içinde yapılabilir ve akımlarında benzer karakteristikleri gösterdiği gözlenebilir.

3.1 SENKRON HIZLA DÖNEN EKSEN SİSTEMİNDE GERİLİM BAĞINTILARI

Senkron hızla dönen eksen sisteminde gerilim bağıntıları eşitli kaynaklarda /6,8,13,18 / dönüşüm işlemleri uygulanarak elde edilmiştir. Durağan sistemlerde stator sargılarında hareket e_{mk} 'sı oluşmadığı gözlenmektedir. Bu sistemde ise stator sargılarının acısal hızı ve birbirleri ile ortak endüktanslarına bağlı olarak oluşan bir e_{mk} oluşur. Burada göz önünde bulundurulacak diğer bir noktada birbirine dik olan sargılarda, diğer sistemlerde olduğu gibi, ortak endüktans etkisi gözükmez. Senkron hızla dönen eksen sisteminde gerilim bağıntıları:

$$V_{qdos} = R_s i_{qdos} + \omega_e \lambda_{qds} + P \lambda_{qdos} \quad (3.7)$$

$$V_{qdor} = R_r i_{qdor} + (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{qdr} + P \lambda'_{qdor} \quad (3.8)$$

şeklindedir. Akımların dik olması durumunda ortak endüktansın olmaması:

$$(\lambda_{qd0s})^T = [\lambda_{ds} - \lambda_{qs, 0}]^T \quad (3.9)$$

$$(\lambda_{qd0r})^T = [\lambda_{dr} - \lambda_{qr, 0}]^T \quad (3.10)$$

şeklinde tanımlanır. Gerilim ve akım matrisleri ise aşağıdaki gibidir.

$$[V_{qd0s}]^T = [V_{qs} \quad V_{ds} \quad V_{os}]^T, \quad [V'_{qd0r}]^T = [V_{qr} \quad V_{dr} \quad V_{or}]^T$$

$$[i_{qd0s}]^T = [i_{qs} \quad i_{ds} \quad i_{or}]^T, \quad [i'_{qd0r}]^T = [i_{qr} \quad i_{dr} \quad i_{or}]^T$$

Senkron hızla dönen eksen sistemindeki gerilimlerin aynı sistemdeki akımlarla aralarındaki matematiksel bağıntılar:

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_e \lambda_{ds} + p\lambda_{qs} \quad (3.11)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_e \lambda_{qs} + p\lambda_{ds} \quad (3.12)$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + p\lambda_{os} \quad (3.13)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} + p\lambda_{qr} \quad (3.14)$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} + p\lambda_{dr} \quad (3.15)$$

$$V_{or} = R_r i_{or} + p\lambda_{or} \quad (3.16)$$

Senkron hızla dönen eksen sisteminde akı bağıntıları aşağıdaki gibidir.

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + M. (i_{qs} + i_{qr}) \quad (3.17)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + M. (i_{ds} + i_{dr}) \quad (3.18)$$

$$\lambda_{os} = L_{ls} i_{os} \quad (3.19)$$

$$\lambda_{qr} = L_{ls} i_{qr} + M. (i_{qs} + i_{qr}) \quad (3.20)$$

$$\lambda_{dr} = L_{ls} i_{dr} + M. (i_{ds} + i_{dr}) \quad (3.21)$$

$$\lambda_{or} = L_{ls} i_{or} \quad (3.22)$$

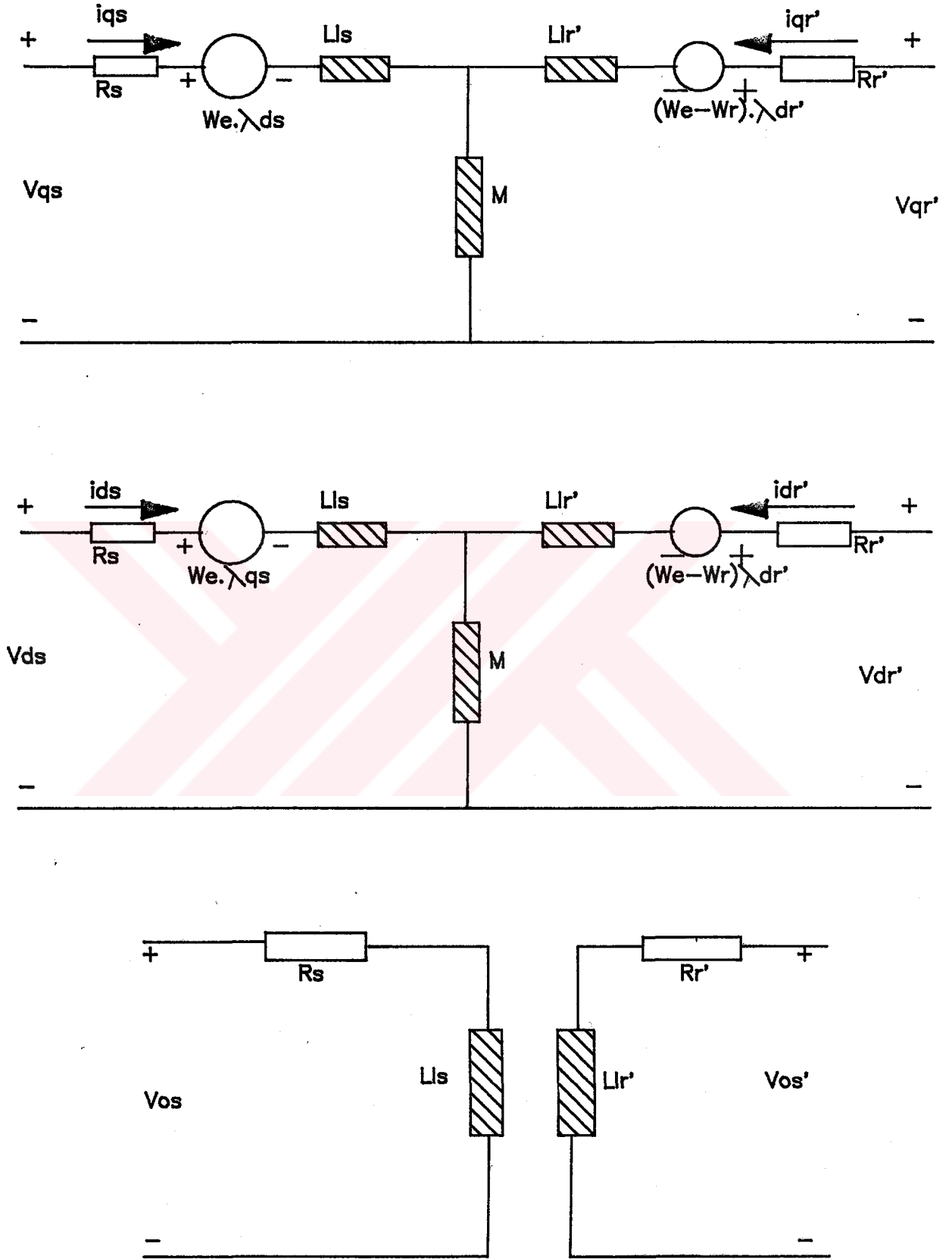
Yukarıda ifade edilen bağıntılar Şekil 6.'daki eşdeğer devrelerle gösterilir. /18/ Aynı zamanda gerilim, empedans ve akım matrisleri ilişkisi (3.23) bağıntısı ile verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{os} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \\ V_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s P & W_e L_s & 0 & M.P & W_e M & 0 \\ -W_e L_s & R_s + L_s P & 0 & -W_e M & M.P & 0 \\ 0 & 0 & R_s + L_s P & 0 & 0 & 0 \\ M.P & (W_e - W_r) M & 0 & R_r + L_r P & (W_e - W_r) L_r & 0 \\ -(W_e - W_r) M & M.P & 0 & -(W_e - W_r) L_r & R_r + L_r P & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r + L_r P & 0 & R_r + L_r P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{os} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{or} \end{bmatrix}$$

.....(3. 23)

Buradan moment bağıntısı aşağıdaki gibi elde edilir/6/.

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \cdot \left(\frac{P_o}{2} \right) \cdot (\lambda_{qr} i_{dr} - \lambda_{dr} i_{qr}) \quad (3.24)$$



Şekil 6. Üç Fazlı ASM'nin Senkron Hızla Dönen Eksen Sisteminde Eşdeğer Devresi.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot \left(\frac{P_o}{2}\right) \cdot (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (3.25)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot \left(\frac{P_o}{2}\right) \cdot M \cdot (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (3.26)$$

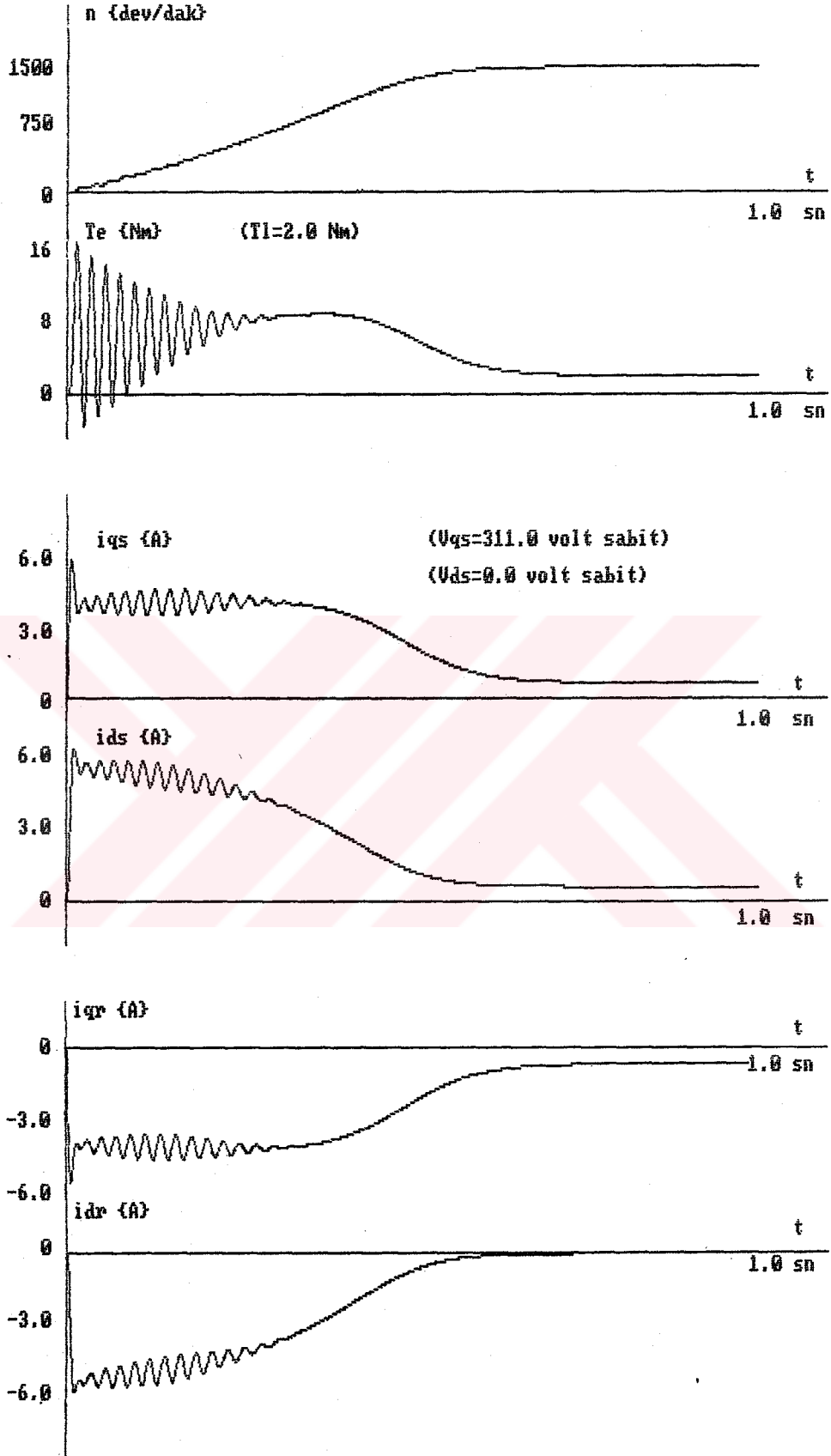
Yukarıda bir asenkron makinanın senkron hızla dönen eksen sisteminde elektriksel davranışını içeren bağıntılar çıkarılmıştır. Bu bağıntılarda dengeli üç fazlı şebeke gerilimi düşüncesi göz önüne alındığında daha önce bahsedildiği gibi sıfır bileşen eşdeğer devresi ve bileşenleri gözardı edilir ve (3.23) daki marifetli bağıntıda 3. ve 6. satır ve sütunlar ile (3.13), (3.16), (3.19) ve (3.22) bağıntıları işlemlerden çıkarılır. Sincap kafes rotorlu makina için $V_{qr} = 0$ ve $V_{dr} = 0$ 'dır. (P_o ; kutup sayısı)

Aşağıdaki mekanik denklem ile bir asenkron makinanın senkron hızla dönen eksen sisteminde dinamik davranış denklemleri çıkarılmış olur:

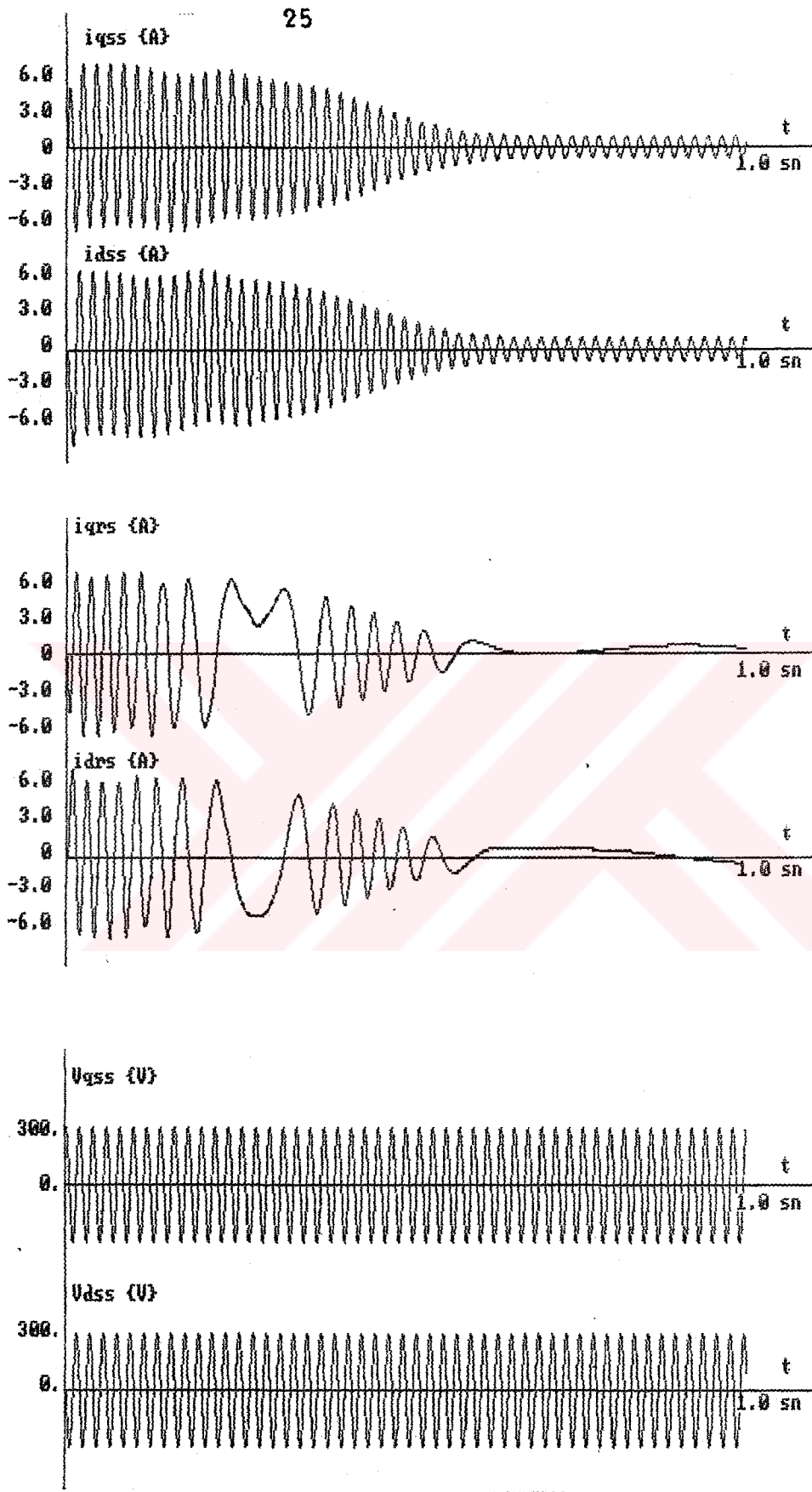
$$T_e - T_l = j \cdot \frac{dw_r}{dt} + \beta \cdot w_r \quad (3.27)$$

(j ; eylemsizlik moment sabiti, β ; sürtünme katsayısı)

Bir laboratuvar makinasının senkron hızla dönen eksen sistemindeki dinamik davranışını bir bilgisayar simülasyonu ile incelenmiş ve Şekil 7.'de zaman ekseninde mekanik ve elektriksel değişimler çizdirilmiştir. Aynı makinanın durağan eksen sistemindeki elektriksel değişkenlerinin zamanda değişimi aynı simülasyon kullanılarak Şekil 8'deki gibi elde edilmiştir.



Şekil 7. Asenkron Makinanın Senkron Hızla Dönen d-q Eksen Sisteminde hızın, Ürettiği Momentin ve Akımlarının Zamanla Değişimi.



Şekil 8. (Şekil 7.)'deki Akımların ve Gerilimlerin Durağan d-q Eksen Sistemindeki Değerleri

4. ASENKRON MOTORLARIN MODERN KONTROL YONTEMLERİ

4.1. ASENKRON MOTORLARIN STATİK KONTROL YONTEMLERİ

Asenkron makinelerin modern kontrol sistemleri iki temel kısımda incelenebilir. Bunlardan ilki asenkron makinanın sürekli durumda hız-moment özdeşlerinin stator ve rotor akım, gerilim ve frekanslarına göre değişimlerinde faydalanan sayısal kontrol metodlarıdır. İkinci olarak, asenkron makinanın hava aralığı akısının rotor dönme hızı ve kayma frekansını kullanarak, asenkron makineleri de makineleri gibi iki akım bileşeni ile kontrol eden vektör kontrol metodlarıdır. Bu metodlar daha sonraki bölümlerde incelenecektir.

Yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler frekans dönüştürücü olarak inverterlerin büyük güçlü sürücü düzeneklerde kullanılmasını mümkün kılmıştır. Statik dönüştürücü olarak tanımlanan inverterler thyristorların yanı sıra GTO ve MOSFET'ler kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Bu tür sistemler devinimli dönüştürücü aletlere göre daha ekonomik ve kullanışlıdır. Ayrıca elektronik ve otomatik kumanda sistemlerinin ikisinde kolayca kullanılmasına imkan sağlarlar.

4.1.1. Gerilim Beslemeli İnverter İle Kontrol:

a) Gerilim/Frekans Kontrol:

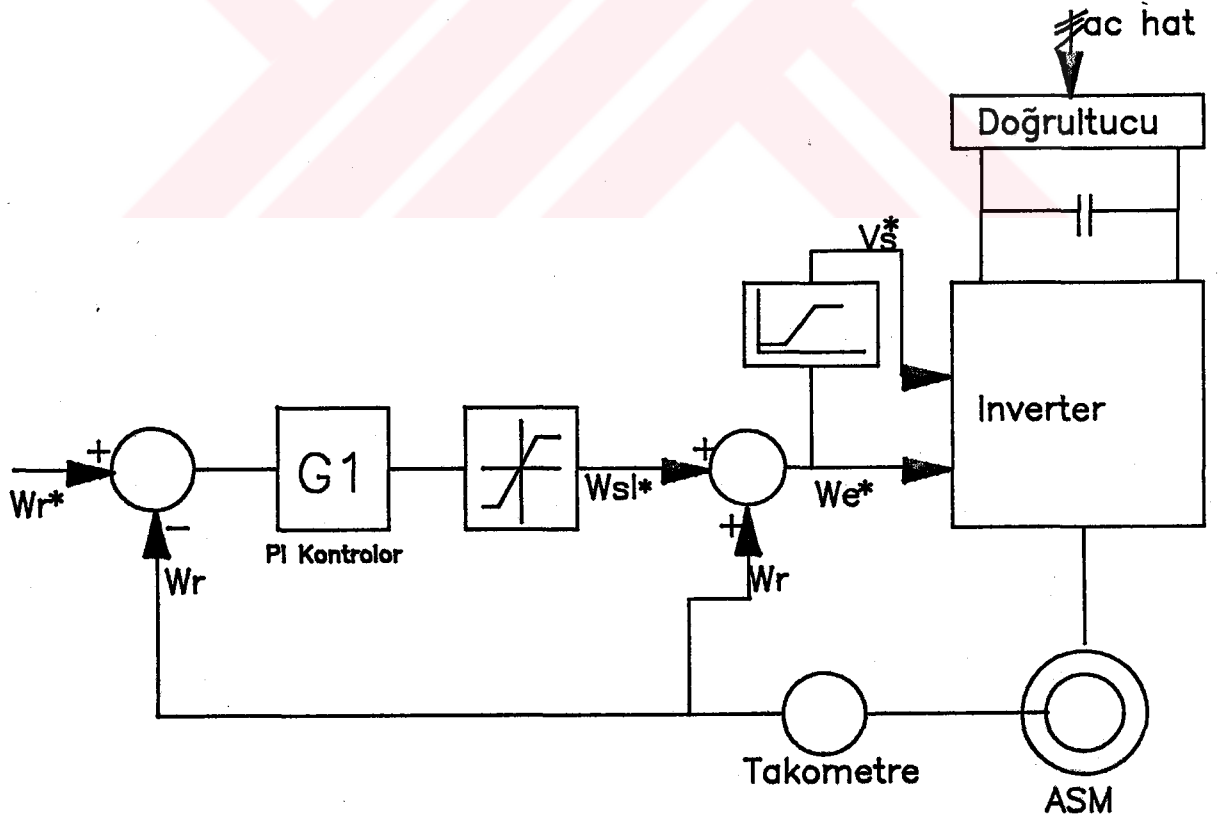
Gerilim/Frekans oranı makinanın akısını belirler. Eğer bu oran anma değerleri dikkate alınarak sabit tutulursa makinanın moment duyarlılığı en iyi değerinde olur. Sabit akı'da moment da, motorunda olduğu gibi stator akımı ile orantılı olacaktır.

Düşük hız bölgesinde, Gerilim/Frekans oranı hava aralığı akısı ile orantılı olmaz. Düşük hızda düşen gerilim

stator sargılarında yutulur. Momentin oluşması için gerekli akı değeri Gerilim/Frekans oranı büyütülerek veya minimum gerilim değeri ile stator gerilimi toplanarak elde edilir.

Anma hızın üzerinde, Gerilim/Frekans oranı, inverteri besleyen doğrultucu geriliminin doymaya gitmesinden dolayı sabit tutulamaz. Anma hızın üzerinde sabit kalacak gerilim değeri ile bu noktadan sonra sabit devrilme momenti bölgesinden çıkılıp, sabit güç bölgesine girilmiş olur.

Gerilim beslemeli inverterde sabit Gerilim/Frekans kontrol ilkesi açık çevrimli olarak gerçekleştirilebilir. Stator frekansını rotor hızı ve referans hız belirler. Gerilimin değeri stator frekansına ile akıyı belirleyen oranın çarpılması ile bulunur.



Şekil 9. Sabit Gerilim/Frekans Kontrolü İle Hız Kontrolü

Gerilim/Frekans kontrolün üstünlükleri:

- Açık çevrimli veya kapalı çevrimli olarak gerçekleştirilmesi,
- Makinanın kaçak reaktansı ve toplam endüktansının büyük olduğu durumlarda iyi sonuç vermesi ve buna ilaveten inverter elemanlarının iletim ve tıkama durumlarının kolayca belirlenip, gerçekleştirilmesi (kaçak reaktanslar gerilimdeki harmonikleri süzer ve akımın sinüs biçimine yaklaşmasına yardımcı eder.),
- Stator gerilim ve frekansının kolayca belirlenmesi (Her tür makina için kolayca uygulanıp sadece makina anma değerlerine gereksinim duyulması.),
- Sincap kafes veya bilezikli asenkron makinaların ikisinde de kullanılabilir.

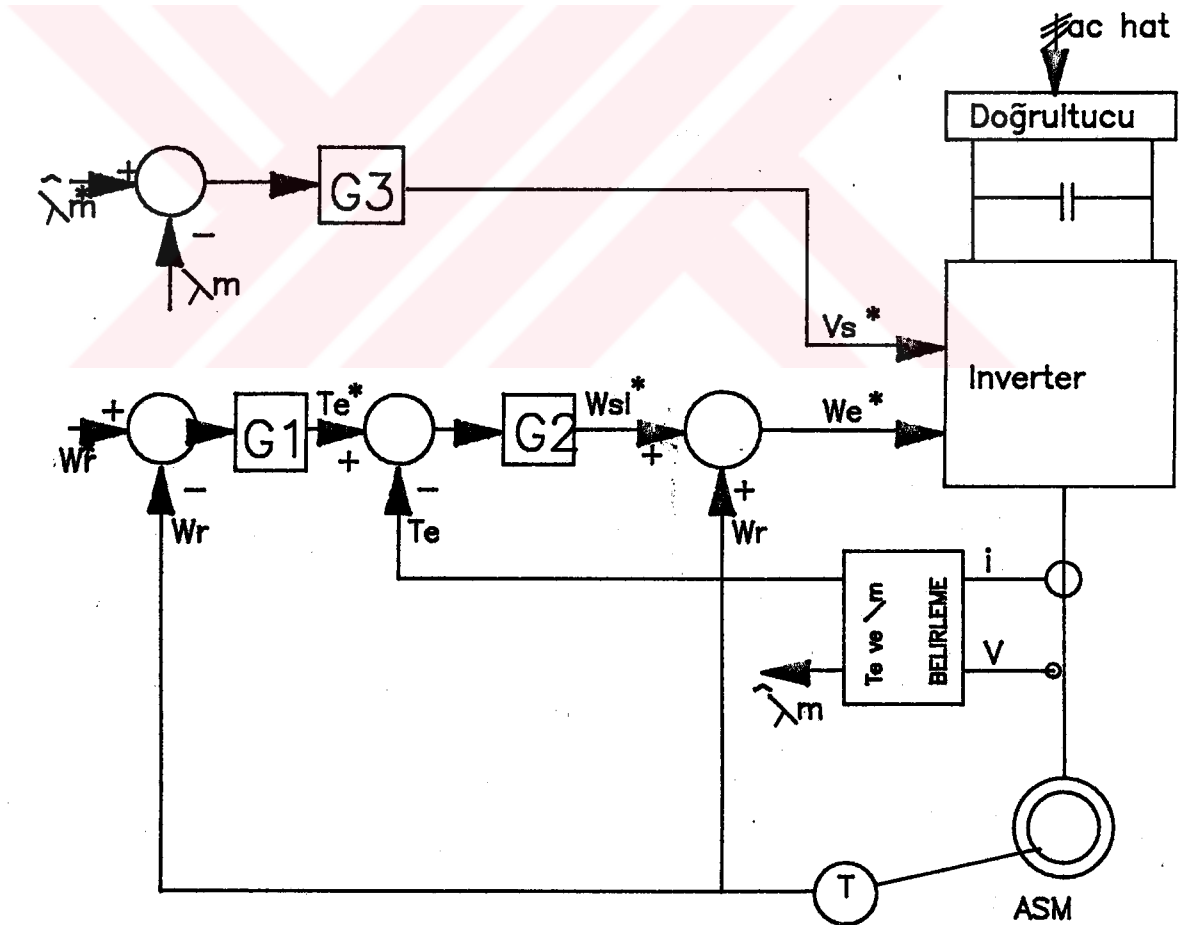
Gerilim/Frekans kontrolün sakıncaları:

- Hava aralığı akısı hakkında kesin bilgi vermezler, akı başıboş kalır.
- Sürücü düzeneğin verimi düşüktür. Hesaplamalar stator giriş büyüklüklerinden yapıldığından doyma ve harmonikler yeterince düzeltilemez. Dolayısıyla optimal kontrol için yeterince iyi değildir.
- Gerilim beslemeli inverter kullanıldığı ve PWM yapıldığı bu sistemde, hız-moment karakteristiğinin pozitif momentli iki çeyreğinde çalışılabilir. Diğer çeyrekte çalışabilmesi için ek düzeneklere ihtiyaç vardır.
- Anma hızın üzerinde PWM çalışma modu karedalga çalışma moduna döner.

b) Moment ve Akı Kontrol:

Yukarıda anlatılan Gerilim/Frekans kontroldaki akımın başıboş kalması problemi momentin ve akımın kontrolü ile çözülebilir. Bu sistem stator gerilim ve akım değerlerinden hava aralığı akısının ve o anki momentin yaklaşık belirlen-

mesi ilkesine dayanır. Belirlenen akı ve moment değerleri sırasıyla gerilim ve frekans çevrimlerine geribesleme olarak ilave edilir. Hava aralığı akısı ile referans akının karşılaştırılması sonucu elde edilen hata işaretinin entegrali stator gerilimini belirler. Bir takometre ile ölçülen rotor hızı ile referans hız karşılaştırılarak elde edilecek hata işaretinin entegrali gerekli moment işaretini verir. Bu referans moment işareti ile stator akım ve gerilimlerinden belirlenen moment işaretinin karşılaştırılması ile stator frekansının türevi bulunmuş olur. Alınacak bir entegral ile belirlenen stator frekansı inverteri kumanda eder (Şekil 10).



Şekil 10. Moment ve Akı Kontrol ile Hız Kontrolü.

Akı ve moment kontrolunda makina parametrelerinin sıcaklıkla değişimi sonucu istenilen duyarlılığa ulaşılamaz. Moment ve Akı değerleri stator gerilim ve akımların anlık değerlerinden dolayı bu değişkenlerdeki çok fazla olan ani sıçramalardan etkilenererek çok farklı değerlerle sonuçlanacak ani değişimlere sahip olurlar. Bunu önlemek için örnek alınan stator değişkenlerinin bir kaç filtreden gecirilerek işleme alınması gerekir.

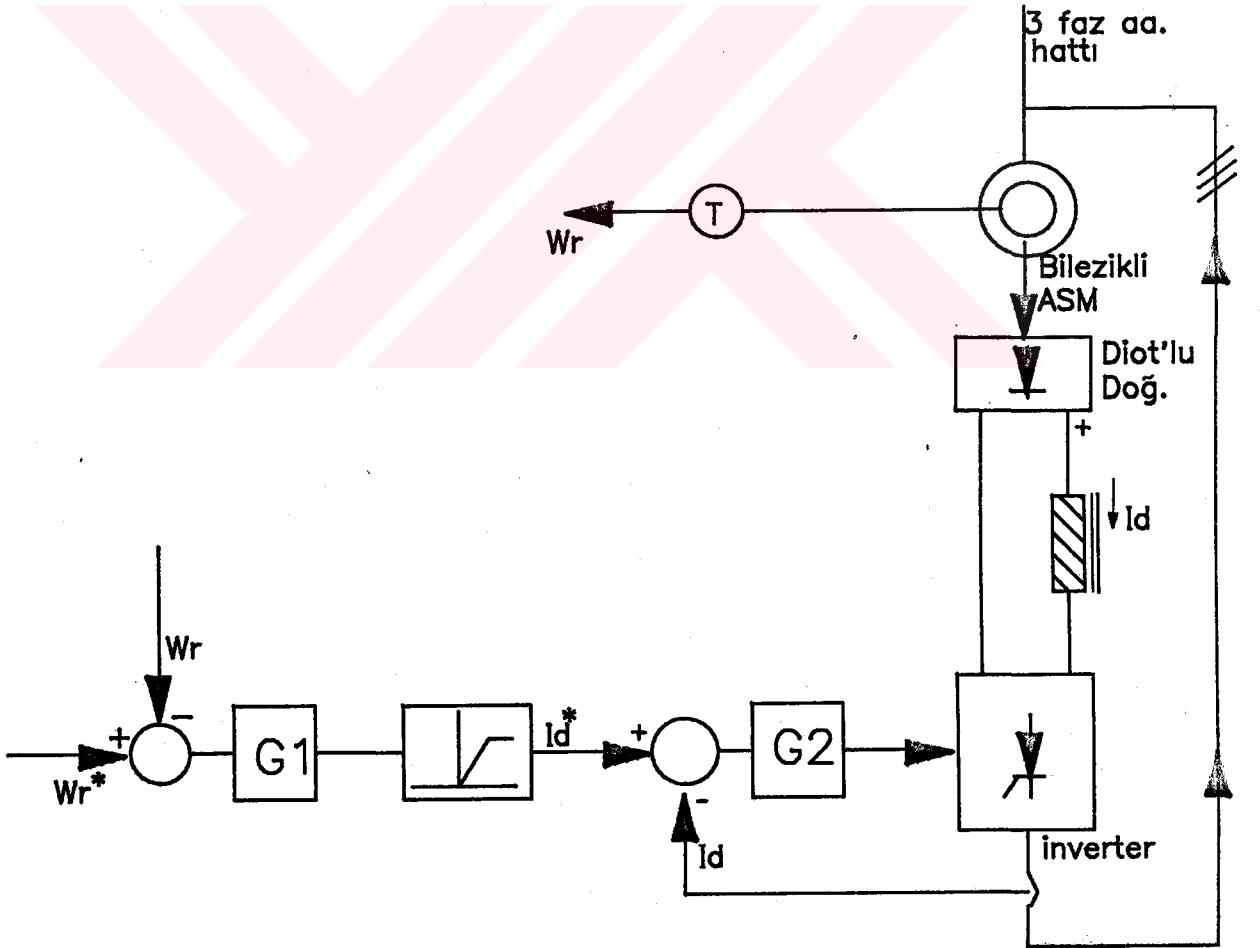
Akı ve Moment kontrol Gerilim/Frekans kontrolun getirdiği akının başıboş kalması durumunu önlediği gibi optimal kayma belirlenmesini sağlar. Doyma durumu kontrol edilebileceğinden makina parametreleri sadece sıcaklıkla değişecektir. Ancak bu sistemen gerçekleştirilmesi için makinanın anma değerlerinin bilinmesi yetmeyip, sargıların ortak ve kaçak endüktanslarının ölçülmesi gerekir. Gerilim/Frekans kontrole göre daha düşük hızlarda çalışabilir. Anma hızın üzerinde VSI karedalga üreteceğinden ve de akı düşeceğinden kontrol etkisiz kalır./8,12/

4.1.2 Kayma Gücü Geri Beslemesi ile Yapılan Kontrol: (SPR: Slip Power Recovery)

Kayma gücü geri beslemesi ile yapılan kontrol (SPR)'nin temel olarak bilinen iki şekli vardır. Bunlar *Kramer* ve *Scherbius* metodlarıdır. SPR'nin bu metodları statik sürücü elemanları ile kontrol edildiğinde *Statik Kramer* veya *Statik Scherbius* metodları adlarını alırlar. Bu tip sürücülerin çalışma karakteristikleri serbest uyarmalı da, motorların karakteristiklerine benzer olup kontrol şekli faz kontrollu doğrultucu da sürücü sisteme benzemektedir.

Hava aralığı akısı sabit olduğunda, moment doğrultulmuş rotor akımı I_d ile orantılıdır. I_d bir geri besleme çevrimi ile kontrol edilmektedir. Inverter çıkışındaki 60

Hz'lik alternatif akım I_d ile orantılı olduğundan akım trafosu ile 60 Hz'lik akım örneklenebilir. Sistemin kontrolü basit ancak, en büyük dezavantajı sadece bir çeyrekte kontrol edilebilir olmasıdır. Aynı zamanda sistem senkron hızın üzerinde bir hızda çalışmaz. Eğer hattan rotora inverter üzerinden de verilecek olursa makina senkron motor olarak çalışır. Statik Kramer sürücüde inverterden verilecek da. değeri doğrultucu ile ters kutuplu olacağından doğrultucu üzerinden kısadevre olacak ve rotor sargılarından geçmeyecektir. Böylece senkron motor çalışma durumu SPR'de ancak statik Scherbius sürücü için mümkün olacaktır/6/.



Şekil 11. Statik kramer sürücü ile hız kontrolü.

Büyük güçlü sistemlerdeki pompa, vinç, kompresör, gibi nominal hızın $1/2$ ' si ile nominal hız arasında hız ayarına ihtiyaç gösteren sürücü düzeneklerde kullanılan SPR kontrolün üstünlükleri ve sakıncaları aşağıda çıkarılmıştır.

SPR kontrolün üstünlükleri:

- . Yükleme kapasitesi bakımından, asenkron makinanın bilinen çıkış gücünden daha büyük güçlere çıkılabilir.
- . Kesin güç faktörü düzeltilmesini gerçekleyebilir.
- . Sadece kayma gücü ele alındığında, rotor tarafında düşük gerilimlerde çalışılacağından kontrol elemanları için kullanılacak elemanların seçiminde düşük gerilimlerde çalışan elemanların kullanılmasına imkan sağlar.
- . Rotor tarafından yapılacak hertürlü optimizasyon tekniğinin uygulanmasına imkan sağlar (Optimal kayma, optimal güç faktörü gibi)/10/.

SPR kontrolün sakıncaları:

- . Nominal hızın altında ve nominal hıza yakın bölge dışında kullanılamaz.
- . Moment-Hız karakteristiğinin sadece bir çeyreğinde çalışabilirler.
- . Rotoru bilezikli motorlar dışında kullanılamaz.
- . SPR kontrolde dikkat otor devresi üzerindedir; fakat stator devresi giriş büyüklükleride sistemin davranışı üzerinde etkili olduğundan, gerilim veya akım beslemeli inverterli sürücü düzeneklerinden daha karmaşık bir çalışma sistemine sahiptir.
- . SPR kontrolde d-q modeli kullanışlı değildir. Sistemdeki aktarım olaylarını gözlemek ve "overlap" olan durumları belirlemek inverter ateşleme işareti için gereklidir. Diyotların devrede oldukları durumları durumlar inverter elemanlarının iletim ve tıkama anlarındaki akım durumları inverter elemanlarının iletim ve tıkama anlarındaki akım durumları mutlaka

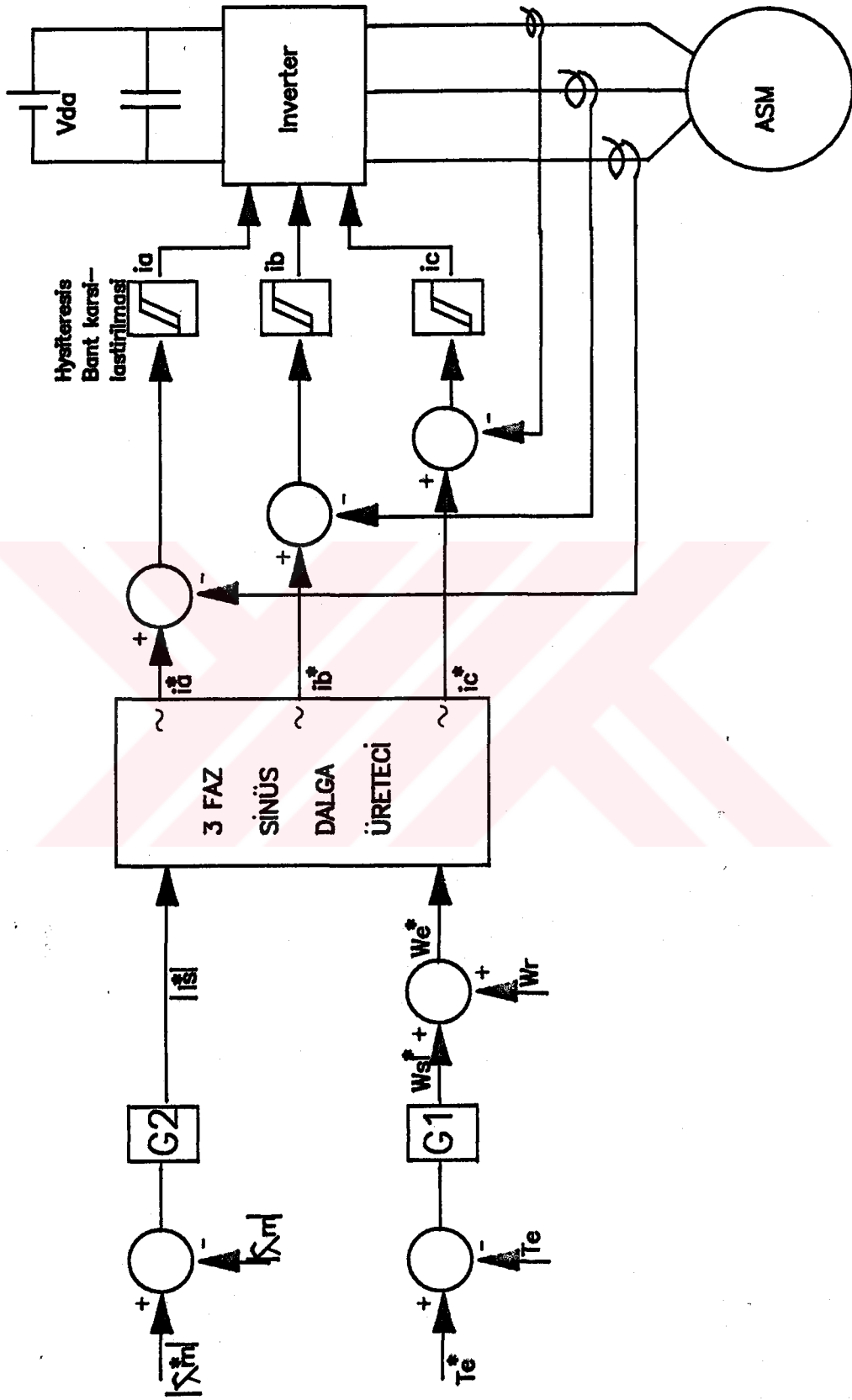
belirlenmelidir. Bu ise ancak a-b-c eksen sisteminde olur. Bilindiği üzere a-b-c eksen sisteminde rotor dönme açısı θ_r ve rotor hızı ω_r 'ye bağlı olarak elde edilen a-b-c eksen sistemindeki empedans matrisi 6×6 boyutundadır. Her küçük zaman adımında yapılacak sayısal iterasyon için bu matrisi çözmek zordur.

- Enerji rotor devresinden stator devresine aktarılırken işlem anlaşılabilir olmasına rağmen ara işlemleri pek çok karmaşıklık içerir. (Örneğin, rotorun açık devre olması durumunda gerilim kaynağı gibi davranır. Aşırı derecede büyük olan komutasyon empedansı ile motorun stator, rotor ve mıknatıslanma reaktansı "overlap" 'a neden olur.)/2,6,10,12/

4.1.3. Akım Kontrollü PWM İnverter Sürücü İle Kontrol:

Akı kontrol döngüsü ile inverter geriliminin kontrolü yerine stator akımı kontrol edilebilir. Akım kontrol özelliği GTO ve thyristor'lü inverterler için önemlidir; çünkü geçici akım artışı komutasyonun kaybolmasına neden olur. Bu transistörler için ise akımın geçici artması durumunda düşük olan transistör geçici akım sınır değerinin aşılması için önemlidir. Akım kontrol çevrimi işaretini kayma işaretinden bir fonksiyon üreticisine doğru hava aralığı akısını dolaylı olarak kontrol etmek için üretilir. Bu kontrol akı geribesleme işaretini ortadan kaldırır. Bir bang-bang akım kontrolü kullanılarak gerçekleştirilen akım kontrollü PWM inverter Şekil 12.'de gösterilmiştir.

Sürücü sistem elektrikli taşıt tipi uygulamalarda kullanılabilir. Böyle bir sistemde hız kontrol yerine moment kontrol gereklidir ve enerji regenerasyon esnasında kaynağa geri verilir. Akı kontrol çevrimi stator akım işaretinin bileşenini üretir ve frekans işaretini moment kontrol döngüsü ile üretilir. Stator akım işaretini ve frekans işaretini ile bir



Şekil 12. Bang-Bang akım kontrolü PWM inverter sürücü.

üç fazlı sinüs üretici tarafından üç faz için gerekli referans akım işaretleri üretilir. O an makina tarafından çekilen faz akımları algılanır, hysteresis band aralığında karşılaştırma işleminden sonra tetikleme işareti olarak dış kilitleme devresine gönderilir./12/

Akım Kontrollü PWM İnverter sürücünün üstünlükleri:

- Komutasyon devreleri basit ve thyristörlü statik devreler rahata kullanılabilir. Büyük güçlü sistemler için uygundur.
- Anlık arızalar inverterin devre dışı kalmasına neden olmaz, sadece momentin anlık kaybı söz konusudur.
- Yüksek esneklikte yapılabilir.

Akım Kontrollü PWM İnverter sürücünün sakıncaları:

- Birden fazla sistemlerin kontrolü için akım beslemeli PWM inverterlerin kullanılması uygun değildir.
- Sistemin modellenmesi ve gerçekleştirilmesi kolay ancak meydana gelebilecek olayların simüle edilmesi zordur.

4.2. ASENKRON MOTORLARIN DİNAMİK KONTROL YÖNTEMLERİ

Gerilim, akım ve frekans asenkron makinanın temel kontrol değişkenleridir. Bir gerilim beslemeli sürücü sistem göz önüne alındığında moment ve hava aralığı akısının her ikisinde gerilim ve frekansa bağlıdır. Bu bağlaşma etkisi asenkron makinanın hız cevabının yavaş olmasına neden olur. Örneğin frekansın artması ile moment artıyorsa, o zaman akı azalmaya başlar. Bu azalan akı ek bir kontrol çevrimi ile tekrar eski değerine çıkartılmalıdır. Bu arada akının geçici düşüşü kaymaya bağlı olarak moment duyarlılığını azaltır ve hız cevap süresini uzatır./6,15,22/

Yukarıdaki sınırlamaların üstesinden gelebilecek, hızlı cevap verebilen iki tür sürücü düzenek geliştirilmiştir. Bunlar:

- .Vektör Kontrol(Alan uyumlu Kontrol),
(*Field Oriented Control*)
- .Açı Kontrolu,

dur. Her üç sistemde referans frekansındaki değişimde üretilen momenti anlık olarak kontrol eder. Bunun için moment açısı, kayma açısı ve kayma frekansını belirlenen bir değerde tutmak için giriş büyüklükleri hesaplanır ve giriş terminaline zorunlu komut gönderilir. Bu büyüklükler giriş terminalinde makina büyüklüklerine dönüştürülerek makina kontrol edilir/19/.

Yukarıda anlatılan kontrol yöntemlerinden Açı Kontrol yöntemi R. KRISHNAN (ve arkadaşları /19/) tarafından en basit yoldan, açık evrimli olarak değişen frekansın anlık değerinin belirlenmesi olarak tanımlanmıştır.

Açı kontrol metodu konusunda diğer bir çalışma M. AKAMATSU /1/ tarafından yapılmıştır. M. AKAMATSU hızlı cevap verebilen sürücü sistemleri iki sınıfa ayırmıştır. Bunlar vektör kontrolü ve açı kontrolüdür. Dinamik karakteristik bakımından en iyi karakteristiğe Vektör kontrolde ulaşıldığını ancak uygulanabilirlik bakımından akı vektörünün yön ve şiddetinin belirlenmesindeki güçlüklerden dolayı bu metodu tercih etmemiştir. Akı sensörleri ile yapılacak vektör kontrolün sıfır hız civarı dışında yüksek verimlilikte gerçekleştirilebileceğini önermiştir. M. AKAMATSU açı kontrolünü, açısız kayma hızının ve akım vektörünün koordinat kontrolünü açısız ilişkilere dayanarak yapılması şeklinde tanımlamıştır.

R. KRISHNAN ve M. AKAMATSU açk kontrol metodunda aŖağıdaki ilkelerde birleŖmiŖlerdir.

- . Açk kontrolu açk çevrimli olarak kolayca gerçeklenebilir.
- . Yüksek moment/akım (torque/amper) oranı elde edilir.
- . Sıfır hız civarında çalışılabilir.
- . Sistem magnetik doyma ve sıcaklıktaki değişmelerden etkilenen makina parametrelerindeki değişimlerden etkilenerek doğruluktan sapar.

Vektör kontrol metodu dinamik davranıŖ karakteristiği bakımından en iyi sürücü sistemdir. Moment-Hız karakteristiği serbest uyartımlı da. motorun karakteristiğine benzemektedir. Bu tür sürücü düzeneği ilk kez K.HASSE /9/ tarafından 1969 yılında dolaylı vektör kontrolu geliştirilmiştir. Bundan üç yıl sonra F.BLACHKE /4/ tarafından direkt vektör kontrolu geliştirilmiş ve yayınlanmıştır.

Vektör kontrol metodunun seçilmesi için aŖağıdaki belirleyici ilkeler göz önüne alınır.

- . Hızlı kontrol esaslı, yüksek güç ve verim gereken sürücü düzeneklerde kullanılabilir.
- . Hızlı cevap verebilen sürücü düzenekler içinde da. makinasının dinamik karakteristiğine en yakın çalışma gösteren sürücü sistemdir. Üretilen moment tek bir akım bileŖenine bağlıdır.
- . Hız-Moment çalışma düzleminde dört çeyrekte çalışabilir. Hız geçiŖleri düzgündür ve gerektiğinde makinanın kalkıŖ ve durma anlarında ivme kontrol edilebilir.
- . Devrilme momenti tanım olarak sözkonusu değildir. Makinanın maksimum değerleri aŖılmadıęı sürece moment üretimi her hızda maksimum seviyede tutulabilir.

- Doyma bölgesindeki moment üretimindeki doğrusal olmayan değişmeyi en iyi karşılayan ve akıdaki azalmayı moment akımı ile karşılayan bir sistemdir. Bu diğer sürücülerden daha iyi moment cevabına sahip olduğunu gösterir.
- Konum kontroluna imkan sağlar, servo sistemlerde rahatça kullanılabilir.

Yukarıda anlatılan özelliklerinden dolayı vektör kontrol metodu vinç, asansör, elektrikli taşıt, fan, pompa, presleme, hızlı konum kontrollü bilgisayar uygulamaları ve benzeri pek çok sistemlerde kullanılabilir. Sistemin optimizasyonu ile verim yükseltildiğinde kullanımı daha cazip bir hale gelecektir/15,17,27/.

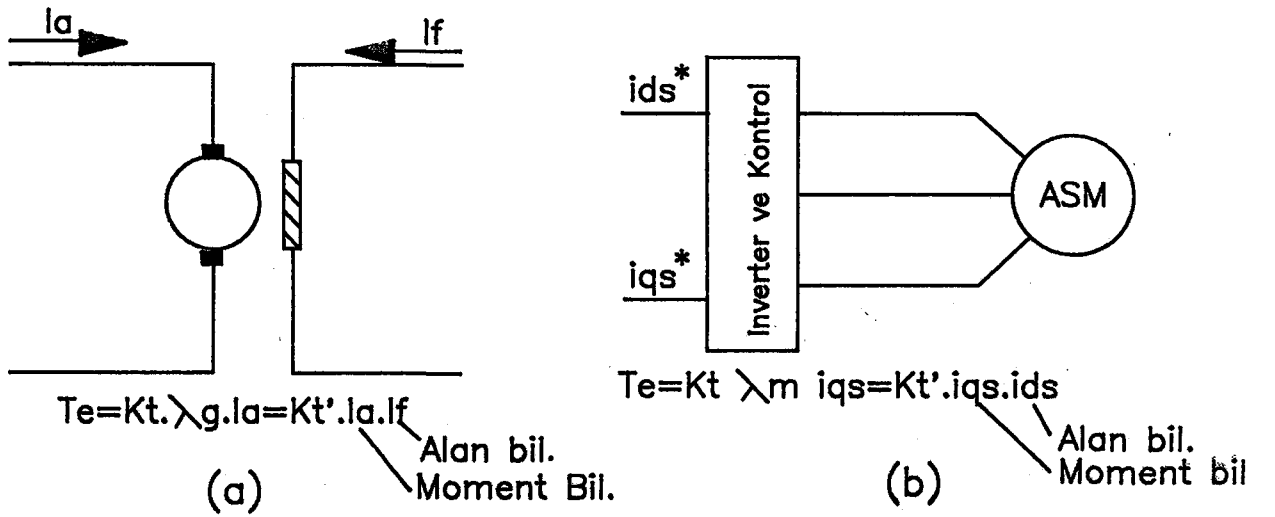
5. ASENKRON MOTORLARIN VEKTOR KONTROL YONTEMLERİ İLE KONTROLU

5.1 VEKTÖR KONTROL METODLARININ DA MAKİNASI BENZETİMİ İLE TANIMLANMASI

Bir da makinasında endüvi reaksiyonu ihmal edildiğinde moment aşağıdaki gibi yazılır.

$$T_e = K_t' \cdot I_f \cdot I_a \quad (5.1)$$

Burada I_a endüvi akımı, I_f uyarma akımıdır. I_a ve I_f bağımsız veya diğer bir deyişle ortogonal vektörler olarak düşünülebilir. Normal uygulamada alan akımı I_f anma değerine çıkartılır ve moment endüvi akımı I_a 'nın değiştirilmesi ile ayarlanır. I_f akımı veya karşı düşen alan akısı, endüvi akımı I_a 'dan ayrıştırıldığında moment duyarlılığı geçici ve sürekli çalışmalarda maksimum kalmaktadır. Eğer üç fazlı asenkron makinanın dinamik deklemleri "senkron dönen eksen

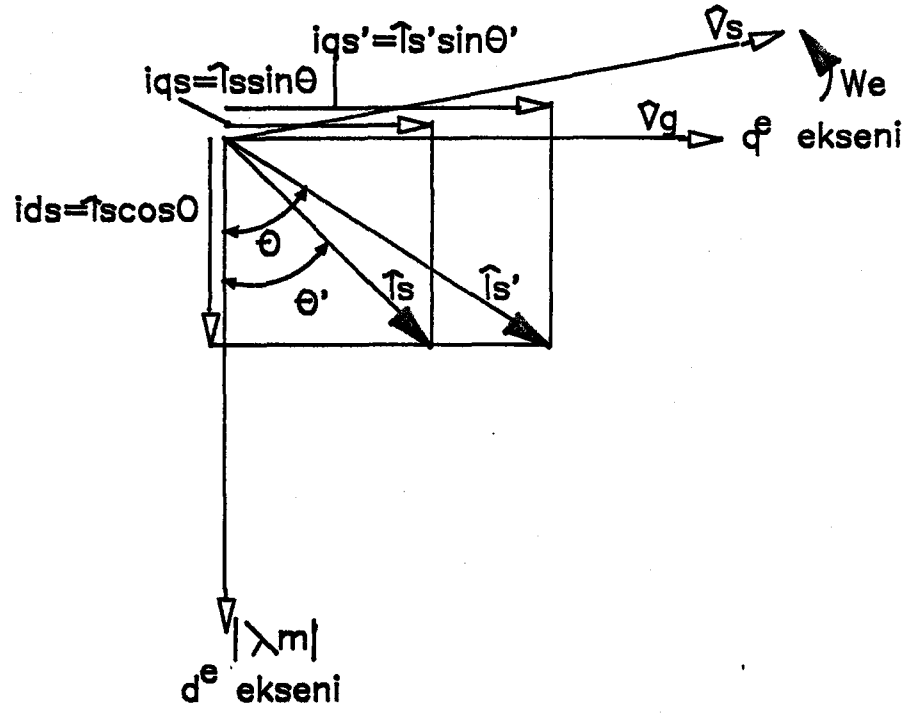


Şekil 13. Vektör Kontrol Metodunda da. Makinası İla ASM Benzetimi

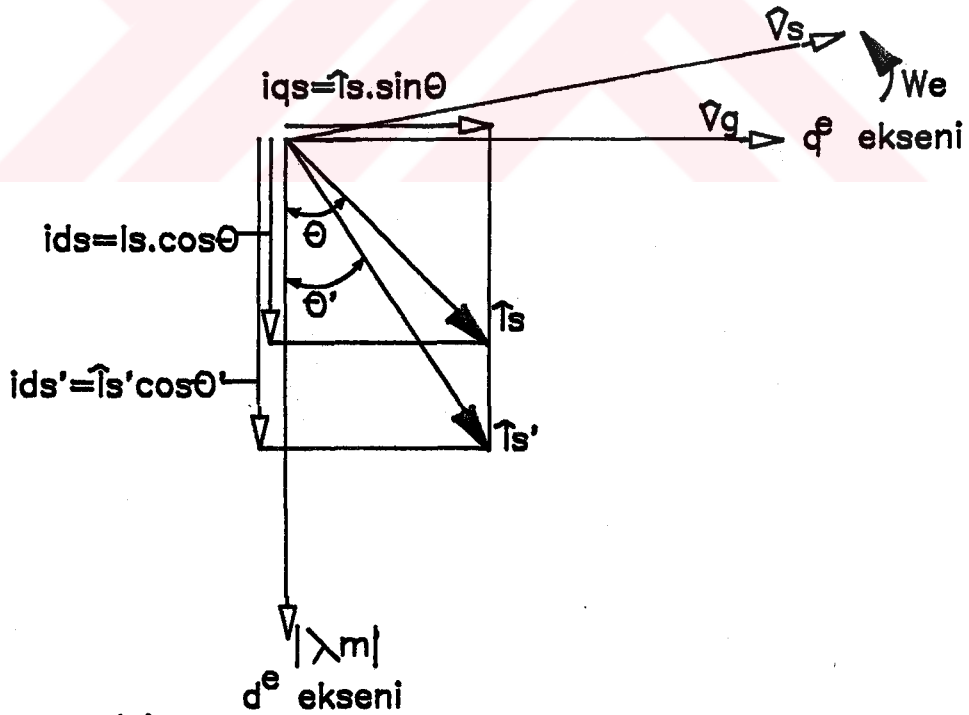
takımında" kurulduğunda, elde edilen da büyüklüğündeki akım ve gerilimler göz önüne alındığında kontrolün bu şekli ASM'lerde de uygulanabilir. Şekil 13'de iki kontrol girişi (i_{ds}^* ve i_{qs}^*) inverter ve inverterin kontrolü ile asenkron makina gösterilmiştir. i_{ds} ve i_{qs} sırasıyla boyuna(direct) ve enine(quadratik) ekseninde stator akım bileşenleridir ve her ikisinde senkron hızla dönen eksen sisteminde tanımlanmışlardır. Vektör kontrol metodunda da makinasında olduğu gibi i_{ds} alan akımı I_f 'ye ve i_{qs} endüvi akımı I_a 'ya karşı düşmektedir. Bundan dolayı moment aşağıdaki gibidir.

$$T_e = K_f \cdot |\hat{\lambda}_m| \cdot i_{qs} \quad (5.2)$$

i_{ds} ve i_{qs} 'nin temel düşüncesi senkron hızla dönen $d^{\circ}-q^{\circ}$ referans sisteminde fazör diyagramlar yardımıyla Şekil 14.'de açıklanmıştır. Basitleştirme için rotor kaçak endüktansları ihmal edilmiştir. Fazör diyagram hava aralığı gerilimi \hat{V}_g ile q° eksenine ile çakışmış olarak çizilir. Stator akımı \hat{I}_s , \hat{V}_g gerilimini $(90-\theta)^{\circ}$ lik açı ile takip eder. $i_{qs} = \hat{I}_s \cdot \sin\theta$ bağıntısı ile \hat{V}_g ile aynı fazdadır. Benzer şekilde $i_{ds} = \hat{I}_s \cdot \cos\theta$ bağıntısı ile \hat{V}_g ye dik fazdadır. i_{qs} stator akımının aktif bileşenidir ve momente karşı düşer. Dolayısıyla $\hat{V}_g \cdot i_{qs}$ çarpımı hava aralığındaki aktif gücü ifade etmektedir. i_{ds} stator akımının reaktif bileşenidir ve hava aralığında $\hat{\lambda}_m$ 'i oluşturmak için gereklidir. $\hat{V}_g \cdot i_{ds}$ çarpımı hava aralığından aktarılan reaktif gücü ifade eder. Fazör diyagramdan, hava aralığında oluşturulmuş moment (5.2) bağıntısında olduğu gibi elde edilmiş olur. Moment bağıntısı da makinasındakine özdeştir. i_{ds} ve i_{qs} bağımsız ve dik bileşenler olup serbestçe değiştirilebilmektedirler. Normal işlem için, bir da. makinadaki gibi i_{ds} sabit tutulmakta ve moment i_{qs} akımı ile değiştirilmektedir. Bu duruma karşılık olarak \hat{I}_s 'nin kutupsal konumu şekilde gösterildiği gibi \hat{I}_s durumuna gelir. Vektör kontrol hem kutupsal hemde kartezyen koordinatlarda gerçekleştirilebilir.



(a) Moment bileşeninin artırılması



(b) Aki bileşeninin artırılması

Şekil 14. Direkt(doğrudan) Vektör Kontrolde Fazör Diagramlar
(Değerler Tepe Değerdır.)

Vektör kontrol metodunun uygulaması ilke olarak Şekil.15 yardımıyla açıklanabilir. Burudu inverter gösterilmiş ve kontrol elemanı tarafından üretilen referans işaretlere karşılık gelen i_a , i_b ve i_c ideal faz akımlarının üretileceği varsayılmıştır. Makina modeli sağ başata gösterilmiştir.

Faz akımları i_a , i_b ve i_c Üç faz/İki faz dönüşümü ile i_{qs}^s ve i_{ds}^s durağan referans sistemindeki akım bileşenlerine dönüştürülür. Bunlar şekilde gösterildiği gibi daha sonra senkron hızla dönen referans eksen sistemine $\cos \omega_e t$ $\sin \omega_e t$ birim vektörleri tarafından kullanılarak dönüştürülürler. Bu işlem makina modeline uygulamadan önce yapılır. Kontrol elemanı ters dönüşümün iki örneğini oluşturur öyleki; kontrol değişkenleri i_{ds}^* , i_{qs}^* ve makina değişkenleri i_{ds} , i_{qs} 'dir. Birim vektörler, $\hat{\lambda}_m$ ile i_{ds} 'nin ve \hat{V}_g ile i_{qs} 'nin çakışmasını sağlar. Dikkat edilirse dönüşüm ve ters dönüşüm dinamik terimler içermemektedir. Bu yüzden i_{ds} ve i_{qs} 'ye verdiği yanıt anlıktır.

Sistemin dinamik davranışı ayırık kontrole bağlıdır. Normal makinada devrilme momentine bağlı olarak elde edilen kararlılık burada her noktada elde edilebilir/6/.

5.2. DOĞRUDAN VEKTÖR KONTROL YÖNTEMİ

Bir akım kontrollü PWM (Pulse Width Modulated) inverter için vektör kontrol metodunun temel blok diyagramı Şekil 15'de gösterilmiştir. Referans kontrol değişkenleri i_{ds}^* ve i_{qs}^* doğru akım değerli büyüklükler olup, gösterildiği gibi akı işaretinden üretilen $\cos \omega_e t$ ve $\sin \omega_e t$ 'nin yardımı ile durağan referans sistemine dönüştürülürler. Elde edilen durağan sistem işaretleri (i_{ds}^s ve i_{qs}^s) daha sonra inverter için esas olan faz akımlarına karşılık düşer. Dönüşüm bağıntıları kutuların içinde gösterilmiştir. Bir akı kontrol çevrimi düzenli akı kontrolü için ilave edilmiştir. i_{qs}^* akımı bir moment kontrol çevriminden üretilir. Buna ilave olarak genelde hız kontrolü için bir dış hız kontrol çevrimine bağlı olarak da üretilebilir. i_{qs}^* bir da. büyüklük olup negatif moment için negatif değer alır. Fazör diyagram negatif i_{qs}^* için fazı ters dönmüş olur (Şekil 13).

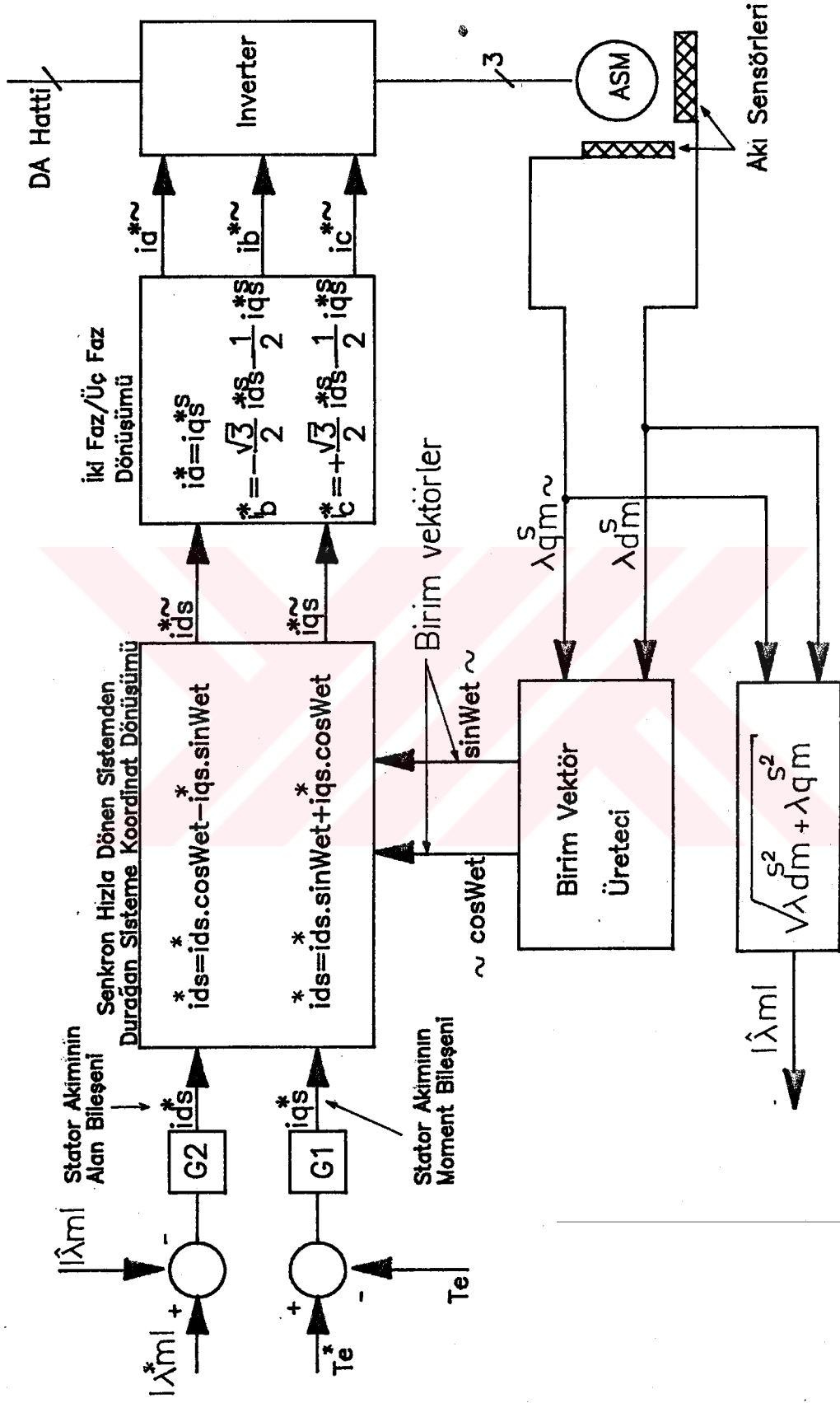
Doğrudan kontrol metodu hava aralığı akılarından birim vektör işaretlerinin üretimine bağlıdır. Durağan referans eksen takımı büyüklükleri olan λ_{dm}^s ve λ_{qm}^s doğrudan veya stator akım ve gerilimlerinden kestirilerek ölçülebilir. Bu akı değerlerinden faydalanılarak üretilen birim vektörler kullanılarak i_{qs} ve i_{ds} akımları sırasıyla q° ve d° senkron hızla dönen referans eksenleri ile çakıştırılırlar.

Akı vektörleri arasında aşağıdaki bağıntılar yazılabilir.

$$|\hat{\lambda}_m| = \sqrt{\lambda_{dm}^2 + \lambda_{qm}^2} = \sqrt{(\lambda_{dm}^s)^2 + (\lambda_{qm}^s)^2} \quad (5.3)$$

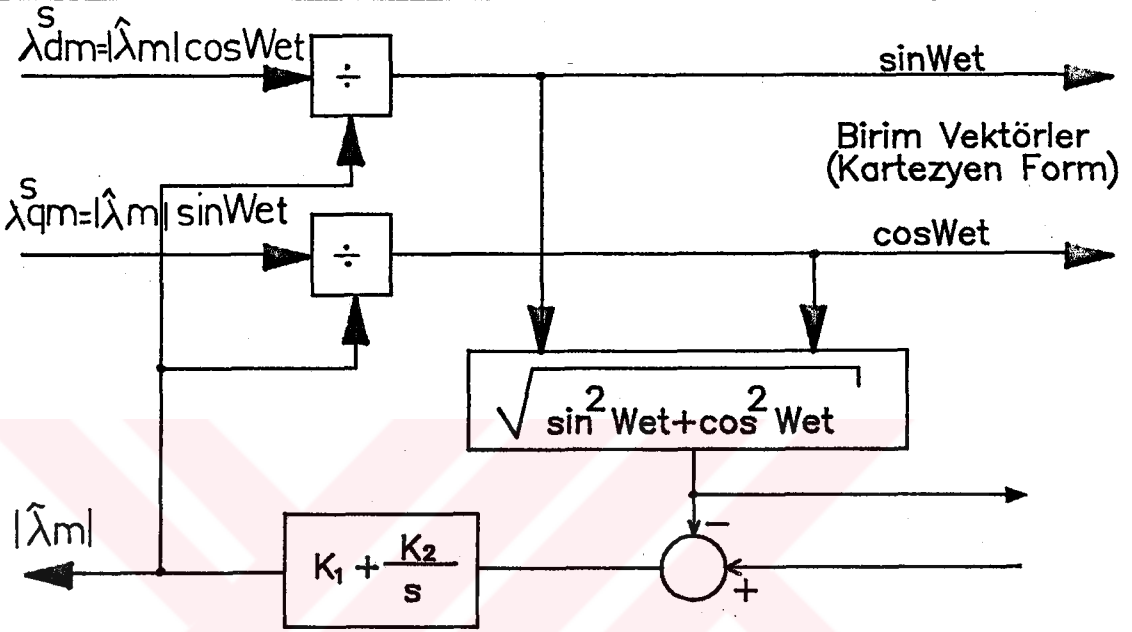
$$\lambda_{dm}^s = |\hat{\lambda}_m| \cdot \cos \omega_e t \quad (5.4)$$

$$\lambda_{qm}^s = |\hat{\lambda}_m| \cdot \sin \omega_e t \quad (5.5)$$



Şekil 16. Gerilim Beslemeli Inverter ile Doğrudan Vektör Kontrolü (Rotor Kaçak Endüktansları İhmal Edilmiştir.)

(5.4) bağıntısı λ_{dm}^s ile $\cos \omega_e t$ ve (5.5) bağıntısı λ_{qm}^s ile $\sin \omega_e t$ 'nin aynı fazda olduklarını göstermektedir. Şekil 17. 'de geri beslemeli kontrol kuralı kullanılarak λ_{dm}^s ve λ_{qm}^s 'den birim vektörlerin bulunması blok olarak gösterilmiştir.



Şekil 17. Birim Vektörlerin Üretilmesi.

Buraya kadar rotor kaçak endüktansları ihmal edilerek vektör kontrol metodu incelendi. Bilindiği gibi rotor kaçak akıların dinamik davranışa etkisi büyüktür ve ihmal edilmeleri doğru değildir. Gerçekte vektörel ve sayısal kontrol uygulamalarında hava aralığı akılarından çok rotor akıları dikkate alınmalıdır.

BLASCHKE /4/, vektör kontrolunda hava aralığı akısının istenmeyen bir kararlılık sorununa yol açabileceğini göstermiştir. Hava aralığı akıları aşağıdaki gibi rotor kaçak akılarına karşı düşürülebilir.

$$\lambda_{qr}^e = L_m i_{qs}^e + L_r i_{qr}^e \quad (5.6)$$

$$\lambda_{qm}^e = L_m i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \quad (5.7)$$

(5.6) bağıntısından i_{qr}^e elimine edilirse,

$$\lambda_{qr}^e = \left(\frac{L_r}{L_m} \right) \lambda_{qm}^e - L_{lr} i_{qs}^e \quad (5.8)$$

bağıntısı elde edilir. Benzer şekilde d^e eksenine eşdeğer devresinden:

$$\lambda_{dr}^e = \left(\frac{L_r}{L_m} \right) \lambda_{dm}^e + L_{ls} i_{ds}^e \quad (5.9)$$

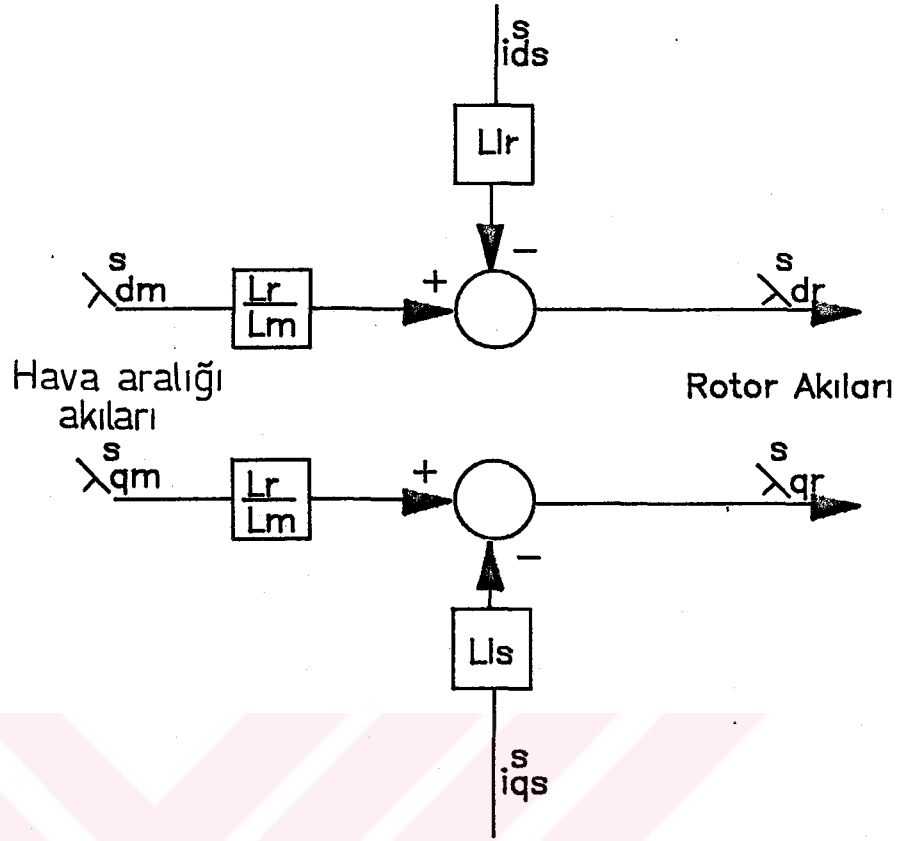
(5.8) ve (5.9) bağıntılarından rotor akı bileşenleri Şekil 18'deki gibi elde edilir. Rotor akısı $|\hat{\lambda}_r|$ ve Şekil 16 için birim vektörler aşağıdaki bağıntılarla bulunur.

$$|\hat{\lambda}_r| = \sqrt{\lambda_{dr}^e{}^2 + \lambda_{qr}^e{}^2} = \sqrt{(\lambda_{dm}^e)^2 + (\lambda_{qr}^e)^2} \quad (5.10)$$

$$\cos \omega_e t = \lambda_{dr}^e / |\hat{\lambda}_r| \quad (5.11)$$

$$\sin \omega_e t = \lambda_{qr}^e / |\hat{\lambda}_r| \quad (5.12)$$

Buraya kadar doğrudan vektör kontrol metodu anlık akım kontrollü PWM inverter kullanılarak açıklandı. Gerilimlerin yerine akımla daha çok ilişkili olan moment üretimini gerçekleştirecek bir modelle lojik olarak kontrol edilebilir. İstenen kontrol değişkeni akım olmasına rağmen inverterin akım kontrol döngüsü bir aralıkta gerilim kontrolüne sahip olabilir. Anlık faz akımı için referans akım işaretleri, makina faz akımlarından alınacak örnek işaretlerle karşılaştırılarak oransal integral alıcı (PI) ya "Hata Faz Gerilimi" üretilir. Bu üretilen hata işareti PI çıkışında gerilimin değerini gösteren işarete dönüşür ve taşıyıcı üç-



Şekil 18. Rotor Akılarının Elde Edilmesi.

gen dalga ile karşılaştırılır. Diğer bir deyişle i_{ds}^* ve i_{qs}^* işaretleri makina faz akımlarından elde edilen i_{ds} ve i_{qs} ile karşılaştırılır. Oluşan hata işareti PI çıkışında V_{ds}^* ve V_{qs}^* işaretlerine dönüştürülür. Bu -daha sonra anlatılacağı gibi inverter tarafından faz gerilimlerine çevrilir.

Bu kısma kadar vektör kontrol metodu en az nominal hızın %10 'u ve bu hızın üzerinde uygulanabilecek şekilde incelendi. Çünkü; sıfır hız civarında akı vektörlerinin elde edilmesinin zor olduğu daha önceden belirtilmişti. Faz gerilimlerinin doğrudan entegrali belirli bir hızdan sonra istenilen doğrulukta elde edilebilir. Elde edilen bağıntılardaki kuplaj etkisi yüksek hızda kolayca ayırt edilebilmesine rağmen düşük hızda çok kötü bir sonuçla hatalı kontrole neden olur. Uygulamalarda, örneğin; servo sistem gibi sürücülerde, sürücü sistemden istenen mümkün olabilecek

en iyi geçici hal cevabı ile tamamen sıfır hızda uygulanabilir olmalıdır (Hız ve Konum Kontrollü Sürücü). Stator akısındaki düşme sıfır hızda çok zor bir şekilde önlenemez. Düşük hız bölgesinde, rotor akısı hız ve stator akım işaretlerinden daha doğru bir şekilde bulunabilir. Durağan q^s eksen eşdeğer devresinin rotor bağıntısı aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} + i_{qr}^s R_r - \omega_r \lambda_{qr}^s = 0 \quad (5.13)$$

Eşitliğin her iki yanını $\left(\frac{L_m \cdot R_r}{L_r}\right) i_{qs}^s$ ile toplanırsa:

$$\frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s) - \omega_r \lambda_{qr}^s = \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} i_{qs}^s \quad (5.14)$$

bağıntısı elde edilir. (5.6) bağıntısı kullanılarak aşağıdaki ifade yazılır.

$$\frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_R} i_{qs}^s + \omega_r \lambda_{qr}^s - \frac{1}{T_R} \lambda_{qr}^s \quad (5.15)$$

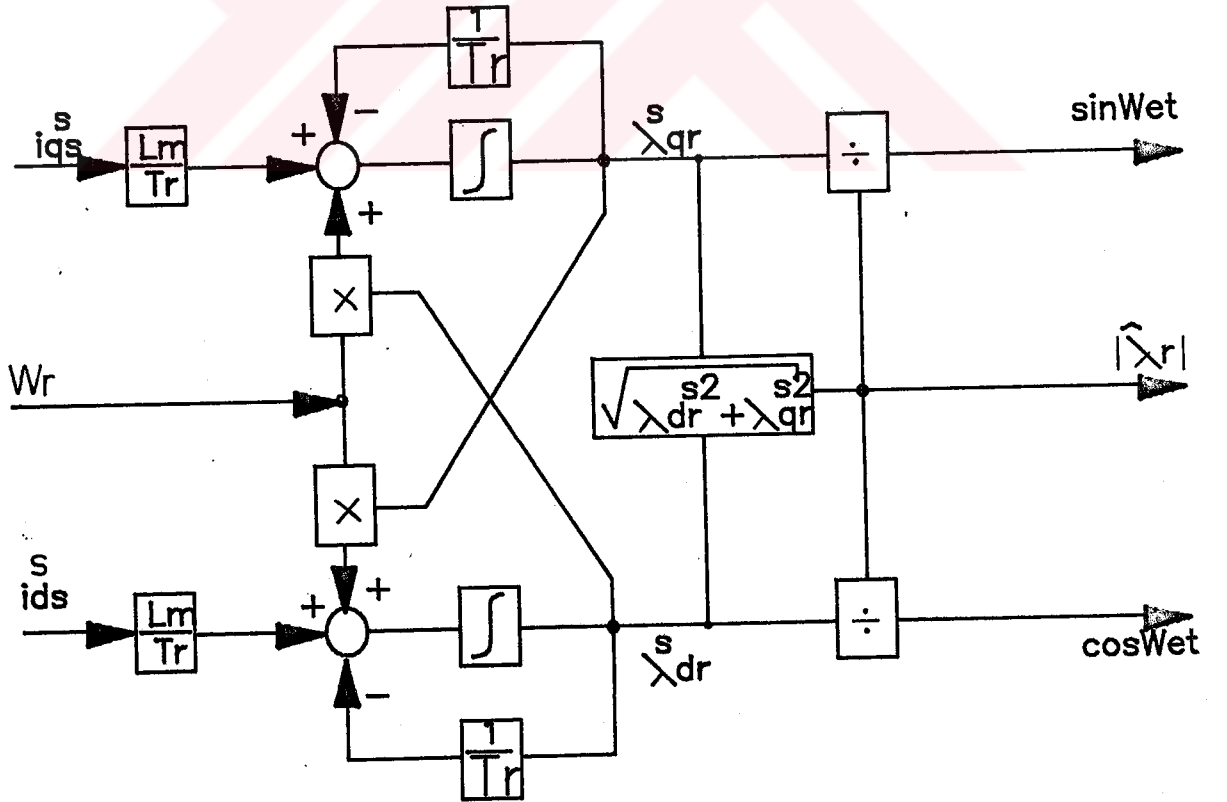
Benzer şekilde d^s eksen eşdeğer devresinden aşağıdaki ifade yazılır.

$$\frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_R} i_{ds}^s + \omega_r \lambda_{dr}^s - \frac{1}{T_R} \lambda_{dr}^s \quad (5.16)$$

Burada $T_R = \frac{L_r}{R_r}$ olup rotor zaman sabitidir. (5.15) ve

(5.16) bağıntıları rotor akılarını stator akımı ile hızın fonksiyonu olarak verirler. Bu bağıntıların blok diyagram benzetimi Şekil 19'da çizilmiştir. Sonunda, i_{qs}^s ve i_{ds}^s

işaretleri üç faz/iki faz dönüşümü ile faz akım işaretlerinden üretilebilir. Rotor akısı $|\hat{\lambda}_r|$ ve birim vektörlerin elde edilmesi bu diyagramda gösterilmiştir. Akının bu şekilde bulunması ile yapılan kontrol sıfır hızdan maksimum hıza kadar geçerlidir. Bununla birlikte bu akı belirleme (estimation) sistemi makina parametrelerindeki değişmelere (rotor dirençlerinin sıcaklık ve deri olayı etkisi ile değerlerinin artması) bağlı olarak doğruluktan sapar. Şekil 17.'de gösterilen doğrudan birim vektör üretiminde, Parametre değişim etkisi yüksek hız bölgelerindeki çalışmalarda etkili değildir. İşaretlerin harmonikli bozulmaları doğrudan vektör kontrol metodunda bir çok probleme neden olur. Bir filtre düzeni kullanılması durumunda fazı az miktarda kaymış frekans-duyarlılıklı bir dönüşüme neden olunur. Bu durumda bağlaşma (kuplaj) etkisi kötüleşir.

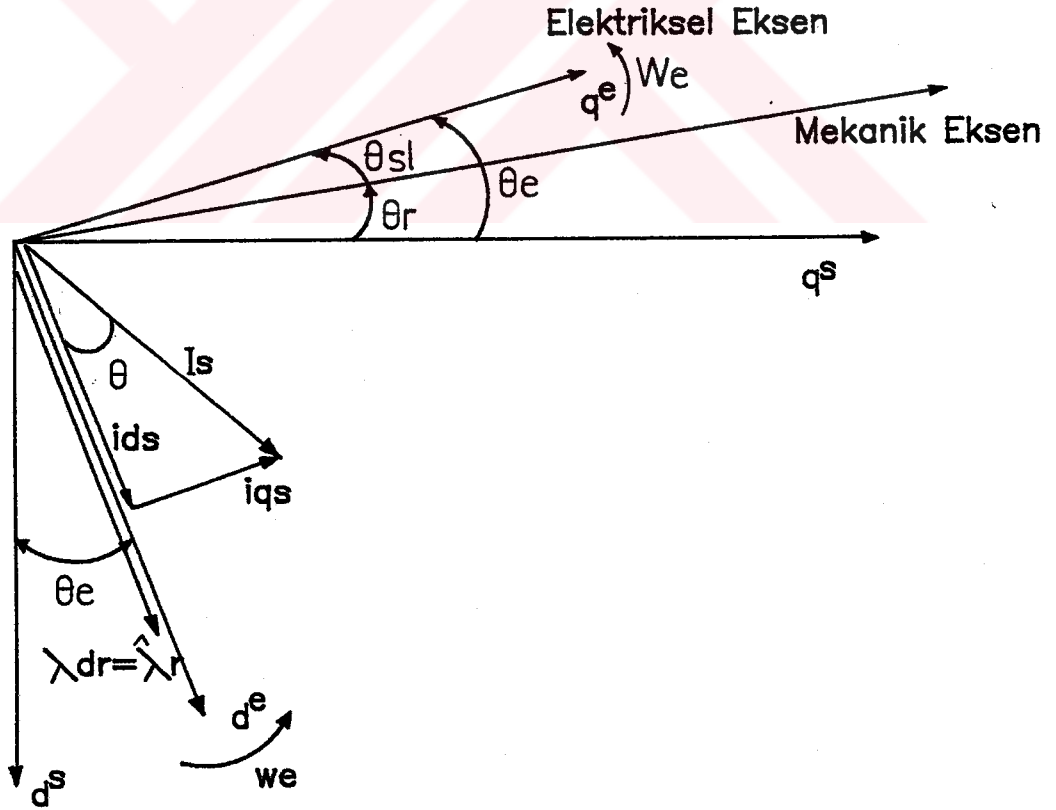


Şekil 19. Rotor Hızı ve Stator Akılarından Rotor Akısının Hesaplanması.

5.3 DOLAYLI VEKTÖR KONTROL YÖNTEMİ

Doğrudan vektör kontrol metodunda, kontrol makina terminallerinden elde edilen büyüklüklerden yararlanarak üretilen birim vektörlerle yapılır. Dolaylı vektör kontrol metodunda aşağıda açıklanacağı gibi bu bağımlılık söz konusu değildir. Dolayısıyla bu yöntem bozulma ve harmoniklerin süzülmesi sorunlarını ortaya çıkarmaz.

Şekil 20'de dolaylı vektör kontrolün temel ilkesi bir fazör diyagramı yardımıyla açıklanmıştır. d^e-q^e eksen sistemi gösterildiği gibi senkron açısal hız (ω_e) 'de dönerken, d^s-q^s eksen sistemi durağan haldedir. Her t anında q^e eksenini q^s ekseninden θ_e açısı kadar faz farkına sahiptir. Burada $\theta_e = \omega_e t$, $\theta_r = \omega_r t$ ve $\theta_{sl} = \omega_{sl} t$ ile verilir. Rotor akısı



Şekil 20. Dolaylı Vektör Kontrol için Fazör Diyagramı.

$\hat{\lambda}_r$, rotor kaçak akısından ve hava aralığı akısından oluşmakta ve gösterildiği gibi q° eksenine ile çakışmaktadır. Bundan dolayı, ayırık kontrol için akımın aki bileşeni i_{ds} ve akımın moment bileşeni i_{qs} sırasıyla d° ve q° eksenleri ile çakışmaktadır.

Senkron hızla dönen eksen sisteminde rotor devresi gerilim bağıntılarını aşağıdaki biçimde yazabiliriz:

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} + (w_e - w_r) \lambda_{dr} = 0 \quad (5.17)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} - (w_e - w_r) \lambda_{qr} = 0 \quad (5.18)$$

Rotor akı bağıntılarını tekrar yazalım:

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (5.19)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (5.20)$$

(5.19) ve (5.20) bağıntılarından,

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (5.21)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (5.22)$$

(5.21) ve (5.22) bağıntıları göz önüne alınarak (5.19) ve (5.20) bağıntıları rotor akımlarından arındırılır.

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + w_{sl} \lambda_{dr} = 0 \quad (5.23)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - w_{sl} \lambda_{qr} = 0 \quad (5.24)$$

Burada $w_{sl} = w_e - w_r$ 'dir. Ayrık kontrol için istenen durum:

$$\lambda_{qr} = \frac{d\lambda_{qr}}{dt} = 0, \quad (5.25)$$

$$\lambda_{dr} = \hat{\lambda}_r = 0 \quad (5.26)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = 0 \quad (5.27)$$

İlk iki bağıntı gözönüne alınarak (75) ve (76) bağıntıları aşağıdaki gibi basitleştirilebilir.

$$w_{sl} = \frac{L_m}{\lambda_r} \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \cdot i_{qs} \quad (5.28)$$

$$\frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\hat{\lambda}_r}{dt} + \hat{\lambda}_r = L_m \cdot i_{ds} \quad (5.29)$$

Bu durumda rotor akısı ve stator akımının q^e eksen bileşenine bağlı olarak elde edilebilir. Stator akı bağıntıları aşağıdaki gibi yukarıda elde edilmişti:

$$\lambda_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr} \quad (5.30)$$

$$\lambda_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr} \quad (5.31)$$

(5.19) ve (5.21) rotor akı bağıntıları yardımıyla stator akı bağıntıları rotor akımlarından arındırılabilir.

$$\lambda_{qs} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \cdot i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_{qr} \quad (5.32)$$

$$\lambda_{ds} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \cdot i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_{dr} \quad (5.33)$$

Moment denklemi stator akı ve akımları cinsinden:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \lambda_{ds} - i_{ds} \lambda_{qs}) \quad (5.34)$$

şeklinde gösterilebilir. (5.32) ve (5.33) bağıntıları (5.34) bağıntısında yerleştirilirse moment rotor akıları ve stator akımları cinsinden:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \quad (5.35)$$

şekline dönüşür. Bu bağıntıda (5.24), (5.25) ve (5.26) bağıntıları dikkate alındığında:

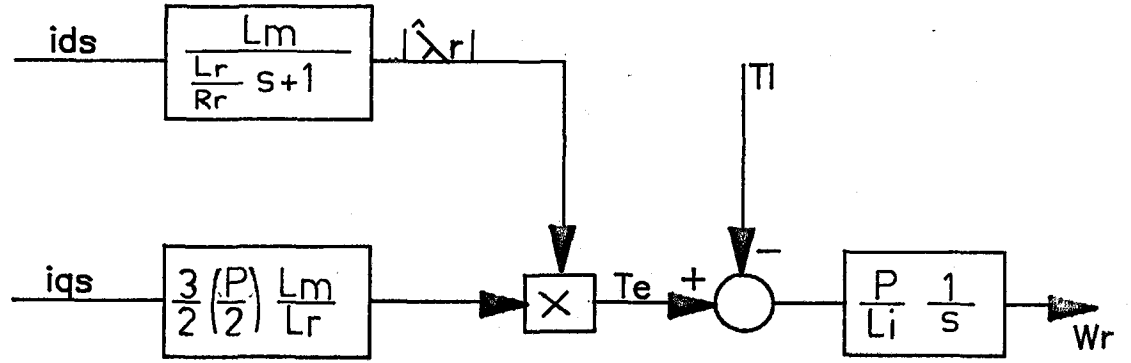
$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \hat{\lambda}_r \quad (5.36)$$

şeklinde moment ifadesi sadeleşir. Bu bağıntılar ve mekanik denklem:

$$\left(\frac{2}{P} \right) \cdot j \cdot \frac{dw_r}{dt} = T_e - T_l \quad (5.37)$$

yardımıyla ayırık kontrollü makina modeli Şekil 21. 'deki gibi tanımlanabilir. Akım kontrollü inverterin besleme devresini oluşturduğu ve giriş-çıkış arasındaki zaman gecikmesinin ihmal edildiği kabul edilmektedir. T_e momenti, i_{qs} akımı ile anlık olarak üretilir, fakat sistemin i_{ds} 'ye göre gecikmesi vardır. Bu durum açık bir şekilde serbest uyartımlı da makinasına benzemektedir.

Dolaylı vektör kontrolünü gerçeklemek için (5.28) ve (5.29) bağıntılarını gözönünde bulundurmak gerekir. Şekil 22. 'de dolaylı vektör kontrol kullanarak gerçekleştirilen bir konum kontrol düzeneği gösterilmiştir. İstenen rotor akısı $\hat{\lambda}_r$ için i_{ds}^* akımı (5.29) , bağıntısından elde edilir ve bu değerinde sabit olarak korunur. i_{qs}^* akımı, her zamanki gibi hız kontrol döngüsünden elde edilir. w_{sl}^* kayması (5.28)



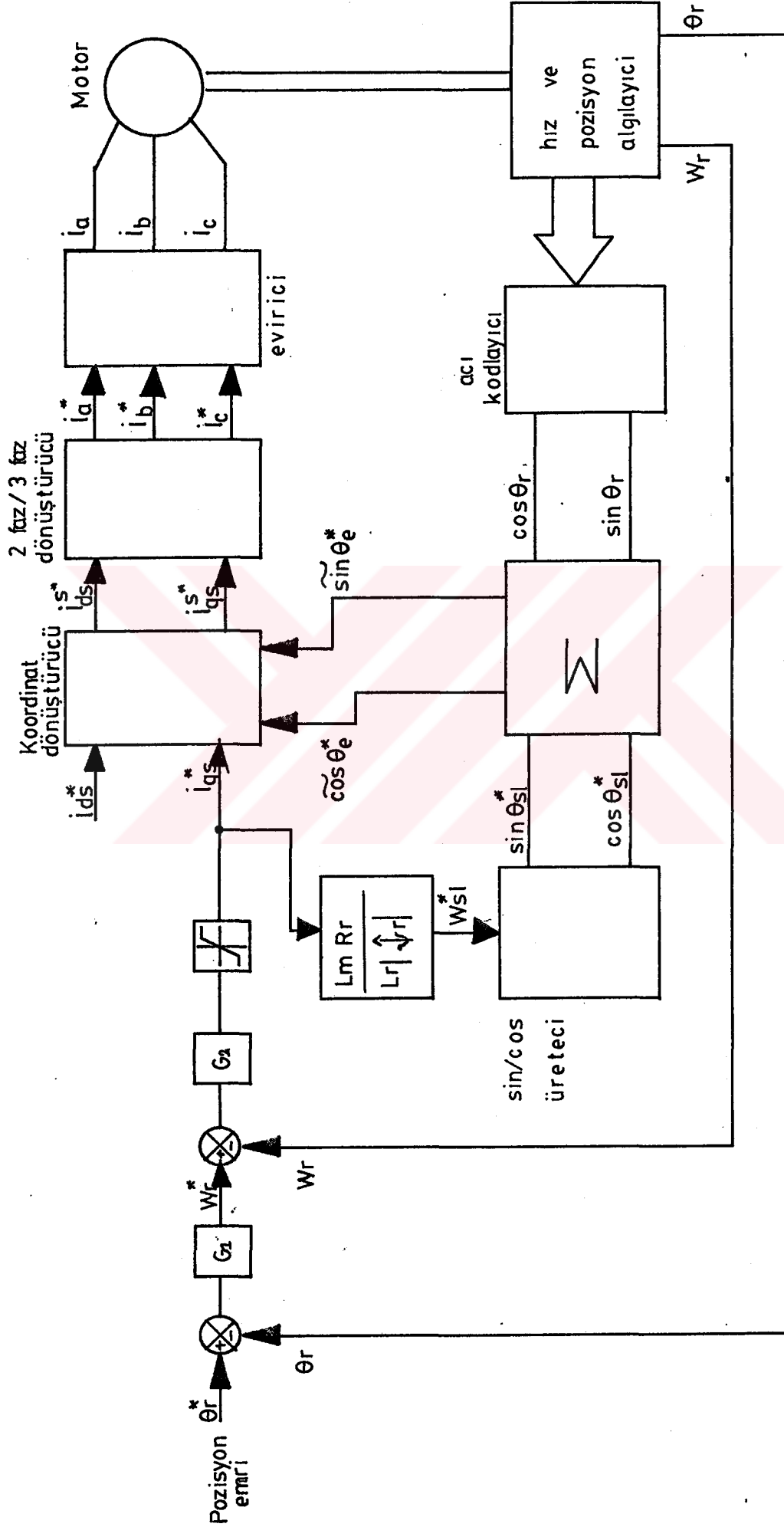
Şekil 21. Ayrık Kontrollü Makina Modelinin Blok Diyagramı.

eşitliği ile i_{qs}^* 'ye bağlıdır. Rotorun ekseni olan mekanik eksene göre istenen elektriksel açıyı elde etmek için kullanılan kayma açı vektörleri $\sin\theta_{sl}^*$ ve $\cos\theta_{sl}^*$, ileri yöndeki sayıcı, VCO veya ROM esaslı sin/cos üreticisine doğru üretilir. Rotor konum vektörü $\cos\theta_r$ ve $\sin\theta_r$ açı kodlayıcıdan elde edilir. $\cos\theta_e$ ve $\sin\theta_e$ 'yi elde etmek için kayma ve mekanik açı vektörleri toplanır.

$$\cos\theta_e^* = \cos(\theta_r + \theta_{sl}^*) = \cos\theta_r \cos\theta_{sl}^* - \sin\theta_r \sin\theta_{sl}^* \quad (5.38)$$

$$\sin\theta_e^* = \sin(\theta_r + \theta_{sl}^*) = \sin\theta_r \cos\theta_{sl}^* + \cos\theta_r \sin\theta_{sl}^* \quad (5.39)$$

Şekil 16 'daki gibi koordinat dönüştürücü ve üçfaz/ikifaz dönüşümleri için hesaplamalar aynıdır. Kartez-yen biçimde gösterildiği gibi kayma açısı ve rotor konum vektörlerinin bağımsız formları yerine kayma hızı ve rotor hızı doğrudan toplanabilir. O zaman $\cos\theta_e$ ve $\sin\theta_e$ işaretleri bir VCO, sayıcı veya sin/cos üretici tarafından üretilir. Kayma ve rotor hızlarının toplanması ile elde edilen $\cos\theta_e$ ve $\sin\theta_e$ 'den faydalanarak Şekil 22 'deki sistemin konum kontrolünün dinamik davranışı Şekil 23 'deki gibi elde edilmiştir.



Sekil22.Endirekt Vektör Kontrolde Konum Kontrol Sistemi.

Sekil 23'deki konum kontrol sistemi $T_l=5.0$ Nm'lik yük momentini altında çalışan vektör kontrollü asenkron makinanın rotor konumunu, rotor hızını, kayma hızını, açısal hızı, i_{ds} ve açısal hızı $t=0$ anında $x(0)=0$ başlangıç koşulları ve $\theta_{rot.ref.} = \pi/2$ ile başlamakta ve $t=0.5$ saniye sonra $\theta_{rot.ref.} = -\pi/2$ konumuna getirilmektedir. Sistem:

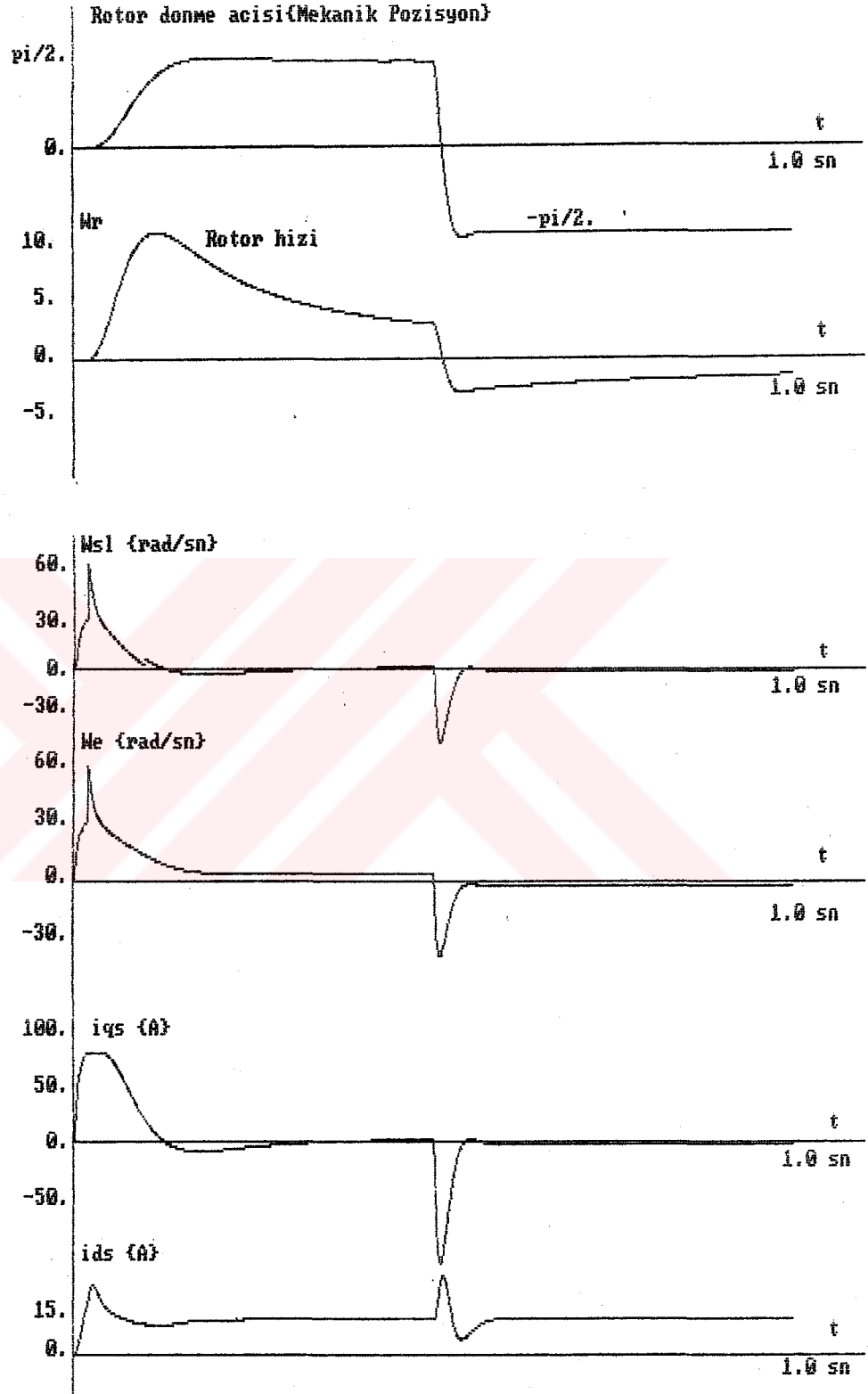
$$V_{qs} = c1. (\theta_{rot.ref} - \theta_r)$$

$$V_{ds} = V_{ds,0} + c2. \int (i_{ds.ref} - i_{ds}) dt$$

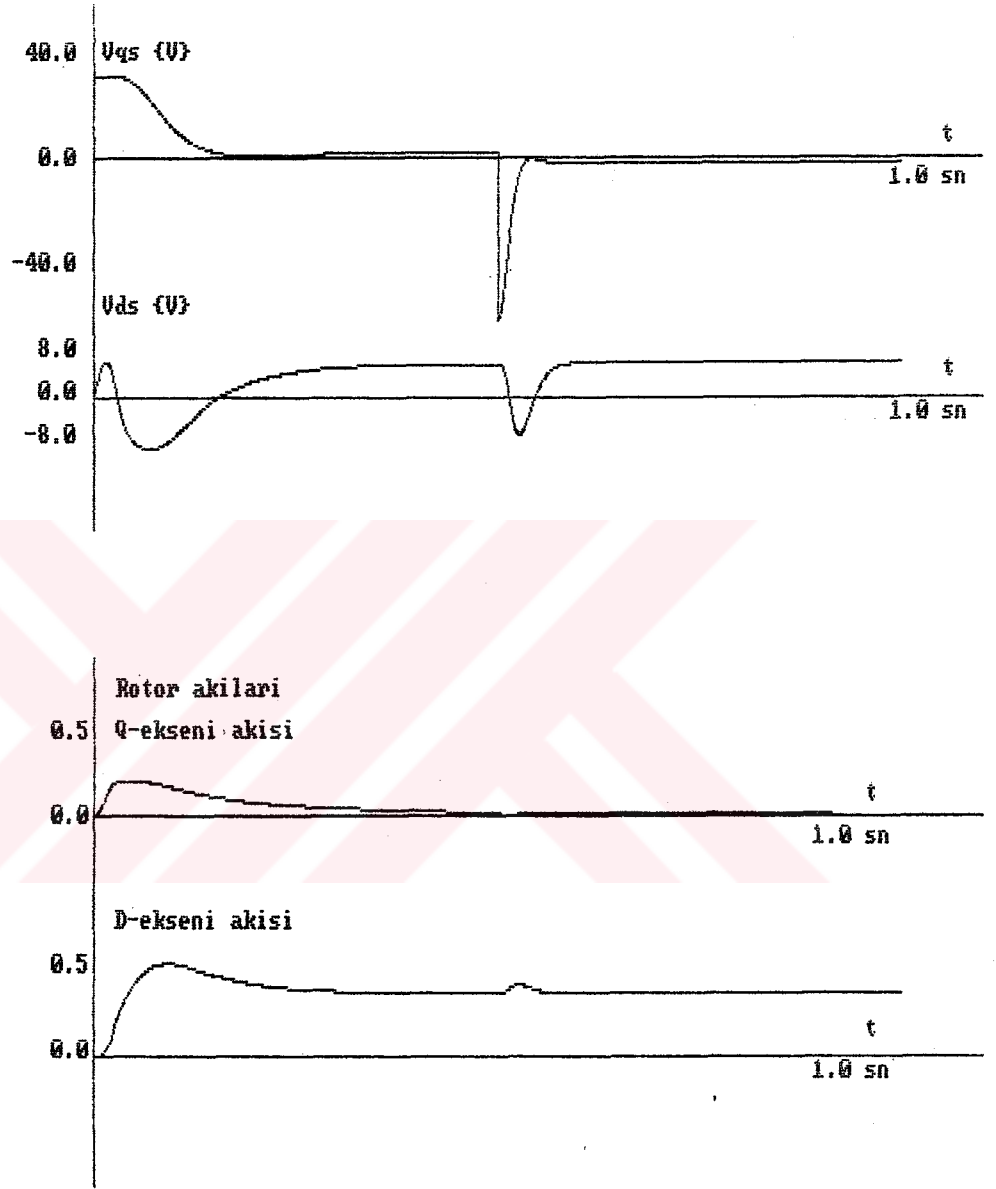
şeklinde negatif konum geri beslemeli V_{qs} ve oransal integral geri beslemeli V_{ds} ile beslenmektedir. Rotor q ve d eksen akıları ile V_{qs} ve V_{ds} gerilimlerinin değişimleri ise Sekil 24'de görülmektedir.

Sekillerden görüleceği gibi eğer rotor akıları benzetim programında olduğu gibi algılanabilirse o zaman vektör kontrol metodu konum kontrolü ve düşük hız bölgelerinde kullanılabilir. Benzetim programının sonucunda gözlenmiştir ki; başlangıç konumunda $x(0)=0$ başlangıç değerlerinde çalışmaya başlayan makinada vektör kontrolün yakalanabilmesi için belirli bir zamanın geçmesi gerekmektedir. $t=0$ ile $t=0.3$ sn zamanları arasında $\lambda_{qs} > 0$ 'dır. Ancak $t=0.5$ sn civarında diğer değişkenler çok büyük değişimler göstermesine rağmen $\lambda_{qs} = 0$ kalmaktadır. Bu durumda motor, tam olmasına gerek olmayan θ_r ve her konumda alanı fiziksel olarak yerleştirecektir. Tekrar motor kontrolün kutupsal metodunda koordinat değişimi kutupsal şekilde olabilir.

Temel hızın üzerinde Sekil 22'deki sistemde alan azalacağı için vektör kontrol yöntemi uygulanamaz. Alanın azaldığı bölgede uygulamayı genişletmek için bir kontrolör blok diyagramı BOSE /6/ tarafından Sekil 25'deki hali ile önerilmiştir. Temel hızın altında makina sabit $|\hat{\lambda}_r|$ 'de uygulanır. Diğer kısımlar Sekil 22'nin aynısıdır. Temel

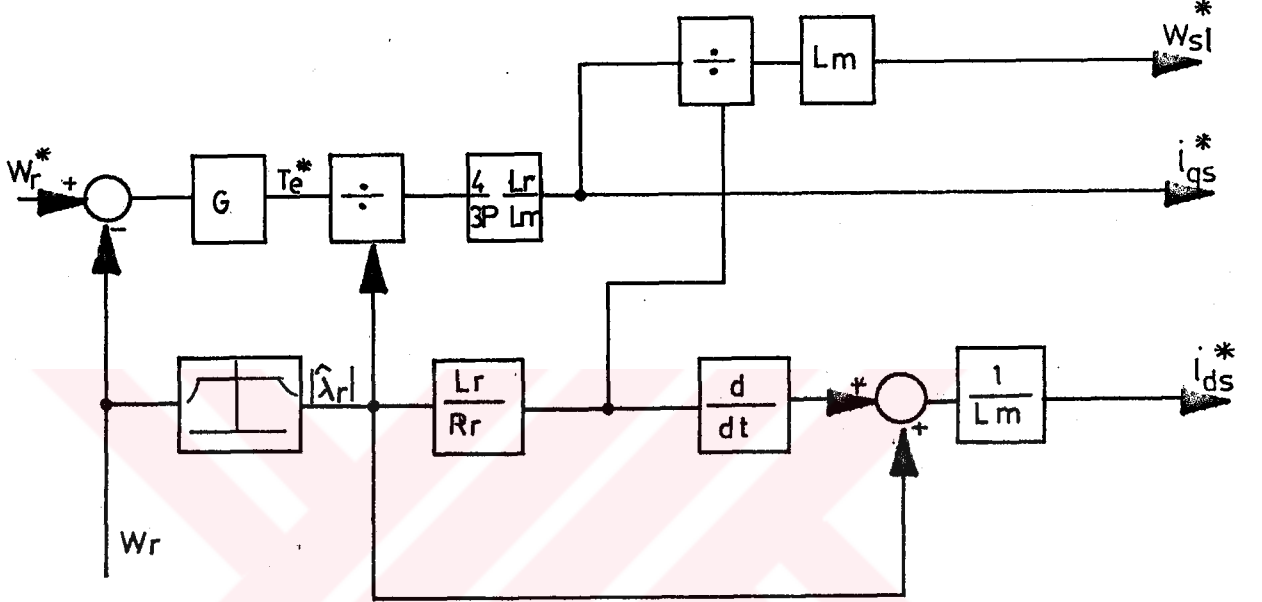


Şekil 23. Vektör Kontrol Yöntemi ile Yapılan Konum Kontrolünde W_r , W_r , W_e , i_{qs} ve i_{ds} 'nin Zamanla Değişimleri.



Şekil 24. (Şekil 23)'deki sistemde rotor Akilari ve Stator Gerilimlerinin Zamanla Değişimi.

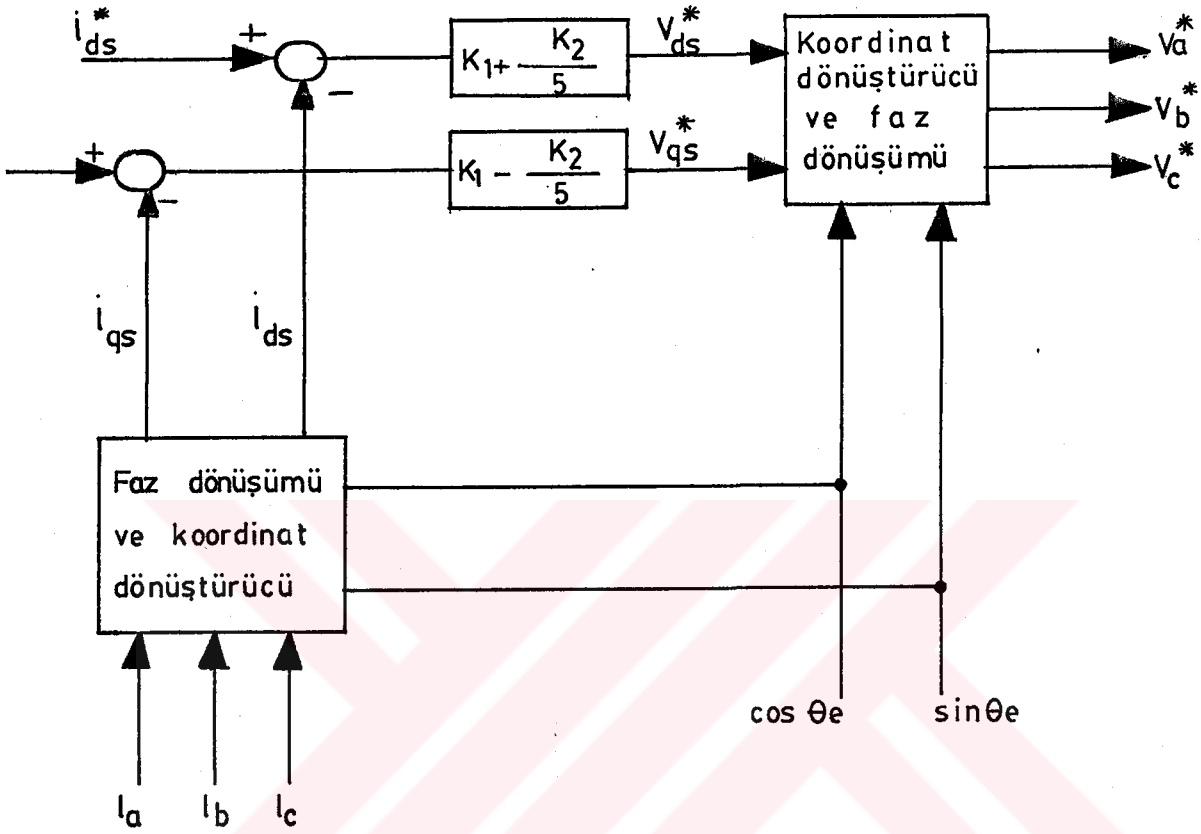
hızın üzerinde $|\hat{\lambda}_r|$, hızla ters orantılı olarak azalmaktadır. Böylece sürücü sistem vektör kontrolün altında kalır. Dikkat edilirse akı (5.29) Bağıntısının çözümü ile bir açık çevrim şeklinde kontrol edilmiş oluyor.



Şekil 25 Alanın Azaldığı Bölgelerde Kontrolü Genişletmek için Blok Diyagram.

Dolaylı vektör kontrol ile sürücü sistem doğrudan vektör kontrol yönteminde olduğu gibi sistem dört çeyrekte çalışabilir ve hız sıfırdan tam değere kadar doğru bir şekilde ayarlanabilir. Bununla birlikte rotor konum işaretinin herhangi bir şekilde mutlaka üretilmesi gerekir. Diğer bir deyişle kontrolün çalışması makina parametrelerine bağlıdır ve ayırık kontrol için kontrolör makina parametrelerinin değişimini izlemelidir. Bunu gerçeklemek ise çok zordur. En etkin parametre rotor direncidir ve ideal ayırık kontrolde sadece belirli sınırlar için değişik yöntemler yardımıyla değeri kestirilebilir.

Buraya kadar doğrudan ve dolaylı vektör kontrol yöntemleri incelendi. İnverterde anlık faz akımı kontrolü kullanılmaktadır. Düşük hız bölgelerinde makina emk'sı düşük olur ve akım denetleyicinin çalışmasında bir sorun ortaya çıkmaz fakat yüksek hızda sayıcı yüksek olduğundan periyodun tepe değer bölgelerinde akım denetleyici doymaya gidecektir. Bu durumda temel akım bileşeni gereğinden az olacak ve fazı işaret akımdan sapma gösterecektir. Genişleme ve faz hata problemleri Şekil 23'de gösterilen blok diyagram yardımı ile çözülebilir/6/. Makina faz akımları gösterildiği gibi PI alıcıya V_{ds}^* ve V_{qs}^* emirlerini üretmek için senkron hızla dönen referans eksen sistemine dönüştürülürler. Bu gerilim komutları o zaman durağan sistemin anlık faz gerilimlerine dönüşecektir. İntegral alıcı işaretleri ile dönen sistem geri besleme çevrimi ve PWM gerilim geçiş bölgelerinde akımın izlenen fazı düzgün kare dalga olarak gözükür Anlık faz akımı denetimini korumak için gerilim işaretleri karşı düştükleri akım işaretleri ile tekrar yer değiştirilir Bunun için Şekil 23' deki devre kullanılabilir. Akım kontrol görüşünün üstesinden gelindiği gibi anlık akım kontrolünün doymuş ve doymamış bölgelerinde de başarılı olunabilecektir. 14 düşük hız bölgesinde karşılayıcı çıkış çevrim işaretini takip eder fakat parçalı olarak doyan anlık akım kontrolörde bu çıkışlar gerekenden yüksek olacaktır ,öyleki çevrim hatası integral hatası ile sıfır olmaya zorlanacaktır



Şekil: 26. Akım denetleyici doyma etkisinin kaldırılması için önerilen diyagram

6. VEKTÖR KONTROLLU SÜRÜCÜLERİN DİNAMİK DAVRANIŞI ve OPTİMAL VERİMLE ÇALIŞTIRILMALARI

6.1. VEKTÖR KONTROLLU ASENKRON MOTORUN DİNAMİK DAVRANIŞI

Vektör kontrollü bir düzeneğe anlık, anlık faz akım kontrollü invertere ihtiyaç gösterir. Şekil 32.'de benzetim programına temel oluşturan vektör kontrollü sürücü düzeneğin blok diyagramı verilmiştir. Bu düzeneğin dinamik çalışmasını gösteren gösteren grafikler ise Şekil 27. ve Şekil 28. 'dedir.

5. Bölüm'de açıklandığı gibi, $\sin\omega t$ ve $\cos\omega t$ birim vektörleri hava aralığı veya rotor akılarından hareketle elde edilir. Benzetim programında kullanılan birim vektörler (5.28) bağıntısının stator akımları cinsinden ifade edilmesiyle elde edilen kayma hızından yararlanılarak üretilmektedir. Bu ifade,

$$w_{sl} = \frac{R_r \cdot L_m}{L_r} \cdot \frac{i_{qs}}{\lambda_{dr}} \quad (5.28)$$

sürekli halde (5.29) bağıntısı aşağıdaki gibi yazılırsa,

$$\lambda_{dr} = \hat{\lambda}_r = L_m \cdot i_{ds} \quad (6.1)$$

(6.1) bağıntısı (5.28)'de yerleştirilirse,

$$w_{sl} = \frac{R_r}{L_r} \cdot \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (6.2)$$

bulunur. Buradan elde edilen kayma ile rotor hızı toplanarak stator frekansı veya başka bir deyişle açısal hızı elde edilir.

$$w_e = w_r + w_{sl} \quad (6.3)$$

Stator açısal hızı bir VCO veya ROM esaslı \sin/\cos üreticisine gönderilerek $\sin\omega_e t$ ve $\cos\omega_e t$ birim vektörleri üretilir.

Vetör kontrol yöntemi temelde, senkron hızla dönen eksen sistemindeki stator akımlarının ayrı ayrı kontroluna dayanır. Rotor akısını stator akımının i_{ds} bileşeni belirlemektedir. i_{ds} akımı benzetim programında, aşağıdaki gibi akım geri beslemesi ve i_{ds}^* referans değerinin oluşturduğu hata işaretinin integrali ile oluşturulur. Bu bir bağıntı ile,

$$V_{ds} = V_{ds0} + K_1 \int (i_{ds}^* - i_{ds}) dt \quad (6.4)$$

şeklinde ifade edilebilir. Dikkat edilirse çıkış işareti gerilime dönüşmektedir. i_{qs} akımı ise üretilecek momenti belirlemek amacı ile hız kontrolü için aşağıdaki gibi elde edilecektir.

$$V_{qs} = V_{qs0} + K_1 \int (i_{qs}^* - i_{qs}) dt \quad (6.5)$$

Hız kontrolü için,

$$i_{qs}^* = K_r \omega_r^* \quad (6.6)$$

$$i_{qs} = K_r \omega_r \quad (6.7)$$

yazılabilir ve bu durumda V_{qs} gerilimi;

$$V_{qs} = V_{qs0} + K_1 K_r \int (\omega_r^* - \omega_r) dt \quad (6.8)$$

şeklinde bulunur. Böylece i_{qs} akımı, V_{qs} gerilimiyle kontrol edilmiş olur.

Yukarıdaki bağıntılarla elde edilen V_{qs} ve V_{ds} işaretleri, bir anlık gerilim kontrollü inverter ile

üretir. Bu gerilim girişli makina modelindeki benzetim programında dinamik davranışı incelemek için gereklidir. Üretilen V_{ds} ve V_{qs} işaretleri makina modeline uygulanarak stator akım bileşenlerinin o anki gerçek değerleri gözlenebilir.

Vektör kontrollü ASM'nin sıfır hızdan referans hıza kadar hızlanmasına ilişkin rotor hızı ile stator akımlarının açısız hızlarının, üretilen momentin, i_{qs} ve i_{ds} akımları ile V_{qs} ve V_{ds} gerilimlerinin zamanla değişimleri benzetim programından Şekil 27.'deki gibi elde edilmiştir. Bunların yanında λ_{qr} 'nin ve durağan eksen sistemlerinde stator akım ve gerilimlerinin zamanla değişimleri Şekil 28 'de verilmiştir. Burada V_{qs} ve V_{ds} 'nin sinüsoidal kaynak tarafından üretildiği varsayılmıştır.

Benzetim programında çözülen durum denklemleri sayısı beştir. Bu denklemlerin ikisi stator, ikisi rotor devresine ait olmak üzere birde mekanik denklemden oluşmaktadır. Eğer makina modeli, anlık faz akımlarını kontrol eden inverterli bir sürücü düzenek ile kullanılmış olsaydı, çözülmesi gereken denklem sayısı ikiye düşecekti. Bu iki bağıntı,

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \lambda_{dr} = L_m \cdot i_{ds} \quad (5.29)$$

$$\left(\frac{2}{P}\right) \cdot j \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_l \quad (5.37)$$

dir. Burada,

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{P}{2}\right) \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \hat{\lambda}_r \cdot i_{qs} \quad (5.36)$$

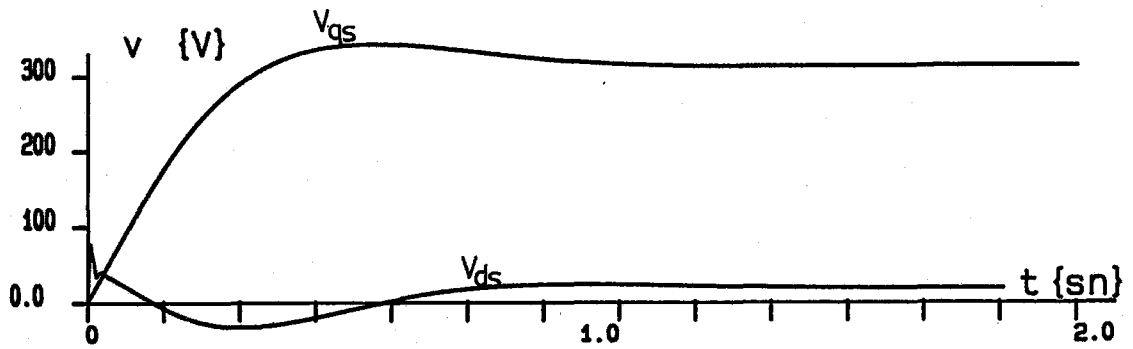
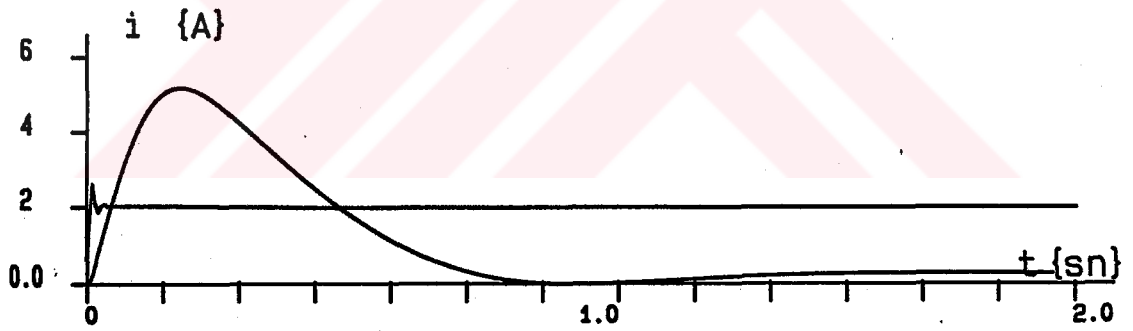
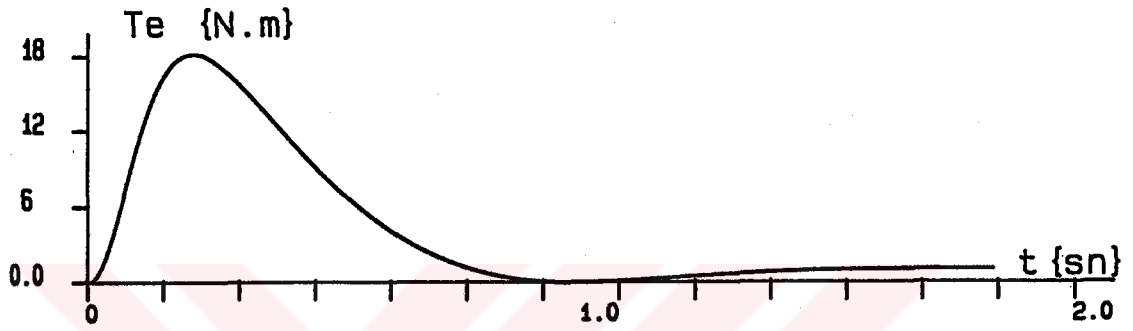
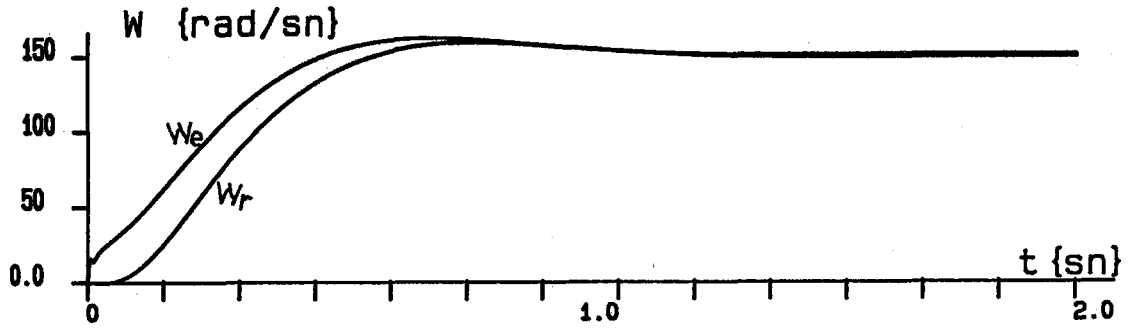
$$\lambda_{dr} = \hat{\lambda}_r \quad (5.26)$$

şeklinde daha önceden belirlenen bağıntılardır.

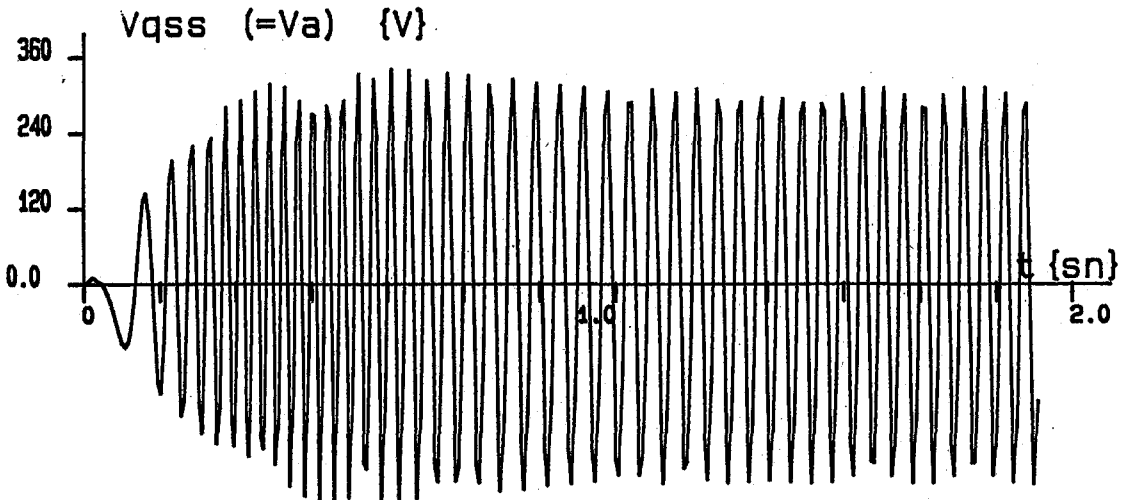
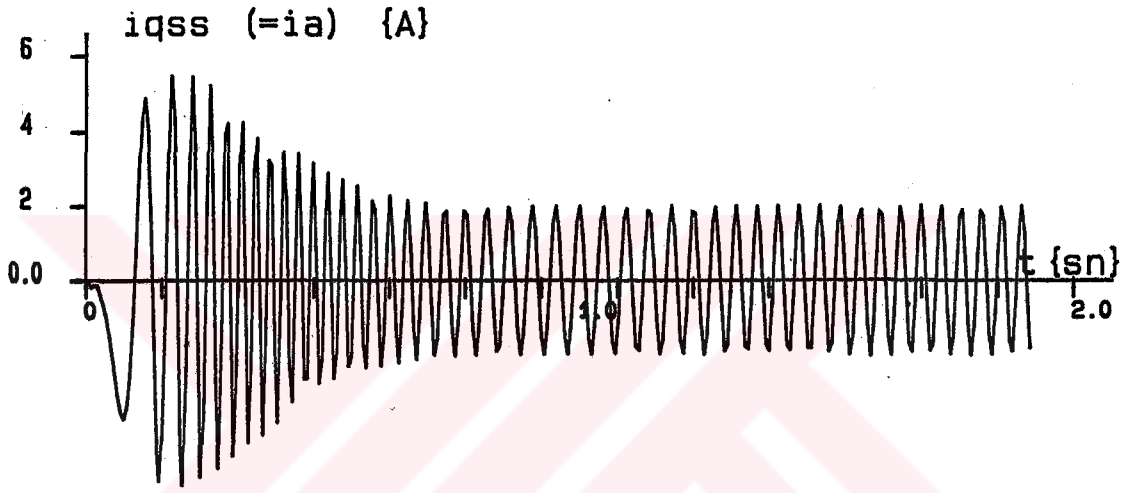
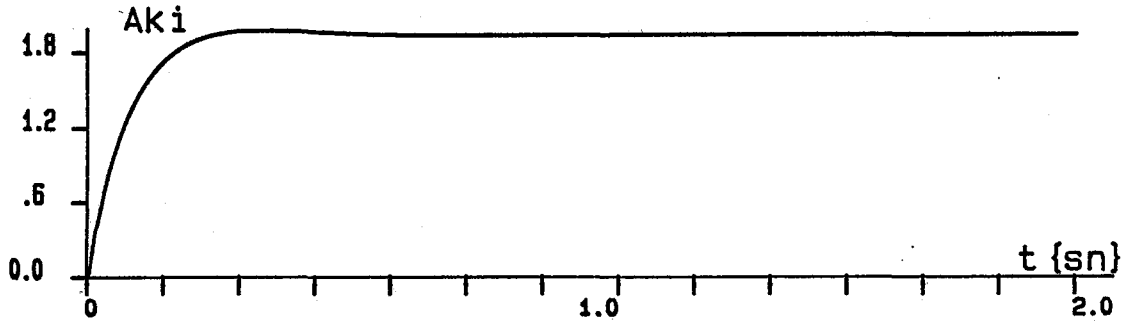
Benzetim programı göstermiştir ki; eğer hızlanma anında kayma hızı (5.28) bağıntısından hesaplanırsa dinamik çalışmada $t=0$ 'dan $t=t_0$ 'a kadar sistem vektör kontrolün içinde kalmakta ve $\lambda_{gr}=0$ olmaktadır. Bu ise $\hat{\lambda}_r = \lambda_{dr}$ olduğunu veya rotor akısının d° eksenine ile çakıştığını gösterir. Eğer kayma hızı (6.2) 'deki bağıntıdan hesaplanırsa dinamik çalışmada ilk anda vektör kontrol yakalanamamakta; rotor akısı ile rotorun d° eksenine akısı arasında faz farkı ve genlik farkı görülmektedir. Ancak belirli bir süre sonra sistem vektör kontrolüne girmekte ve devamında referans değerler değişse de sistem vektör kontrolünde kalmaktadır. Bu durum Şekil 24. 'de açık olarak görülmektedir.

Benzetim programında gözlenen diğer bir sonuç makina modelinin simetrik üç faz besleme kaynağına sahip olduğunda $V_{qs} = \hat{V}_m$ ve $V_{ds} = 0$ olmaktadır (Şekil.7). Ancak vektör kontrolünde V_{qs} gerilimi sıfırdan farklı değerler almaktadır.

Vektör kontrol yönteminin içinde kalabilmek için yukarıda anlatıldığı gibi sadece anlık faz akım kontrolü gerekli değildir. Eğer kayma hızı w_{sl} (5.28) veya (6.2) bağıntısındaki değerinde tutulabilirse o zaman başka bir şekilde kontrol edilen inverterlerle de vektör kontrollü sürücü tasarlanabilir.



Şekil 27. Vektör Kontrollü Sürücünün Dinamik Çalışmasına ilişkin Senkron Hızla Dönen Eksen Sisteminde Rotor Hızının, Momentin, akım ve gerilimlerin Zamanda değişimleri.



Sekil 28. Vektör Kontrollü Sürücünün Dinamik Çalışmasına İlişkin Senkron Hızla Dönen Eksen Sisteminde Rotor Akısı λ_r 'nin ($\lambda_{qr}=0$) ve Durağan Eksen Sisteminde i_{qs}^e akımı ve V_{qs}^e Geriliminin Zamanla Değişimleri.

6.2. AKIM BESLEMELİ İNVERTERLE SÜRÜLEN VEKTÖR KONTROLLU DÜZENEGİN DİNAMİK DAVRANIŞI

Anlık faz-akım kontrollü inverter ile sürülen vektör kontrollü bir asenkron motor sürücü düzeneginin dinamik çalışmasına ilişkin eğriler Şekil 29,30,31'de verilmiştir. Burada akım kontrol işlemi aşağıdaki bağıntılarla ifade edilmektedir.

$$i_{ds}^* = \text{sabit} \quad (6.9)$$

$$i_{qs}^* = i_{qso} + k_1 \int (\omega_r^* - \omega_r) dt \quad (6.10)$$

$$i_{qs}^{s*} = i_{qs}^* \cos \omega_e t + i_{ds}^* \sin \omega_e t \quad (6.11)$$

$$i_{ds}^{s*} = -i_{qs}^* \sin \omega_e t + i_{ds}^* \cos \omega_e t \quad (6.12)$$

$$i_{as}^* = i_{qs}^{s*} \quad (6.13)$$

$$i_{bs}^* = -\frac{\sqrt{3}}{2} i_{ds}^{s*} - \frac{1}{2} i_{qs}^{s*} \quad (6.14)$$

$$i_{cs}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} i_{ds}^{s*} - \frac{1}{2} i_{qs}^{s*} \quad (6.15)$$

Sabit bir gerilime sahip olan DA kaynağından faydalanarak i_{as}^* , i_{bs}^* , i_{cs}^* faz akımlarını üretmek için anlık faz akım kontrollü sistemde makinanın gerçek faz akımları i_a , i_b , i_c 'ler ile ayrı ayrı karşılaştırılarak V_a , V_b , V_c gerilimlerinin değerleri belirlenir. Bunu analitik olarak aşağıdaki gibi gösterebiliriz.

$$i_a^* - i_a > 0 \text{ ise } V_a = V_d \quad (6.16)$$

$$i_a^* - i_a < 0 \text{ ise } V_a = -V_d$$

$$i_b^* - i_b > 0 \text{ ise } V_b = V_d$$

$$i_b^* - i_b < 0 \text{ ise } V_b = -V_d$$

(6.17)

$$i_c^* - i_c > 0 \text{ ise } V_c = V_d \quad (6.18)$$

$$i_c^* - i_c < 0 \text{ ise } V_c = -V_d$$

Elde edilen V_a , V_b , V_c gerilim değerleri ASM'nin doğal giriş büyüklükleridir. Dinamik davranışın gözlenebilmesi için bu büyüklüklerin senkron hızla dönen eksen sistemine dönüştürülmesi gerekir. Bu dönüşümler 3.Bölüm'de ayrıntılı olarak gösterilmiştir.

Senkron hızla dönen eksen sistemindeki makina modeline uygulanan V_{ds} ve V_{qs} gerilimlerinin dinamik çalışma için zamanda değişimleri Şekil 29 'da verilmiştir. Bu gerilimlere girişleri sonucu makina modelinde elde edilen akım, rotor hızı ve üretilen moment'in zamanda değişimleri Şekil 29'un üst kısmında çizilmiştir.

Akım kontrollü inverter ile vektör kontrol sisteminde de kayma hızı (6.2) bağıntısında i_{ds} ve i_{qs} akımlarının gerçek değerleri kullanılarak hesaplanmıştır.

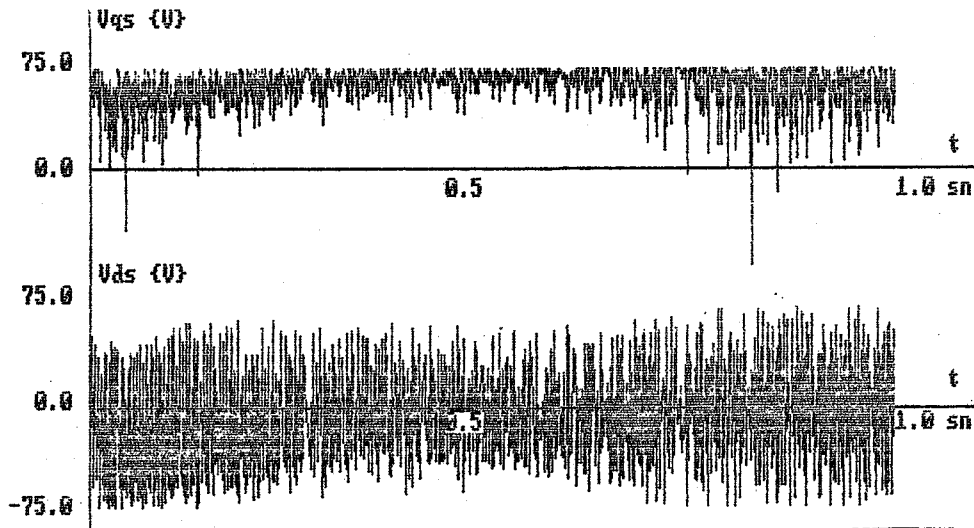
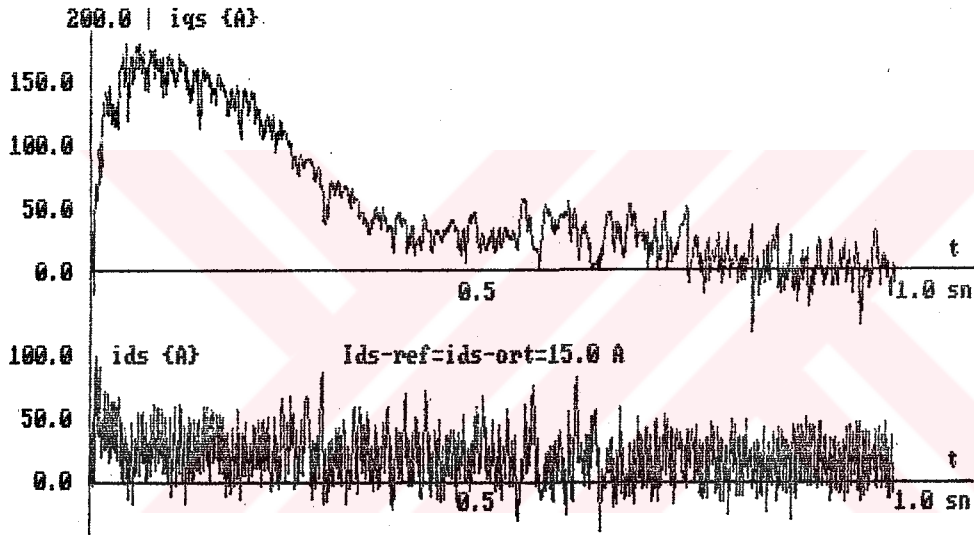
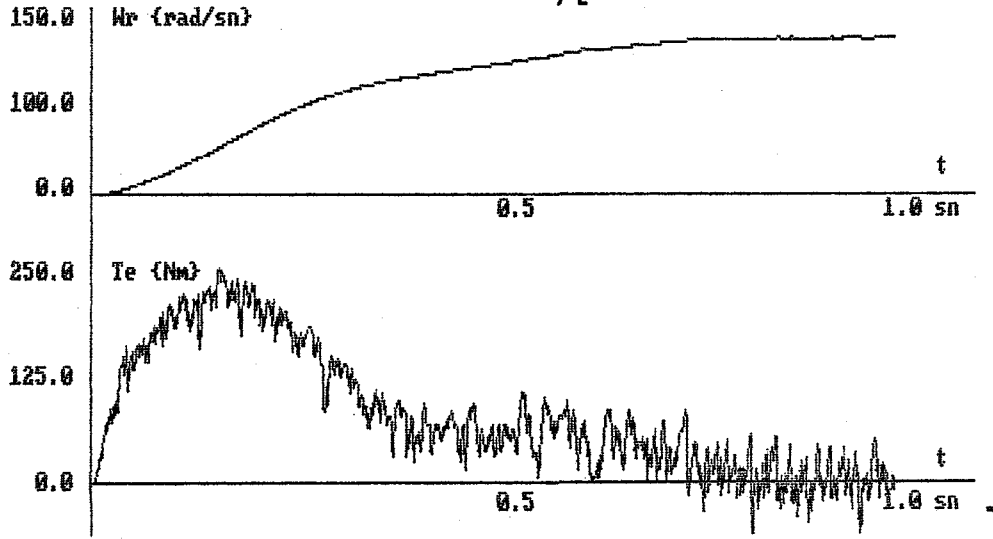
(6.16), (6.17) ve (6.18) bağıntılarında yapılan karşılaştırmalar ile kayma hızının hesaplanması Δt zaman adımlarında yapılır. Δt aynı zamanda inverterin hızını belirlemek için esas alınabilir. Öyleki tristörün hızını belirleyen dV/dt değeri ile Δt arasında aşağıdaki ifade kurulabilir.

$$10. \frac{2.V_d}{\Delta t} < \left. \frac{dV}{dt} \right|_{\text{tristor}} \quad (6.19)$$

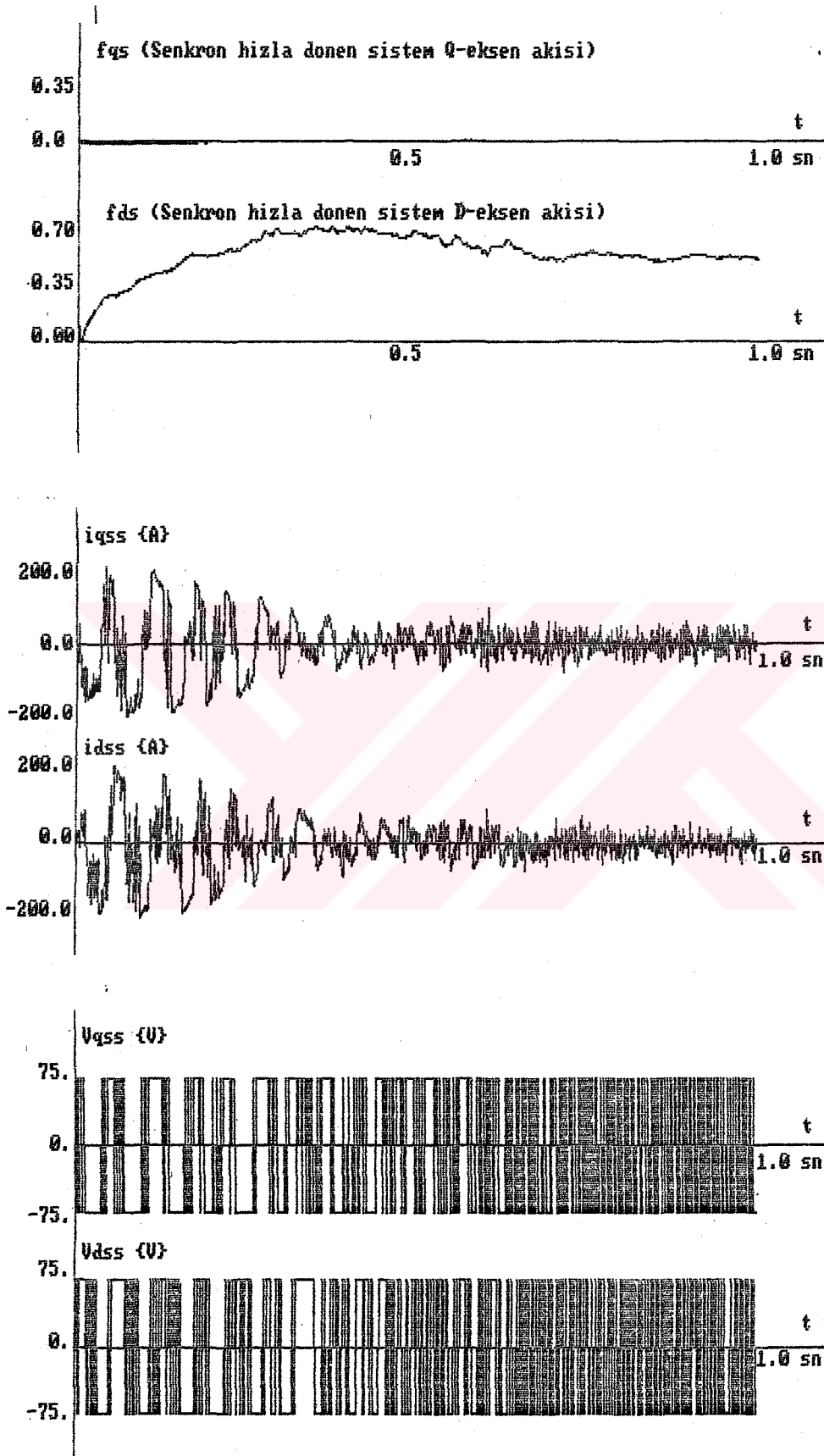
(6.19)'daki koşula uygun tristörler vektör kontrol sisteminin inverter devresinde kullanılabilir. Benzetim programında gözlenmiştir ki; normal inverterlerde kullanılan tristörler (6.19) koşulunu sağlamaktadır.

Inverterli vektör kontrol düzeneğinin dinamik davranışına ilişkin senkron hızla dönen eksen sisteminde rotor akıları Şekil 30 'da çizilmiştir. Burada çalışma boyunca $\lambda_{qr} = 0$ olmaktadır. Aynı çalışmada akım ve gerilimlerin durağan eksen sisteminde karşılıkları olan i_{qs}^s , i_{ds}^s , V_{qs}^s , V_{ds}^s 'ler gene Şekil 30'da verilmiştir. Bu akım ve gerilimlerin daraltılmış zaman öleğinde değişimleri Şekil 31 'deki gibidir.

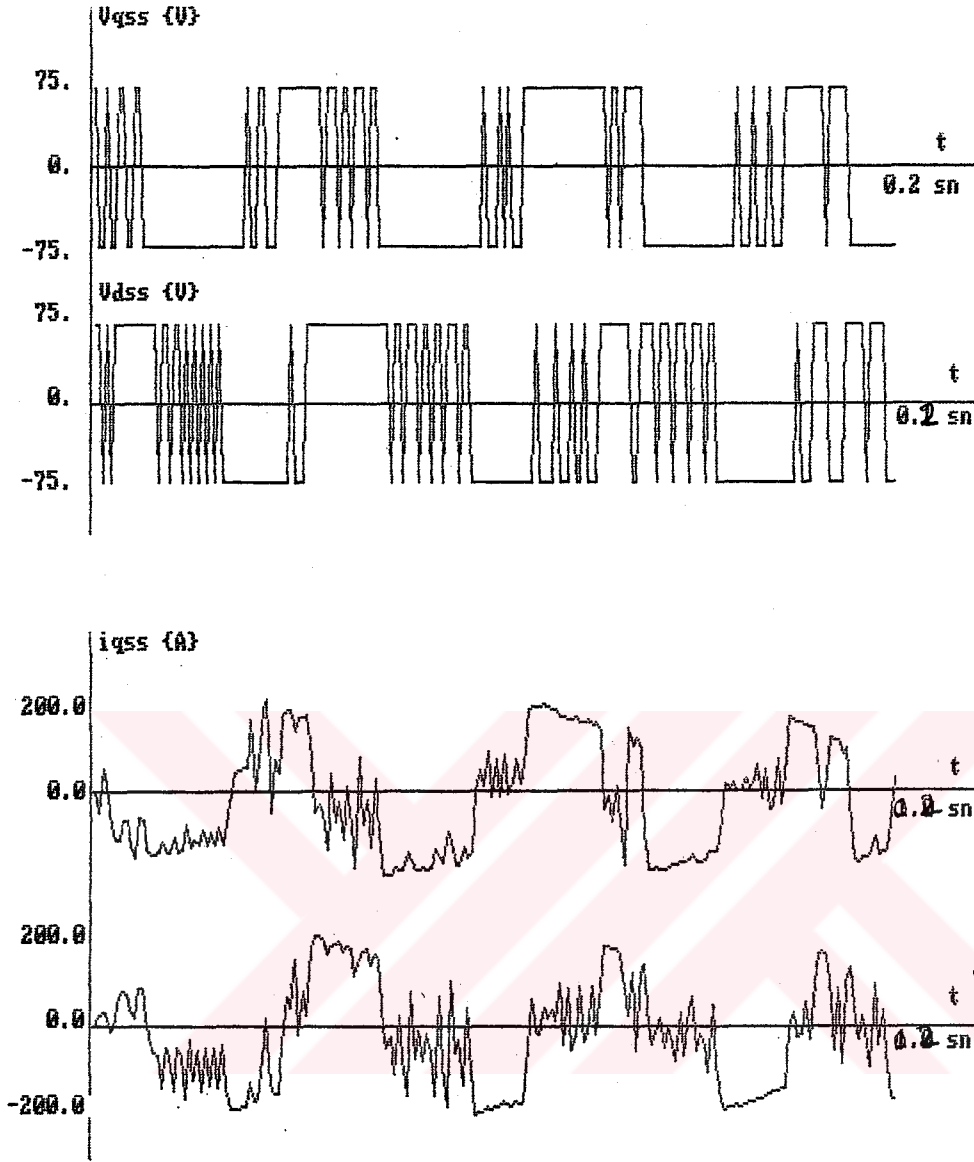
Yukarıda görüldüğü gibi bu tür bir benzetim programı ile vektör kontrollü düzener sağlıklı bir şekilde tasarlanabilir ve sistemin ögelerinin anma değerleri önceden belirlenebilir.



Sekil 29. Akım Beslemeli Inverterle Sürülen Vektör Kontrollü Düzeneğin Dinamik Davranışından Elde Edilen Rotor Hızı, Moment, Akım ve Gerilimlerin Zamanla Değişimleri.



Sekil 30. Akım Beslemeli Inverterle Sürülen Vektör Kontrollü Düzenegin Dinamik Davranışından Elde Edilen λ_{qr} , λ_{dr} , i_{qs}^s , i_{ds}^s , V_{qs}^s ve V_{ds}^s 'nin Zamanla Değişimleri



Sekil 31. Akım Beslemeli Inverterle Sürülen Vektör Kontrollü Düzenegin Dinamik Davranisından Elde Edilen i_{qs}^s , i_{ds}^s , V_{qs}^s ve V_{ds}^s 'nin ilk 0.2 saniye Boyunca Zamanla Değişimleri.

6.3. VEKTÖR KONTROLLU DÜZENEKLERDE OPTİMAL ÇALIŞMA NOKTASININ BELİRLENMESİ

Vektör kontrol yönteminde akı ve moment ayrı ayrı kontrol edilebilmektedir. Heung G. KİM (ve Arkadaşları, 1984, /16/) düşük yük momentinde daha düşük hava aralığı akısının ASM'leri daha verimli çalıştırdığını göstermiştir. Buradan yola çıkarak optimal çalışma noktasındaki kaymanın analitik ifadesi EK-1'de aşağıdaki gibi bulunmuştur.

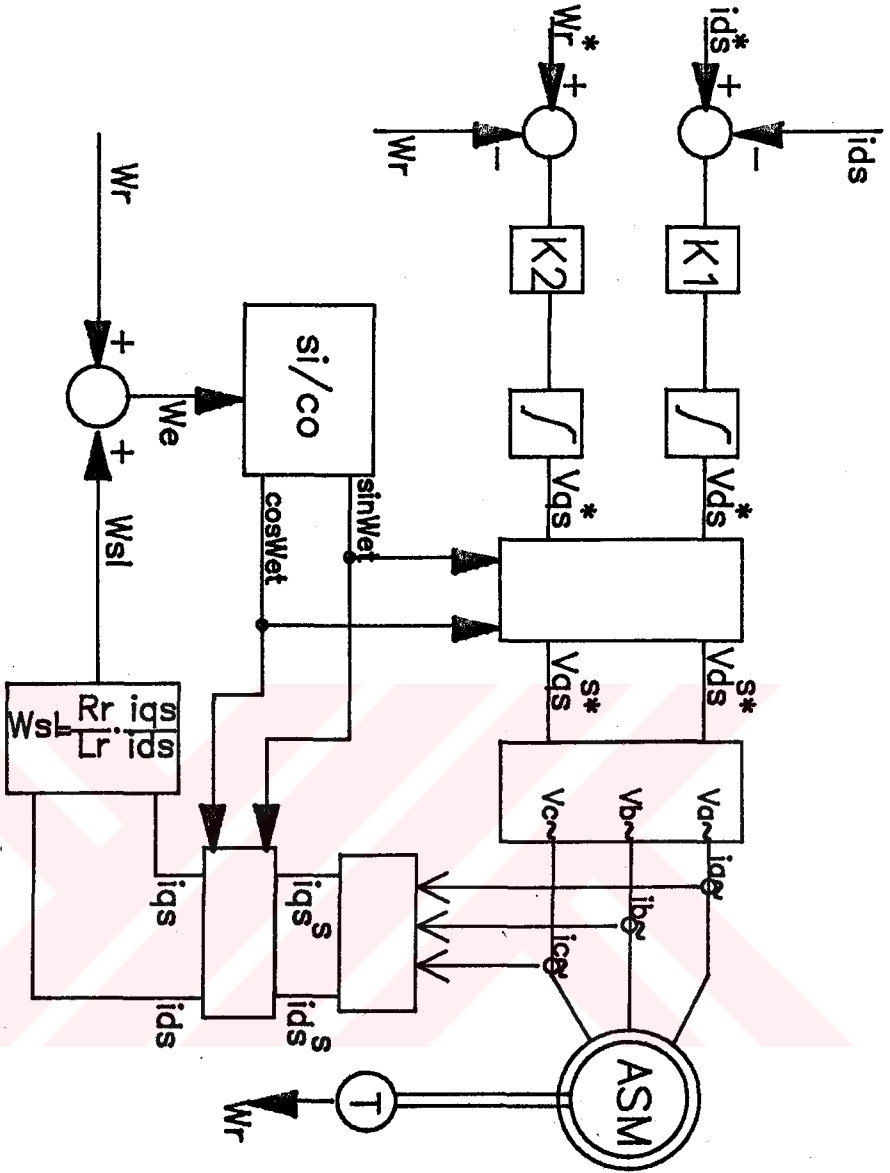
$$s^* = \frac{R_r}{w_r} \sqrt{\frac{R_r + \frac{2}{3} \pi k_h w_r L_m^2 + \frac{1}{3} k_e w_r^2 L_m^2}{2 \cdot R_r L_m^2 + 2 \cdot R_r L_{lr} L_m^2 + R_r L_{lr}^2 + \frac{2}{3} k_h \pi w_r^2 L_m^2 L_{lr}^2 + \frac{1}{3} k_e L_m^2 w_r^2 L_{lr}^2}}$$

(6.20)

Dengeli üçfazla beslenen ASM'lerde kayma frekansı ve gerilimin genliği ayarlanarak istenen değerde tutulabilir. Ancak vektör kontrol yönteminde kayma değerinin ayarı dolaylı yoldan yapılır. Bunun için stator akım bileşenlerinin ikisinin birden ayarlanması gerekir. Stator akım bileşenlerinden biri üretilecek momenti diğeri akıyı belirler. Dolayısıyla bunların değiştirilmesi üretilecek momentin bilinmesini gerektirir. Bu nedenle vektör kontrol yönteminde optimizasyon için optimal kayma bağıntısı yerine bu bağıntıdan faydalanarak elde edilen optimal akı bağıntısını kullanmak daha elverişlidir. Bu amala yapılan bir optimizasyon süreci aşağıda anlatılacaktır.

6.3.1. Vektör Kontrol Yönteminde İteratif Optimizasyon

Sekil 32'de optimal kayma noktasının iterasyon ile belirlenmesine ilişkin blok diyagram verilmiştir. Sistemin geri besleme düzeni Bölüm 6.1 'de anlatılmıştır. Burada yapılan değişiklik sadece dinamik çalışma esnasında akıyı belirleyen i_{ds}^* referans akımını belirli zamanlarda değiştirmektir.



Makinanın ve Sistemin Parametreleri

$R_s=12.0$, $R_r=13.4$ ohm

$L_s=L_r=0.05577$ H

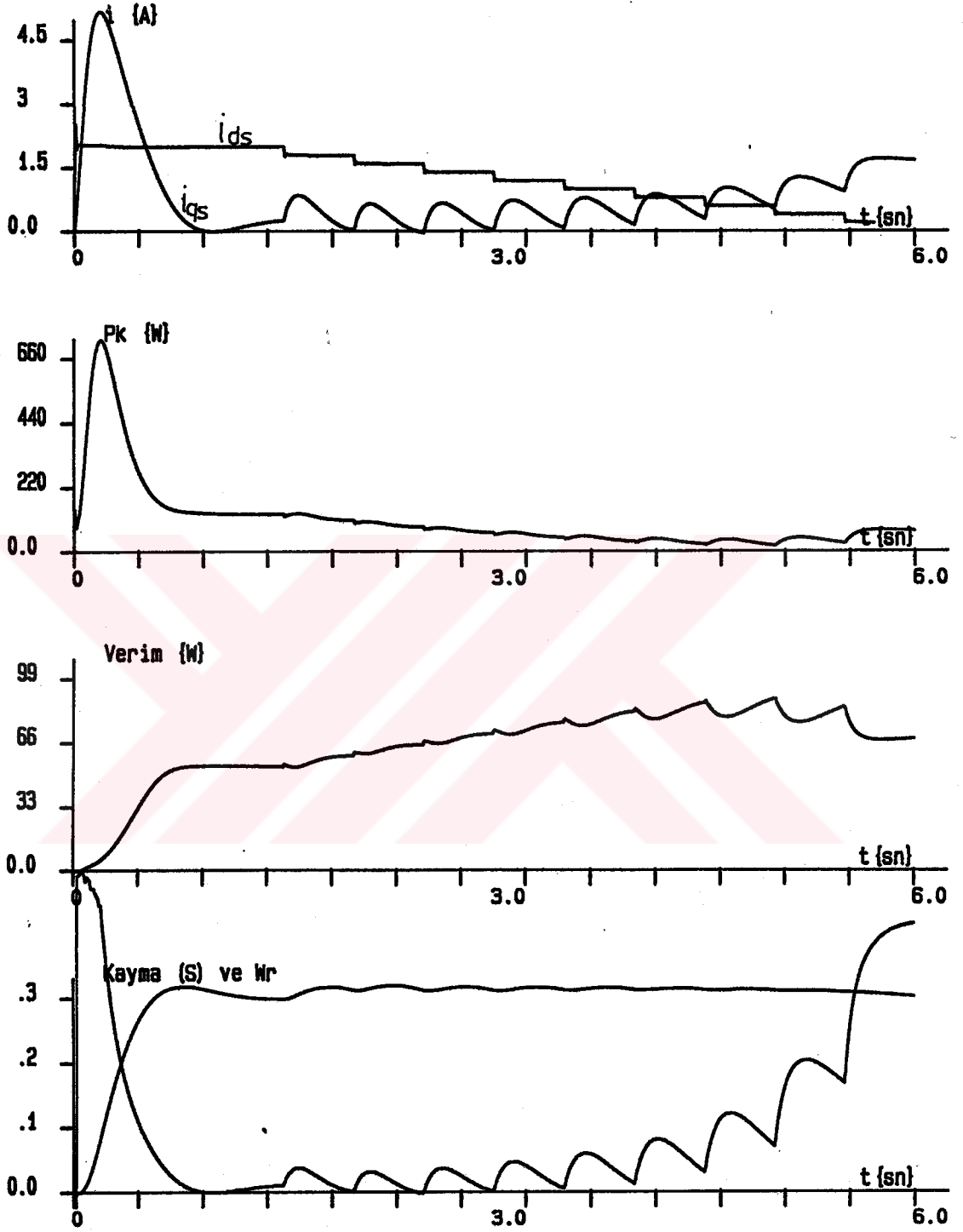
$L_m=0.97$ H

$J=0.04$ kg.m

$K_1=10000.0$

$K_2=8.0$

Sekil 3:\Vektör kontrolunda Optimal Kayma Noktasının Değişmesinin Gözlenebilmesi İçin Blok Diyagramı.



Sekil 33. Sekil 32.'deki Blok Diyagramda Referans i_{ds}^* işaretinin Zamanla Adım Adım Azaltılarak Optimal Çalışma Noktasının Elde Edilmesine İlişkin Eğriler.

i_{de}^* akımı ilk 1.6 saniye süresince 2 Amperde tutularak makinanın $Tl=1$ Nm 'lik yük momenti altında hızlanması ve sürekli çalışmaya geçmesi beklenmiştir. Sonra her 0.4 sn 'de bu akım 0.2 A azaltılmıştır. 6 sn 'lik süre boyunca yapılan iterasyonlarla Şekil 33 'deki gibi i_{qs} , i_{de} , kayıp güç, verim, kayma ve rotor hızı gözlenmiştir. Şekil 33'de çizilen grafikler dinamik çalışma esnasında i_{de}^* 'nin veya akının azaltılarak belirli bir yük momenti için optimal çalışma noktasının belirlenmesinin mümkün olduğunu göstermektedir.

Şekil 33'de kayıp gücün minimum olduğu noktada verim maksimumdur. Bu noktada $i_{de}^*=0.6$ A ve kayma yaklaşık $S=0.1$ civarındadır. Eğer giriş gücü ölçülerek minimum giriş gücünü belirleyecek bir kontrol algoritması kullanılırsa bu yöntem doğal olarak optimal çalışma noktasını bulabilir. Bu tür bir iterasyon yöntemi D.S KISHCHEN (1984, /17/) tarafından doktora tezinde kullanılmıştır. Ancak bu tür yöntemler kontrol algoritması içinde mikroişlemcilerle ek bir yük getirmektedir. Bu nedenle vektör kontrol yönteminde optimal çalışma noktasının tek bir işlemle elde etmek daha ekonomik olacaktır. Bu düşünceyle aşağıdaki yöntem geliştirilmiştir.

6.3.2. Vektör Kontrol Yönteminde Optimal Akı Seviyesi ve Kaymanın Analitik Olarak Belirlenmesi

Ek-2'de rotor demir kayıpları ihmal ve rotor hızının yaklaşık stator açısal hızına eşit olduğu kabülleri ile optimal kayma,

$$s^* = \frac{R_r}{W_r} \sqrt{\frac{R_e + k_h f_r L_m^2 + k_e f_r^2 L_m^2}{R_e L_r^2 + R_r L_m^2}} \quad (6.21)$$

şeklinde elde edilmiştir. Bu kaymayı sağlamak için gerekli akı seviyesi optimal akı seviyesi olup, optimal kayma bağıntısı kullanılarak aşağıdaki şekilde elde edilmiştir.

$$\hat{\lambda}_r^* = \lambda_{drop} = \sqrt[4]{\frac{(R_s L_r^2 + R_r L_m^2) \cdot T_e^2}{R_s + k_h f_r L_m^2 + k_e f_r^2 L_m^2}} \quad (6.22)$$

Vektör kontrollü düzeneklerde optimal çalışma noktasına kayma yerine akıdan yola çıkarak varmak daha ekonomik ve kolay yoldur (Feak M. KHATER ve Ark., 1987, /15/). Optimal akı değeri dinamik çalışmanın başında bilinen yük momenti için veya sürekli çalışma esnasında bilinmeyen yük momentleri için endüklenen momenti kullanılarak hesaplanabilir. Bu tür bir hesaplama ve sistemin çalışmasını gösterir blok diyagram Şekil 34.'de verilmiştir.

Şekil 34. 'deki sistemde $\hat{\lambda}_r^*$ dinamik çalışmanın başında bir kez hesaplanmakta ve burdan

$$i_{dsop} = \frac{\lambda_{dsop}}{L_m} \quad (6.23)$$

bağıntısı ile i_{dsop} elde edilmektedir.

w_r^r , referans rotor hızıdır. i_{ds}^r , ise önceden belirlenecek rotor nominal akı değerini veren akıdır. Zamanın herhangi bir anında belirlenecek i_{dsop} akımı ile i_{ds}^r akımı karşılaştırılarak i_{ds}^* akımı bir oransal integral alıcı çıkışında üretilir. Bu analitik olarak,

$$t > t_0 \text{ olmak üzere } i_{ds}^* = i_{ds0}^* + K_{af} (i_{dsop} - i_{ds}^r) dt \quad (5.24)$$

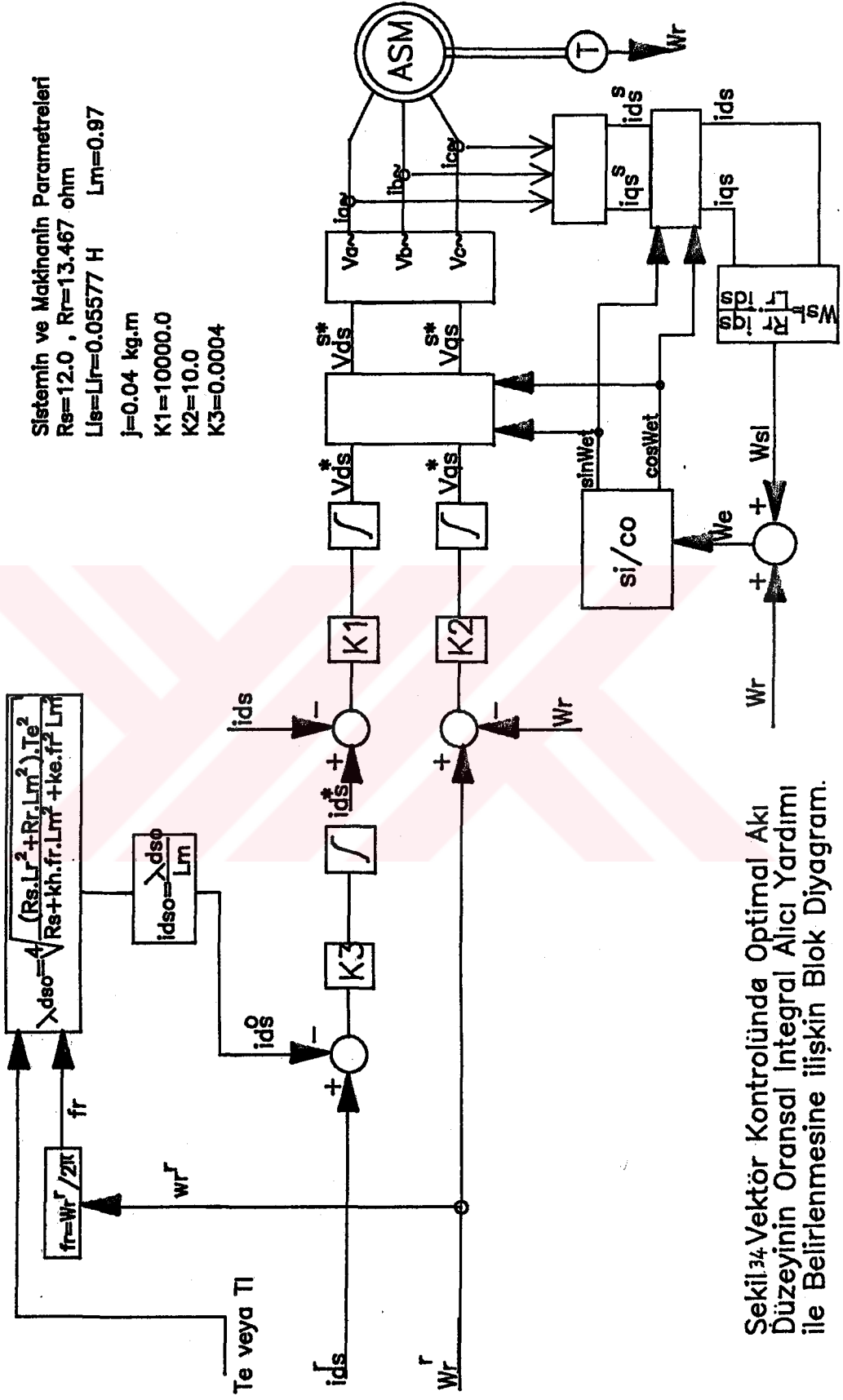
şeklinde gösterilir. Bundan sonra sistemin çalışması Şekil 32 'de blok olarak verilen vektör kontrollü düzeneğin aynısıdır.

Şekil 34. 'de verilen düzeneğin dinamik çalışmasına ilişkin i_{ds} , i_{qs} akımları, kayıp güç, verim, kayma ve rotor hızının zamanla değişimleri Şekil 35. 'de verilmiştir. $t=t_0$ anında belirlenen optimal akı veya buna bağlı üretilen i_{dsop}

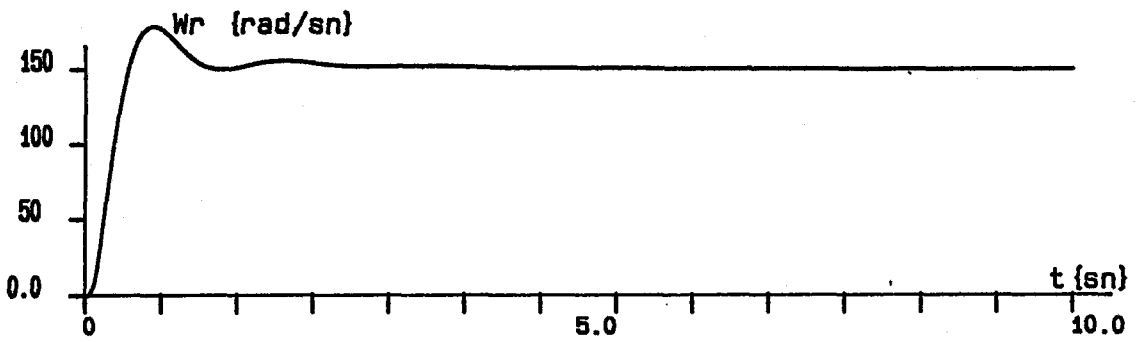
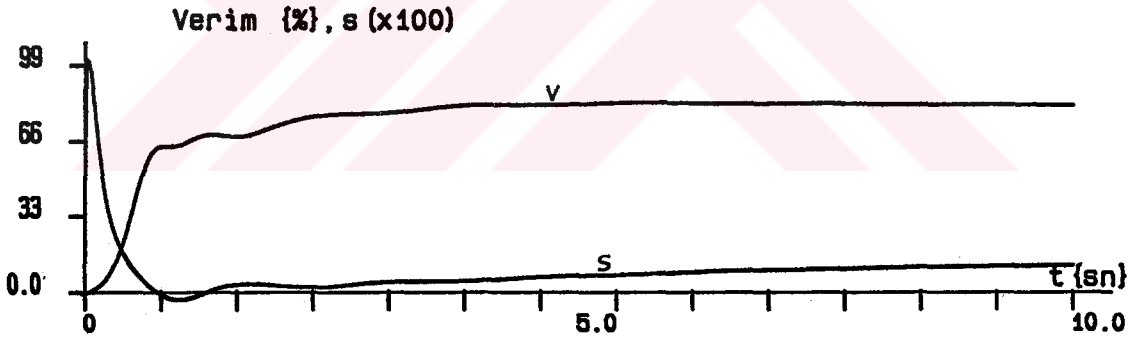
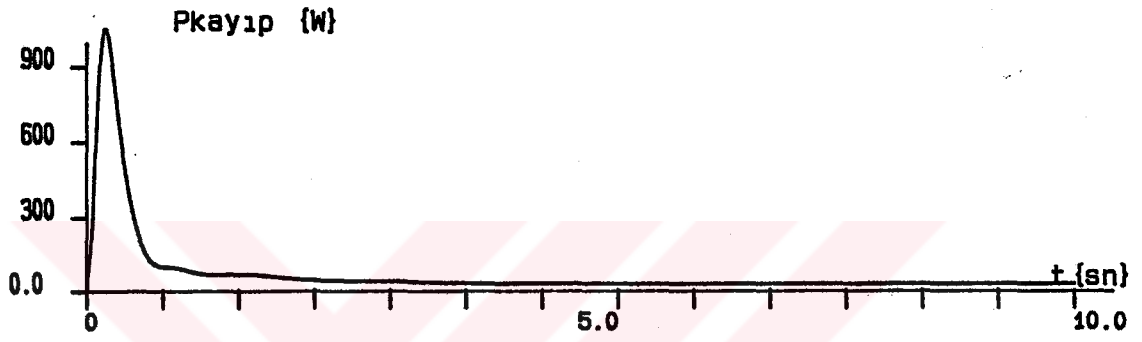
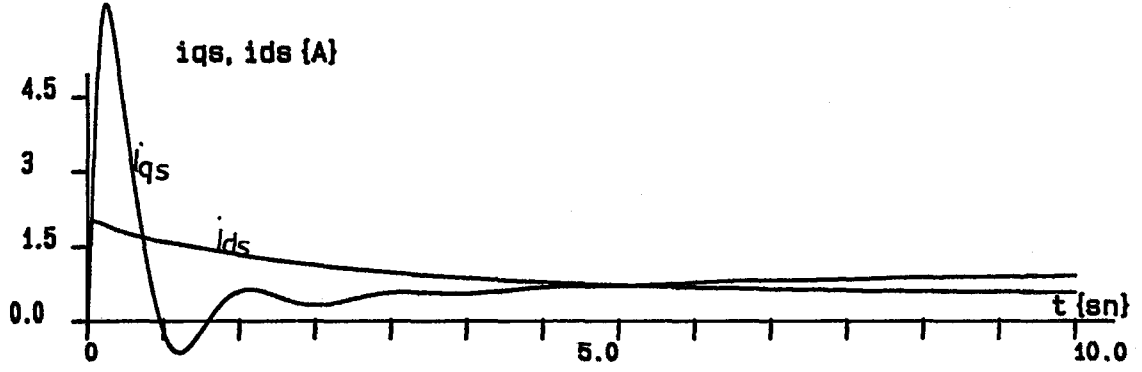
akımı ile sistem eksponansiyel bir şekilde optimal çalışma noktasına yaklaşmaktadır ($t_0=0$ ve yük momenti biliniyor).

Bölüm 6.3.1.'de verimin maksimum olduğu noktada $s=0.09$ ve verim %83.2 dir. Şekil 35.'de ise verimin maksimum olduğu noktada $s=0.11$ ve verim %82 dir. Bu bize optimal kayma bağıntısı ile yapılan optimizasyonun hatasının ihmal göze alınabilecek kadar küçük olduğunu gösterir.

Sistemin ve Makinanın Parametreleri
 $R_s=12.0$, $R_r=13.467$ ohm
 $L_{ls}=L_{lr}=0.05577$ H $L_m=0.97$
 $j=0.04$ kg.m
 $K_1=10000.0$
 $K_2=10.0$
 $K_3=0.0004$



Sekil 34 Vektör Kontrolünde Optimal Akı Düzeyinin Oransal Integral Alıcı Yardımı ile Belirlenmesine İlişkin Blok Diyagram.



Şekil 35 Şekil 34'deki Vektör Kontrol Yönteminin Tek Bir Bağıntı ile Optimizasyonunu Sağlayan Blok Diyagramın Dinamik Çalışmasına İlişkin Eğriler.

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

7.1. SONUÇLAR

Literatürde ASM'lerin optimal denetimlerine ilişkin pek çok yöntem geliştirilmiştir. Bu çalışmaların amacı öncelikle ASM'lerin kolay denetim ve verimli çalışmalarını sağlamaktır. Bunun yanında güç katsayısı düzeltilmesi, geçici olayların önceden belirlenerek sistemin güvenilirliğinin artırılması bu çalışmaların kapsadığı diğer özelliklerdir.

Bu tezde demir ve bakır kayıplarını minimum yapan optimal çalışma noktasını yük momentinden bağımsız olarak veren bir bağıntı elde edilmiştir. 2. Bölüm'de belirlenen kayıpların EK-1'deki optimizasyon işlemi ile optimal çalışma noktasını veren kayma ifadesi, dengeli, üç fazlı besleme durumu için aşağıdaki gibidir.

$$s^* = \frac{R_r}{W_r} \sqrt{\frac{R_r + \frac{2}{3} \pi k_h w_r L_m^2 + \frac{1}{3} k_e w_r^2 L_m^2}{2 \cdot R_r L_m^2 + 2 \cdot R_r L_{lr} L_m + R_r L_{lr}^2 + \frac{2}{3} k_h \pi w_r L_m^2 L_{lr} + \frac{1}{3} k_e L_m^2 w_r^2 L_{lr}^2}}$$

Gerilim ve frekans ayarlanarak bu kayma ile ASM çalıştırıldığında verim maksimuma çok yakın olmaktadır. Bunu, yapılan sayısal optimizasyondan elde edilen sonuçlar doğrulamaktadır (EK-3).

ASM'lerin kontrolü için yapılan çalışmalarda DA makinasında olduğu gibi akının ve üretilen momentin ayrı ayrı kontrolü en fazla benimsenmiş ilkedir. Şimdiye kadar DA makinasına en yakın dinamik davranışı vektör kontrollü sürücüler vermiştir (M. AKAMATSU, 1982, /11/). Bu yüzden vektör kontrol yöntemi optimizasyonda önemli üstünlükler sağlamaktadır.

Vektör kontrollü sürücüler anlık faz akım kontrollü inverterler ile gerçekleştirilir. 5. Bölüm'deki gibi birim vektör üretimi sıfır hızdan maksimum hıza kadar doğru bir şekilde yapılabilirse, vektör kontrollü sürücü sistem DA makinaları gibi hız ve konum kontrolü için kullanılabilir. (5.28) veya (6.2)'deki bağıntılarından biri ile hesaplanacak kayma hızı rotor hızı ile toplanarak stator akımları açısız hızı elde edilir. Mekanik zaman sabiti elektriksel zaman sabitinin yanında çok büyük olduğundan stator akımlarının frekansı geniş bir zaman aralığında sabit kabul edilebilir. Bu durum kontrol amacı ile kullanılan mikroişlemcinin zamanının başka değerlerin hesaplanabilmesi için ayrılabilirliğini belirtir. Kontrol için kullanılan mikroişlemci üç temel işlevi görür. Bunlar, makina terminal değerlerini okumak, kontrol için gerekli hesaplamaları yapmak ve kontrol işaretlerini üretmektir. Mikroişlemci çalışma zamanının en önemli kısmını stator frekansını belirlemek için ayıracaktır. Ancak stator frekansının sabit kabul edileceği zamanlarda kontrol çıkışları değişmeyecektir. Bu çıkışlar bir kaydedici vasıtasıyla sürekli çıkış olarak üretilebilir ve mikroişlemci zamanı optimizasyon veya başka işlemleri yapmak için ayrılabilir.

Vektör kontrollü sürücüde üretilen gerilim ve akımlar genelde simetrik üçfazlı bir sistem oluşturmaz. Bu nedenle vektör kontrollü ASM'nin eşdeğer devresi bilinen ASM eşdeğer devresinden farklıdır. Vektör kontrollü ASM'nin eşdeğer devresi D.S. KISHCHEN (1985, /17/) tarafından verilmiştir. Vektör kontrol için çıkarılan ASM'nin kayıp güç fonksiyonu normal makinadan farklı olup yeni bir optimal çalışma noktasının belirlenmesi gerekmiştir.

EK-2'de vektör kontrollü ASM'nin kayıplarını minimum yapan optimal kayma yükten bağımsız olarak bir bağıntı ile bulunmuştur. Bu kayma ve üretilen momente bağlı olarak üretilen optimal akı bağıntısı Bölüm 6.3.2'de verilmiştir.

Dengeli üç fazla beslenen ASM'nin optimal çalışma noktası EK-3'de aşağıdaki gibidir.

$$s_{op} = 0.07 \quad \text{Verim} = 68\%, 73\%$$

Vektör kontrol yönteminde ise aynı yük momenti ve referans hızda optimal çalışma noktası Bölüm 6.3.2 ve EK-2'den

$$s_{op} = 0.11, \quad \text{Verim} = 82\%$$

bulunmuştur. Bu sonuçlar göstermektedir ki; vektör kontrol yöntemi ile kurulan sürücü düzenek makinayı çok daha verimli olarak çalıştırabilmektedir. Inverterden gelen harmonik kayıplarının toplam kayıplara etkisinin çok az olduğu çeşitli kaynaklarda belirtilmiştir.

Akım beslemeli inverterle sürülen vektör kontrollü düzeneğin dinamik çalışması Bölüm 6.2'de verilmiştir. Buradan elde edilen grafikler göstermektedir ki; vektör kontrol yönteminin uygulanması için gerekli inverter elemanlarında aranan özellikler normal inverterlerden çok farklı değildir. Inverter modeli ve vektör kontrollü sürücünün dinamik davranışında iterasyon için kullanılan zaman adımlarından daha kısa sürede tıkama veya iletme geçebilecek yarı iletken elemanlar inverter katında kullanılabilir.

Benzetim programlarında elde edilen sonuçlar doğrudan faz akımlarının gözlenebilmesinden dolayı gerçek sisteme çok yakın olmasına rağmen tam olarak sistemin çalışmasını vermemektedir. Bunun nedeni gerçek sistemde inverter akımlarının harmonikli yapısı ve sıfır hız civarında birim vektörlerin üretilmesindeki zorluklardır. Stator akımlarının harmoniksiz değerleri iyi bir süzgeçleme ile elde edilebilir. Sıfır hız civarındaki çalışmalarda ise rotor açısı bir açı kodlayıcı yardımıyla motor milinden alınabilirse

vektör kontrollü düzenek konum ve hız için daha duyarlı olur.

Bu tezde varılan sonuçlar aşağıdaki gibi özetlenebilir

- . Dengeli üç faz besleme yapan ASM sürücülerin demir ve bakır kayıplarını minimum yapan optimal kayma yükten bağımsız olarak tek bir bağıntı ile elde edilebilir.
- . Vektör kontrollü ASM sürücü, serbest uyarmalı DA motoru ile kurulan sürücüye benzer davranış gösterir.
- . Vektör kontrolü için kullanılacak inverterler gerilim ve akım beslemeli olabilir. Ancak inverter katının vektör kontrolü için gerekli akımları üretmesi ve birim vektörlerin doğru olarak üretilebilmesi gerekir.
- . Vektör kontrollü ASM sürücüler dengeli üç fazla beslenen ASM sürücülerden daha verimli çalışmaktadır.
- . Vektör kontrollü ASM sürücü için de optimal kayma analitik olarak yükten bağımsız bulunabilir. Ancak vektör kontrolde akı daha kolay denetlenebildiğinden optimal akı bağıntısının kullanılması daha kullanışlıdır. Optimal akı bağıntısı üretilecek momente bağlı bulunmaktadır. Üretilen moment ise vektör kontrolde tek bir işlemle elde edilmektedir.
- . Vektör kontrollü sürücünün doğru çalışabilmesi için kullanılan asenkron motorun parametrelerinin doğru olarak elde edilmesi ve bu parametrelerin sıcaklık vs. etkenlerle değişimlerinin izlenmesi gerekir.

7.2. ÖNERİLER

Hız ve moment kontrolü için en uygun makina serbest uyartımlı DA makinasıdır. Büyük güçlü DA makinası üretilmediğinden büyük güçlerde DA makinasına benzer dinamik davranış karakteristiğine sahip vektör kontrollü ASM sürücüler kullanılabilir. Ancak vektör kontrollü sürücülerin kontrolü henüz kolayca yapılamamaktadır. Burada karşılaşılan en büyük sorun vektör kontrolü için gerekli olan birim vektörlerin üretilmesindeki zorluktur.

Vektör kontrollü sürücünün gerçekleştirilmesi için en az bir mikroişlemciye ihtiyaç vardır. Sistem; kontrollü doğrultucu, anlık faz kontrollü inverter ve vektör kontrol ünitesinden oluşur. Bu ünitelerin her birinde ayrı bir mikroişlemci ve bu üç mikroişlemcinin haberleşmesini sağlayan bağlantı ünitesi kullanmak uygun olacaktır.

Optimal çalışma noktasının, analitik yoldan tek bir bağıntı ile bulunması ekonomi sağlamaktadır. Bu amaçla EK-1'de elde edilen bağıntılardan yararlanılabilir.

Vektör kontrollü sürücüde kullanılacak inverterin mutlaka akım beslemeli inverter olması gerekmez. Eğer gerekli kayma faz akımlarından hesaplanabiliyorsa o takdirde sistem, gerilim beslemeli inverter ile de tasarlanabilir. Ancak burada faz akımları dolaylıda olsa denetlenebilirliktir.

Konum kontrolünü büyük güçlerde yapabilecek en iyi sürücüler açılı ve vektör kontrollü sürücülerdir. Ancak bu durumda rotor konumunun doğru olarak algılanması gerekir.

KAYNAKLAR

- / 1/ AKAMATSU Masahiko, IKEDA Kazuo, TOMEI Hideaki, YANO Sadanari "High Performance IM drive by Coordinate Control Using A Controlled Current Inverter", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-18, No.4, July/August 1982
- / 2/ AKPINAR E., PILLAY P. "Modelling and Performance Slip Energy Recovery Induction Motor Drives" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.5, No.1, March 1990
- / 3/ BAGHZOUS Y., TAN Owen T., "Optimal Efficiency Speed Control Of Induction Motors by Variable Rotor Impedance", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.4, No.2, June 1989
- / 4/ BLASCHKE F., "The Principle of Field Orientation as Applied to the TRANSVECTOR Closed Loop Control System For Rotating Field Machines", Siemens Review, Vol.34, pp.217-220, May 1972
- / 5/ BOLOGNANI Silverio, BUJA Giuseppa S. "Control System Design of A Current Inverter Induction Motor Drive" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, No.5, September/October 1985
- / 6/ BOSE B.K., " Power Electronics and AC Drives", Prentice -Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 07632, 1986
- / 7/ DENNIS A. Jarc, Dennis P. Connors, " Variable Frequency drives and Power Factor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, NO.4,

- / 8/ HANCOCK N.N., "Matrix Analysis of Electrical Machinery"
Pergamon Press 1974
- / 9/ HASSE K., "Zur Dynamik Drehzahl geregelter Antriebe mit
Stromrichter gespeisten Asynchron- Kurzschlusslauferma-
chinen ", Dramstadi, Techn. Hochsch., Diss., 1969
- /10/ IOANNIDES Maria G., TEGEPOULAS John A., "Generalized
Optimization Slip Power Recovery Drives", IEEE
Transactions on Energy Conversion, Vol.5, No.1, March
1990
- /11/ ITO Teruo, YAMAGUCHI Tadashi, UEDA Ryuzo, MOCHIZUKI
Takuro, TAKATA Sigeo, "Analysis of Field Orientation
Control of Current Source Inverter Drive Induction
Motor Systems", IEEE Transactions on Industry
Applications, Vol. IA-109, No.2, March/April 1983
- /12/ JONES B.L., BROWN J.E., "Electrical Variable-Speed
Drives", IEE Proceedings Vol.131, Pt.A, No.7, September
1984
- /13/ JONES C.V., "The Unified Theory of Electrical Machines"
Butterworth, London 1967
- /14/ KABABJIE Mammon F. AL, SHEPHERD William, "A Speed and
Power Factor Controller For Small Three-Phase Induction
Motors", IEEE Transactions on Industry Applications,
Vol. IA-20, No.5, September/October 1984
- /15/ KHATER Faeka M., LORENZ R.D., NOVENTY D.N., TANG Keith,
"Selection of Flux Level in Field-Oriented Induction
Machine Controllers With Consideration of Magnetic
Saturation Effect", IEEE Transactions on Industry
Applications, Vol. IA-23, No.2, March/April 1987

- /16/ KIM Heung G., SUL Seung K., PARK Min H., "Optimal Efficiency Drive of Current Source Inverter Fed Induction Motor by Flux Control", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-20, No.6, November/December 1984
- /17/ KISHCHEN Daniel Sadi, "Optimal Efficiency Control of Induction Machines", University of Wisconsin-MADISON, 1985 (Doctor of Philosophy)
- /18/ KRAUSE Paul C., "Analysis of Electric Machinery" McGraw-Hill International Editions, 1988
- /19/ KRISHNAN R., LINDSAY James F., STEFANOVIC Victor R. "Design of Angle-Controlled Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Industry Applications Vol. IA-19, No.3, May/June 1983
- /20/ KRON G. "The Application of Tensor to The Analysis of Rotating Electrical Machinery" General Electric Review Schenectady, New York, USA, 1962
- /21/ KUSKO Aleksander, GALLER Donald, "Control Means For Minimization of Losses in AC and DC Drives", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-19, No.4, July/August 1983
- /22/ LIU Chang-Huan, HWU Chen-Chain, FENG Ying-Fang, "Modelling and Implementation of A Microprocessor-Based CSI-Fed Induction Drive Using Field-Oriented Control", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.25, No.4, July/August 1989

- /23/ SATHIKUMAR S., VITHAYATHIL Joseph, "Digital Simulation of Field Oriented Control of Induction Motor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.IE-31, No.2, May 1984
- /24/ SATHIKUMAR S., BISWAS S.K., WITHAYATIL Joseph, "Microprocessor-Based Field-Oriented Control of A CSI-Fed Induction Motor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.IE-33, No.1, February 1986
- /25/ SCHMITZ N. L., JIAN T.W., NOVONTY D.W., "Characteristic Induction Motor Slip Values For Variable Voltage Part Load Performance Optimization", IEEE Transactions on Power and Systems, Vol.PAS-102, No.1, 1983
- /26/ SLEMON G.R., STRAUGHEN/ "Electric Machines", Addison Wesley Publishing Company, 1980
- /27/ VAS P., ALAKULA M., "Field-Oriented Control of Saturated Induction Machines", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.5, No.1, March 1990
- /28/ FINK Donald, BEATY H. Wayne, "Standard Handbook for Electrical Engineers", McGraw-Hill Book Company, 1978

EK-1

Dengeli Üç Fazla Beslenen Asenkron Motorun
Optimal Kaymasının Bulunması:

P_l : çıkış gücü
 P_{fe} : demir kayıpları
 P_{cu} : bakır kayıpları
 P_k : toplam kayıplar

olmak üzere normal asenkron motor eşdeğer devresi kullanılırken aşağıdaki kabüllerde yapılmış olsun.

1. Kabül: $s \ll 1$ ve $1+s=1$, $1+s^2=1$ (Rotor demir kayıpları ihmal)
2. Kabül: $1-s=1$ (Rotor hızı yaklaşık döneralan hızına eşit)

Bu durumda,

$$P_l = T_l \cdot \omega_r = 3 \cdot R_r \cdot I_r^2 \cdot \frac{1}{s} \quad (1)$$

$$I_r^2 = \frac{T_l \cdot \omega_r}{3R_r} \cdot s, \quad A = \frac{T_l \cdot \omega_r}{3R_r} \quad \text{ise} \quad I_r^2 = A \cdot s$$

olur. Hava aralığı emk'sı ve stator akımı,

$$E = \left(\frac{R_r}{s} + jX_{lr} \right) \cdot I_r \quad (2)$$

$$I_m = \frac{E}{jX_m} \quad (3)$$

$$I_s^2 = I_m^2 + I_r^2 \quad (4)$$

$$I_s^2 = \left(1 + \frac{X_{lr}}{X_m} \right)^2 \cdot A \cdot s + \frac{R_r^2}{X_m^2} \cdot \frac{A}{s} \quad (5)$$

olur. Buradan bakır kayıpları:

$$P_{cu} = 3R_s I_s^2 + 3R_r I_r^2 = 3AR_s \left(1 + \frac{2 \cdot L_{lr}}{L_m} + \frac{L_{lr}^2}{L_m^2} \right) s + \frac{3R_s R_r^2}{X_m^2} \cdot \frac{A}{s} + 3R_r A s \quad (6)$$

şeklinde bulunur.

Rotor demir kayıpları ihmal edildiğinde,

$$P_{fe} = (kh/fr + k_e) \cdot E^2 \quad (7)$$

şeklinde demir kayıpları sadeleşir. E yerleştirilirse,

$$P_{fe} = (kh/fr + k_e) \cdot R_r^2 \cdot \frac{A}{s} + (kh/fr + k_e) \cdot X_{lr}^2 \cdot A \cdot s \quad (8)$$

haline dönlür. Toplam kayıplar,

$$P_k = P_{fe} + P_{cu} \quad (9)$$

$$P_k = (kh/fr + k_e) \cdot R_r^2 \cdot \frac{A}{s} + (kh/fr + k_e) \cdot X_{lr}^2 \cdot A \cdot s$$

$$+ 3R_e I_s^2 + 3R_r I_r^2 = 3AR_e \left(1 + \frac{2 \cdot L_{lr}}{L_m} + \frac{L_{lr}}{L_m}\right) s + \frac{3R_e R_r}{X_m} \cdot \frac{A}{s} + 3R_r A s \quad (10)$$

şeklinde yazılır.

$$\frac{dP_k}{ds} = 0 \quad (11)$$

dan kayıp gücü minimum yapan kayma,

$$s_{op} = \frac{R_r}{\sqrt{\frac{3 \cdot R_e + kh \cdot X_m^2 / fr + k_e \cdot X_m^2}{3R_r + 3R_e + 6R_e L_{lr} / L_m + 3L_{lr}^2 / L_m^2 + kh X_{lr}^2 / fr + k_e X_{lr}^2}}} \quad (12)$$

şeklinde elde edilir. Başka bir deyişle kayma

$$s^* = \frac{R_r}{w_r} \sqrt{\frac{R_r + \frac{2}{3} \pi k_h w_r L_m^2 + \frac{1}{3} k_e w_r L_m^2}{2 \cdot R_r L_m^2 + 2 \cdot R_r L_{lr} L_m + R_r L_{lr}^2 + \frac{2}{3} k_h \pi w_r L_m^2 L_{lr} + \frac{1}{3} k_e L_m^2 w_r L_{lr}^2}} \quad (13)$$

şeklinde yazılabilir.

EK-2

Vektör Kontrol Yönteminde Optimal Akı Seviyesinin ve
Optimal Kaymanın Belirlenmesi:

Vektör kontrollü asenkron motorda,

$$\lambda_{qr} = 0 \quad (1)$$

$$\lambda_{dr} = \hat{\lambda}_r \quad (2)$$

dir. Kayma hızı,

$$w_{sl} = \frac{L_m}{L_r} \cdot R_r \cdot \frac{i_{qs}}{\lambda_{dr}} \quad (3)$$

ile moment ise,

$$T_e = \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_{dr} \cdot i_{qs} \quad (\text{p. u.}) \quad (4)$$

ile verilir. Buradan,

$$w_{sl} = w_e - w_r = \frac{s}{(1-s)} \cdot w_r \quad (5)$$

bağıntısı çıkarılır. (2)'den, $\frac{s}{(1-s)} \cdot w_r = \frac{L_m}{L_r} \cdot R_r \cdot \frac{i_{qs}}{\lambda_{dr}}$

eşitliği çözülerek,

$$i_{qs} = \frac{L_r}{R_r \cdot L_m} \cdot \lambda_{dr} \cdot w_r \cdot \frac{s}{(1-s)} \quad (6)$$

elde edilir. Eğer $w_{sl} \ll w_e$ olduğunu düşünersek $w_e = w_r$ yazabiliriz. Bu durumda optimizasyon işleminde büyük kolaylık sağlanmış olmakta ve yapılan hata optimal noktadan çok az bir sapma gösterecektir. Sürekli durumda rotor akım veya akıların frekansı küçük olduğundan rotor demir kayıplarının toplam demir kayıplara etkisi çok az olmaktadır. Bu durumda aşağıdaki kabüller yapılabilir.

1. Kabul: $1-s=1$, $s \ll 1$
2. Kabul: $P_{fe, rotor} = 0$

(3) ve (6) bağıntılarından

$$T_e = \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_{dr} \cdot \frac{L_r}{L_m \cdot R_r} \cdot w_r \cdot \lambda_{dr} \cdot \frac{s}{(1-s)}$$

veya

$$T_e = \frac{w_r}{R_r} \cdot s \cdot \lambda_{dr}^2 \quad (7)$$

olur ve burdan,

$$\lambda_{dr} = \sqrt{\frac{T_e \cdot R_r}{w_r \cdot s}} \quad (8)$$

(6) ve (8)'den

$$i_{qs} = \frac{L_r}{L_m} \cdot \sqrt{\frac{T_e \cdot w_r}{R_r}} \cdot \sqrt{s} \quad (9)$$

Temel bağıntılardan,

$$i_{ds} = \frac{\lambda_{dr}}{L_m} = \frac{1}{L_m} \cdot \sqrt{\frac{T_e \cdot R_r}{w_r \cdot s}} \quad (10)$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} \cdot i_{qs} = -\sqrt{\frac{T_e \cdot w_r}{R_r}} \cdot \sqrt{s} \quad (11)$$

$$A = \frac{T_e \cdot w_r}{R_r} \quad \text{ve} \quad B = \frac{T_e \cdot R_r}{w_r} \quad \text{ise}$$

$$i_{qs} = \frac{L_r}{L_m} \cdot \sqrt{A} \cdot \sqrt{s} \quad (12)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{L_m} \cdot \sqrt{B} \cdot \frac{1}{\sqrt{s}} \quad (13)$$

$$i_{dr} = 0 \quad (14)$$

$$i_{qr} = -\sqrt{A} \cdot \sqrt{s} \quad (15)$$

olur.

Bakır kayıpları,

$$P_{cu} = R_s \cdot i_{qs}^2 + R_s \cdot i_{ds}^2 + R_r \cdot i_{qr}^2 + R_r \cdot i_{dr}^2 \quad (16)$$

$$P_{cu} = R_s \cdot \frac{L_r^2}{L_m} \cdot A \cdot s + R_s \cdot \frac{1}{L_m} \cdot B \cdot \frac{1}{s} + R_r \cdot A \cdot s + 0 \quad (17)$$

$$P_{cu} = (R_s \cdot \frac{L_r}{L_m} \cdot A + R_r \cdot A) \cdot s + \frac{R_s}{L_m} \cdot B \cdot \frac{1}{s} \quad (18)$$

şeklinde yazılır. Stator akısının çok az bir kısmı hava aralığında ve çok az bir kısımda stator kaçak akıllarında kaybolduğundan stator akılarının bileşkesi rotor akısı bileşkelerine yaklaşık eşit olur. Kaçak akıların ihmal edildiği bu durum vektör kontrolde gözönüne alındığında,

$$\lambda_{dr} = \sqrt{\lambda_{qs}^2 + \lambda_{ds}^2} = \hat{\lambda}_s \quad (19)$$

alınabilir. Rotor demir kayıpları ihmal edildiğinde vektör kontrol sisteminde demir kayıpları için,

$$P_{fe} = k_h \cdot f_r \cdot \lambda_{dr}^2 + k_e \cdot f_e \cdot \lambda_{dr}^2 \quad (20)$$

$$P_{fe} = (k_h \cdot f_r + k_e \cdot f_r^2) \cdot B \cdot \frac{1}{s} \quad (21)$$

yazılabilir. Toplam kayıplar,

$$P_k = \left(\frac{R_s \cdot L_r}{L_m} \cdot A + R_r \cdot A \right) \cdot s + \left(\frac{R_s}{L_m} \cdot B + k_h \cdot f_r \cdot B + k_e \cdot f_r^2 \cdot B \right) \cdot \frac{1}{s} \quad (22)$$

şeklinde kaymanın ve rotor hızına bağlı olarak bir fonksiyon halinde yazılabilir. Bu bağıntının s'ye göre türevi alınıp sifıra eşitlendiğinde bu kayıpları minimum yapan optimal kayma aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\frac{dP_k}{ds} = \frac{R_s \cdot L_r \cdot A}{L_m} + R_r \cdot A - \left(\frac{R_s}{L_m} + k_h \cdot f_r + k_e \cdot f_r^2 \right) \cdot \frac{B}{s} = 0 \quad (23)$$

(23) bağıntısında A ve B'nin değerleride yerleştirilerek optimal kayma,

$$s^* = \frac{R_r}{w_r} \sqrt{\frac{R_s + k_h \cdot f_r \cdot L_m + k_e \cdot f_r \cdot L_m}{R_s \cdot L_r + R_r \cdot L_m}} \quad (24)$$

(24) bağıntısındaki kayma bağıntısı (8)'deki akı bağıntısında yerleştirilirse akının optimal seviyesi için rotor hızı ve üretilecek momente bağlı ifade aşağıdaki şekilde olur.

$$\lambda_{dr}^* = \sqrt{\frac{(R_s \cdot L_r + R_r \cdot L_m) \cdot T_e}{R_s + k_h \cdot f_r \cdot L_m + k_e \cdot f_r \cdot L_m}} \quad (25)$$

EK-3

Uç Fazlı Asenkron Makinanın Parametrelerinin Ölçülmesi
Ve Kayıp Gücü Minimum Yapan Kaymanın Deneysel ve
İteratif Yoldan Bulunması:

a) Parametrelerin Ölçülmesi:

Makina Parametreleri,

$P_n=1.2$ kw, $U_n= 380$ V (Y/Y), $f_n=50$ Hz, $I_n=2.17$ A

Boşta çalışma deneyinde gerilim/frekans oranını sabit tutarak frekansın ve buna bağlı olarak gerilimin değiştirilmesiyle elde edilen değerler.

f (Hz)	U_0 (V)	I_0 (A)	P_0 (W)	n_0 (d/d)
30	132	0.575	38.25	893
40	176	0.580	56.25	1193
50	221	0.580	78.75	1493
60	264	0.585	101.25	1796

Kısadevre deneyinde ölçülen büyüklükler:

f (Hz)	U_k (V)	I_k (A)	P_k (W)	n_k (d/d)
50	92	2.125	345.0	0

Stator Sargısından ölçülen DA direnci:

$$R_s = 9.6 \text{ ohm}$$

Hesaplanan büyüklükler:

$$S_k = 3 \cdot U_k \cdot I_k$$

$$S_k = 586.5 \text{ VA}$$

$$Q_k = \sqrt{S_k^2 - P_k^2}$$

$$Q_k = 474.5 \text{ VAR}$$

$$P_k = 3 \cdot R_k \cdot I_k^2$$

$$R_k = P_k / (3 \cdot I_k^2)$$

$$R_k = 25.467 \text{ ohm}$$

$$R_{s, AC} = 12.0 \text{ ohm}$$

$$R_s = 12.0 \text{ ohm}$$

$$R_{r, AC} = R_k - R_{s, AC}$$

$$R_r = 13.467 \text{ ohm}$$

$$Q_k = 3 \cdot X_{lk} \cdot I_k^2$$

$$X_{lk} = Q_k / (3 \cdot I_k^2)$$

$$X_{lk} = 35.026 \text{ ohm}$$

$$L_{lk} = X_{lk} / (2 \cdot \pi \cdot f_e)$$

$$L_{lk} = 0.11155 \text{ H}$$

$$L_{ls} = L_{lk} / 2$$

$$L_{ls} = 0.055775 \text{ H}$$

$$L_{lr} = L_{ls}$$

$$L_{lr} = 0.055775 \text{ H}$$

$$S_o = 3 \cdot V_o \cdot I_o$$

$$Q_o = \sqrt{S_o^2 - P_o^2}$$

$$Q_o = E_o^2 / X_m$$

$$X_m = E_o^2 / Q_o$$

$$X_m = 294.0 \text{ ohm}$$

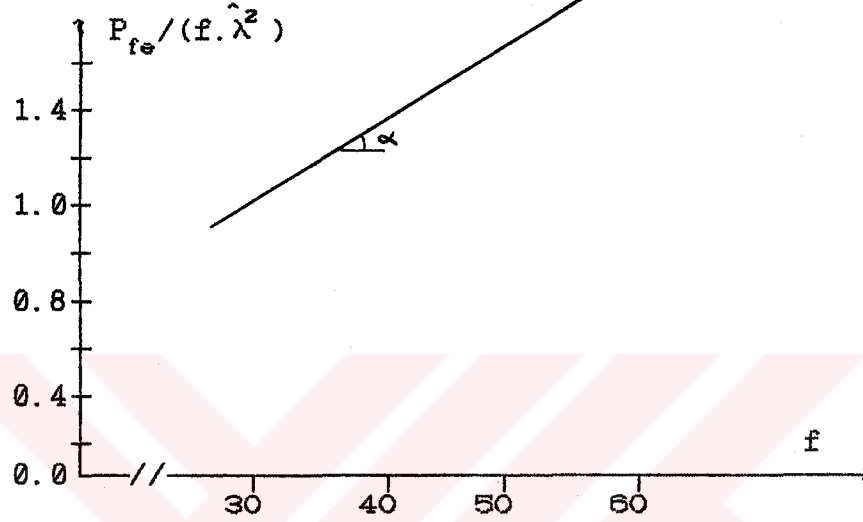
$$L_m = X_m / (2 \cdot \pi \cdot f_e)$$

$$L_m = 0.97 \text{ H}$$

Bosta çalışma deneyinden hesaplanan değerler:

f_o (Hz)	Q_o (VAr)	$\cos \phi_o$	Z_o	$E_o = U_o - Z_s I_o$	$\lambda_m = \frac{\sqrt{2} \cdot E_o}{2 \cdot \pi \cdot f_o}$
30	224.5	0.168	12+j10.5	125.0 $\underline{-2.6^\circ}$	0.938
40	301.0	0.184	12+j14.0	166.8 $\underline{-1.8^\circ}$	0.9835
50	376.4	0.205	12+j17.5	209.7 $\underline{-1.3^\circ}$	0.944
60	463.2	0.213	12+j21.03	250.5 $\underline{-0.9^\circ}$	0.940

f_o	$P_{fe} = P_o - 3 \cdot R_s \cdot I_o^2$	$P_{fe}/(f \cdot \hat{\lambda}^2) = kh + k_e \cdot f_e$
30	27.15	1.024
40	45.15	1.277
50	67.65	1.531
60	90.15	1.700



Sekil.36

$$k_e = \tan \alpha$$

$$k_e = 0.02535$$

$$kh = 0.26500$$

$$P_{fe} = kh(1+s) \cdot f_e \hat{\lambda}_m^2 + k_e(1+s^2) \cdot f_e^2 \hat{\lambda}_m^2$$

$$P_{fe} = kh'(1+s) \cdot E_o^2 / f_e + k_e'(1+s^2) \cdot E_o^2$$

$$k_e' = 0.001284$$

$$kh' = 0.013323$$

kh , k_e ASM'nin hysisteresis ve girdap akımı kayıplarını belirleyen sabitelerdir..

b) *Optimal Kaymanın Deneysel ve İteratif Yoldan Gözlenmesi:*

Optimal kaymanın deneysel olarak gözlenebilmesi için aşağıdaki tablolar çıkartılmıştır.

$U_b=380$ V, $I_b=2.17$ A, $P_b=1$ kW, $n_b=1500$ d/d olmak üzere bütün değerler birim değer (p.u.) cinsindedir.

Tablo-1: $n_r=1450$ d/d ve $T_l=0.25$ p.u. için,

T_l	n_r	n_s	U	I	P_{in}	s
0.25	0.966	1.05	0.537	0.281	0.1794	0.0784
0.25	0.966	1.0313	0.589	0.265	0.1758	0.0627
0.25	0.966	1.02	0.639	0.259	0.1782	0.0523
0.25	0.966	1.0073	0.734	0.258	0.1806	0.0403

Tablo-2: $n_r=1450$ d/d ve $T_l=0.5$ p.u. için,

T_l	n_r	n_s	U	I	P_{in}	s
0.5	0.966	1.099	0.773	0.586	0.560	0.119
0.5	0.966	1.049	0.910	0.489	0.529	0.07819
0.5	0.966	1.020	1.07	0.452	0.525	0.0555
0.5	0.966	0.992	1.521	0.526	0.576	0.0261

Tablo-3: $n_r=1100$ d/d ve $T_l=0.25$ p.u. için,

T_l	n_r	n_s	U	I	P_{in}	s
0.25	0.733	0.835	0.434	0.313	0.173	0.121
0.25	0.733	0.788	0.553	0.274	0.159	0.069
0.25	0.733	0.766	0.700	0.289	0.169	0.0435
0.25	0.733	0.758	0.806	0.310	0.174	0.035

Tablo-4: $n_r=1100$ d/d ve $T_l=0.25$ p.u. için,

T_l	n_r	n_s	U	I	P_{in}	s
0.5	0.733	0.833	0.639	0.525	0.409	0.120
0.5	0.733	0.802	0.743	0.562	0.393	0.0856
0.5	0.733	0.788	0.821	0.548	0.389	0.0745
0.5	0.733	0.773	0.934	0.558	0.391	0.0517

T. C.

Yükseköğretim Kurulu
Değerlendirme Merkezi

Yukarıdaki dört tablodan görüleceği gibi deney makinası için giriş gücünü minimum yapan kayma $n_r=0.966$ pu. devir sayısı için yük momentinin 0.25 pu. ve 0.5 pu. değerleri içinde $s^*=0.06$ civarında değer almıştır. $n_r=0.733$ pu. için her iki momentde de $s^*=0.07$ civarında değer almıştır.

Optimal kayma için kayıp gücün kaymaya göre bağıntısı Ek-1. 'den aşağıdaki gibi yazılabilir.

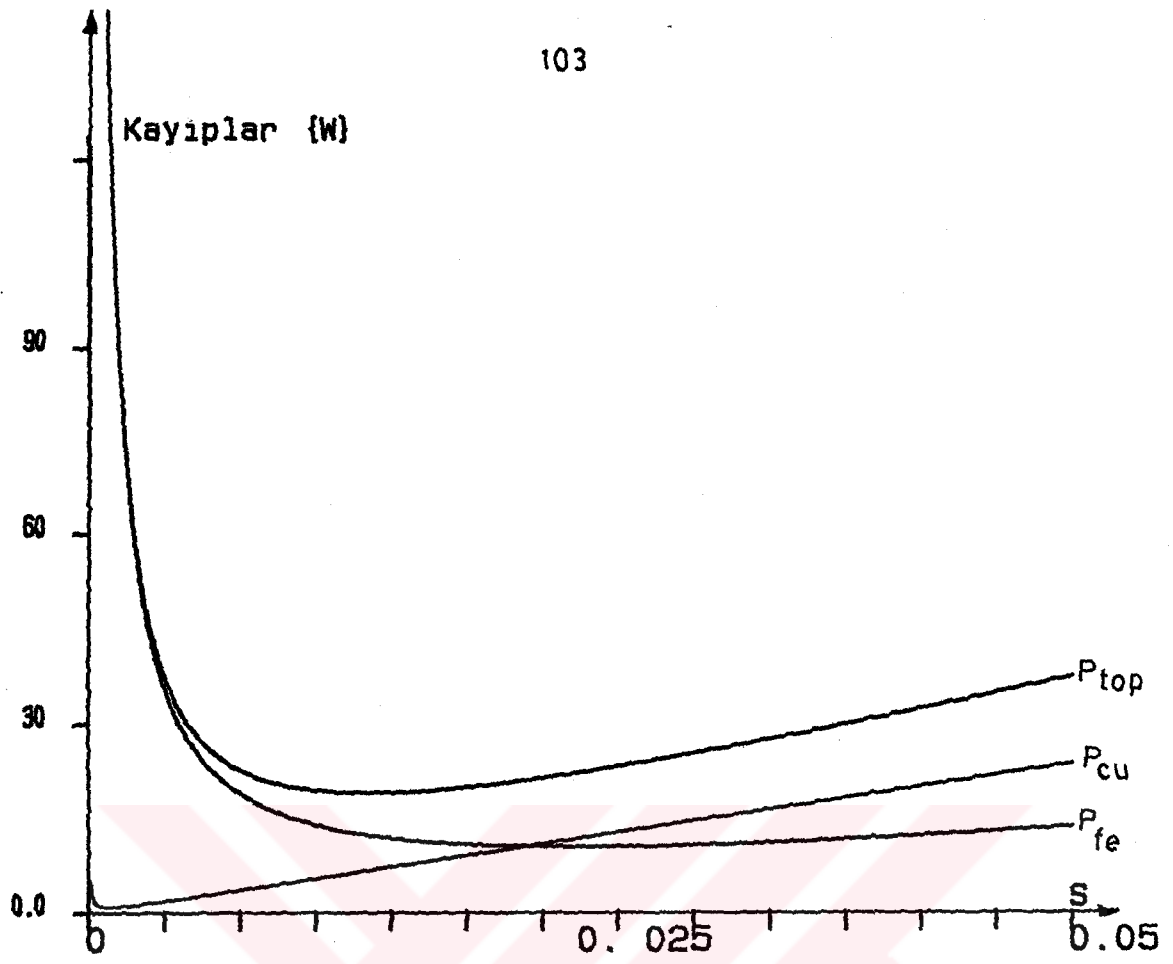
$$P_k = (k_h/f_r + k_e) \cdot R_r^2 \cdot \frac{A}{s} + (k_h/f_r + f_e) \cdot X_r^2 \cdot A \cdot s$$

$$+ 3R_e I_s^2 + 3R_r I_r^2 = 3A R_e \left(1 + \frac{2 \cdot L_{lr}}{L_m} + \frac{L_{lr}}{L_m}\right) s + \frac{3R_e R_r}{X_m} \cdot \frac{A}{s} + 3R_r A s$$

(Ek-1,10)

Burada $A = \frac{T_l \cdot w_r}{3 \cdot R_r}$ 'dir. Bu bağıntı s (kayma) değiştirilerek yapılan iterasyon sonucu demir, bakır ve toplam kayıpların kaymaya göre değişimleri aşağıdaki grafikteki gibi elde edilmiştir (Şekil.37).

Bu Şekilde de minimum gücü veren kayma $s^*=0.069$ bulunmuştur. Deneysel veriler ve iterasyon sonucunda gözlenmiştir ki; giriş gücünü veya kayıpları minimum yapan optimal kayma yükten bağımsız olarak tek bir değer olarak elde edilebilir.



Şekil 37

ÖZGEÇMİŞ

1965 yılında Samsun'un Bafra ilçesinde doğdu. 1976 yılında Bafra ilçesine bağlı Seyhulas İlkokulu'ndan mezun oldu. 1976 yılında Ladik Akpınar Öğretmen Lisesi'nde orta öğrenimine başladı ve 1982 yılında orta öğrenimini bu okulda tamamladı. 1982 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde yüksek öğrenimine başladı. Bu bölümden 1987 yılı yaz döneminde Elektrik Mühendisi ünvanı ile mezun oldu. Aynı yıl KTÜ Fen Bilimleri Enstitüsünde Yüksek Lisans eğitimine başladı. Bir yıl İngilizce Hazırlık sınıfında okudu. 1988/89 yılında Yüksek Lisans derslerini aldıktan sonra 1989 yılı güz yarıyılında Yüksek Lisans Tez Çalışmasına başladı. 1988 Yılından beri KTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Kontrol ve Kumanda Sistemleri Anabilim Dalında Araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır.

T. C.
Yükseköğretim Kurulu
Dokümantasyon Merkezi