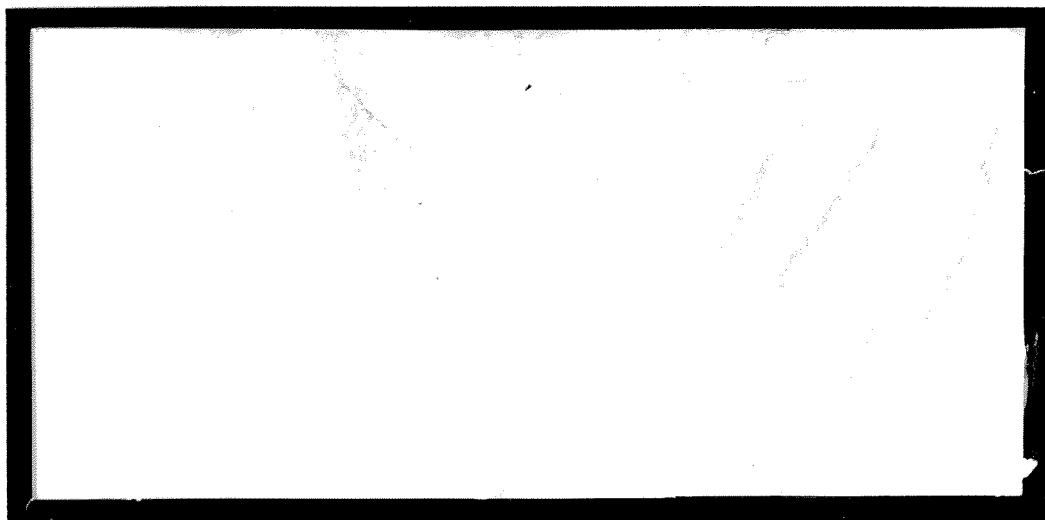




TÜRKİYE BİLİMSEL VE  
TEKNİK ARAŞTIRMA KURUMU

THE SCIENTIFIC AND TECHNICAL  
RESEARCH COUNCIL OF TURKEY

*DAP*  
2003-137



**Elektrik, Elektronik ve Enformatik Araştırma Grubu**

**Electric, Electronics and Informatics Research  
Grant Committee**

**YENİ BİR ALAN YÖNLENDİRME YÖNTEMİNE  
OTOMATİK PARAMETRE ÖLÇME  
VE  
DÜŞÜK HİZDA ÇALIŞMA ÖZELLİĞİ KAZANDIRILMASI**

**PROJE NO : 196E013 (EEEAG-197)**

**H.BÜLENT ERTAN  
ERHAN AKIN**

**ARALIK 2002  
ANKARA**

# İÇİNDEKİLER DİZİNİ

Sayfa

1. GİRİŞ.....	1
1.1. Gerçekleştirilen çalışmalar.....	1
2. DUYARGASIZ VEKTOR KONTROLLU ASENKRON MOTOR İÇİN GELİŞTİRİLEN SİMULASYON	
2.1. Giriş.....	5
2.2. Simülasyon Programı Arayüzü Tanıtımı.....	8
2.3. Asenkron Motor Simülasyonu (asenkron.mdl).....	10
3.DONANIM	
3.1. Giriş.....	23
3.2. Güç katı.....	24
3.3. Geciktime ve çoğaltma kartı.....	24
3.4. Yalıtım kartı.....	25
3.5. Akım ve gerilim ölçme kartı .....	26
3.5.1.Akım ölçümü.....	26
3.5.2.Gerilim Ölçümü.....	26
3.6. Histerezis akım kontrol kartı.....	27
3.7.DSPACE DS1102 denetleyici kartı.....	29
4. MODÜLASYON TEKNİKLERİ	
4.1. Giriş.....	31
4.2. Histerezis bant akım kontrolü.....	31
4.3. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu.....	32
5.DÜŞÜK HIZ ÇALIŞMA PERFORMANSININ ARTIRILMASI	
5.1.Giriş.....	36
5.2. Doğal Alan Yönlendirme.....	36
5.2.1. Doğal Alan Yönlendirme ve Doğrudan Vektör Kontrolün Sürekli Durum Karşılaştırması.....	39
5.3.Gerilim Modeli ve İntegrasyon Sorunu.....	40
5.3.1Delta Geribeslemeli İntegratorün Kompanzasyonu.....	43
5.3.2.Önerilen Kompanzatörün Simülasyon Sonuçları.....	47
5.3.3.Önerilen Kompanzatörün Deney Sonuçları.....	50

6. VEKTÖR KONTROLLÜ ASENKRON MOTORLarda DÜŞÜK HIZLarda YAPAY SINİR AĞLARI KULLANARAK GERİLİMİN KOMPANZE EDİLMESİ	
6.1. Giriş.....	55
6.2. Kotrol Sisteminin Tanıtılması.....	55
6.3. Indirekt Vektör Kontrol (Ivc) Ve Direkt Vektör Kontrol(Dvc) Modları	
6.3.a .Indirekt Vektör Kontrol(IVC) Modu.....	57
6.3.b. Programlanabilir Kaskad Alçak Geçiren Filtre.....	58
6.4. Yapay Sinir Ağı Kullanılarak Gerilim Kompanzasyonunun Gerçekleştirilmesi.....	60
6.5. Yapay Sinir Ağının Eğitilmesi.....	65
6.6. Deney Sonuçları.....	67
6.7. Sonuç.....	69
7. OTOMATİK PARAMETRE ÖLÇÜMÜ VE GEREKLİLİĞİ	
7.1.Giriş.....	70
7.2 Motor Parametrelerinin Ölçülmesi .....	73
7.2.1. Durağan Halde Motorun Otomatik Olarak Tanıtılması.....	73
7.2.1.1. Stator Geçici Endüktansının Belirlenmesi.....	73
7.2.1.2. Stator Direncinin Ölçülmesi.....	78
7.2.1. Çalışır Halde Motorun Stator Direncinin Tahmini.....	84
7.2.2. Önerilen Stator Direnci Ölçüm Yöntemi.....	84
8.KAYNAKÇA.....	88
9. EEAG197 NO'LU PROJE ÇERÇEVESİNDE TAMAMLANAN TEZ ÇALIŞMALARI .....	89

# **EEEAG197 PROJE RAPORU**

## **YENİ BİR ALAN YÖNLENDİRME YÖNTEMİYLE PARAMETRE ÖLÇME VE DÜŞÜK HIZDA ÇALIŞMA ÖZELLİĞİ KAZANDIRILMASI**

### **1.GİRİŞ**

Bu projede asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü için önceden geliştirilmiş olan hız duyargasız sürücü sistemin otomatik parametre ölçme ve düşük hız performansının artırılması hedeflenmiştir. Böylece vektör kontrollu sürücü sistem, pahalı hız duyargası kullanmaksızın, hem kendini tanıyacak hem de çalışma sırasında gerekli parametre güncellemelerini yapacaktır. Ayrıca hız duyargasız vektor kontrolda temel problem olan düşük hızlara inememe ve başlatma sorunlarının çözümü çalışılmıştır. Projenin çalışılması sırasında, gelişen teknolojik olanaklar ile hem yazılım ortamı hem de donanım ortamında yeni teknikler kullanılmıştır. Diğer önemli öncelik ise, yapılan çalışma sonuçlarının doğru ölçülebildiği bir ortam oluşturmaktır.

İzleyen bölümlerde bu araştırma projesi çerçevesinde yürütülen araştırmalar özetlenecek ve elde edilen sonuçlar sunulacaktır. Araştırma sonuçları ve yöntemleri hakkında detaylı bilgi "ek" bölümlerde bulunabilir.

#### **1.1 Gerçekleştirilen Çalışmalar**

Bu projede ODTÜ'de tamamlanmış olan bir doktora çalışması sonucunda geliştirilen bir "alan yönlendirme" yöntemi ve donanımına düşük hızlarda çalışma ve otomatik motor parametrelerinin ölçümü özelliği kazandırılması amaçlanmıştır. Bir hedefe ulaşmak için,

- a) Bir simulasyon yazılımı aracılığı ile sistem performansının düşük hızlarda incelenmesi ve bu hızlarda performans kaybına yol açan nedenlerin belirlenmesi (akı hesap hatalarının giderilmesi, evirgeç çıkışında bozulma ve motor parametre değişimleri gibi),
- b) Bu bulgulara dayanarak sorunları giderici yöntemlerin geliştirilmesi ve sinanması,
- c) Motor surmede kullanılan donanımın iyileştirilmesi,
- d) Geliştirilmiş bulunan stator direnci ve kaçak reaktans ölçüm yöntemlerinin donanım üzerinde sinanarak doğruluğunun ve hassasiyetinin geçerli olduğu hız aralığının tanımlanması,

- e) Sürücünün otomatik olarak parametre ölçer duruma getirilmesi için yöntem geliştirme,
  - f) Geliştirilen yöntemin sınanması,
  - g) Mevcut simulasyon yönteminin yeteneklerinin arttırılması,
- hedeflenmiştir.

Projenin Başarı Ölçütleri olarakda;

- a) Erhan Akın'ın doktora çalışmasında geliştirilmiş olduğu stator direnci ve kaçak reaktans akım yönteminin uygulanması sınanması,
- b) Düşük hızlarda sistemin çalıştırılması için çözüm önerileri geliştirilmesi,
- c) Bu yöntemlerin sınanması
- d) Simulasyon programının geliştirilmesi

belirtilmiştir.

Proje, aşağıda özetlendiği gibi bütün bu hedeflerini gerçekleştirmiştir. Proje sırasında 7 adet (3 ODTÜ, 3 Fırat Üniversitesi, 1 İnönü Üniversitesi) MS tezi çalışması tamamlanmış, ulusal ve uluslararası toplantıda 2 adet bildiri ve uluslararası bir dergide 1 makale yayınlanmıştır. Bir makale de basım için kabul edilmiştir. 3 MS tezi çalışması, 1 doktora çalışması sürdürülmektedir.

## **YÜRÜTÜLEN ÇALIŞMALARDA ELDE EDİLEN SONUÇLAR**

### **a) Simulasyon Yazılımı**

Daha önce Pascal dili ile hazırlanmış olan simulasyon yazılımı SIMULINK ortamına geçirilmiş ve çok daha esnek bir yapıya kavuşturulmuştur. Geliştirilen yazılım gerek rotor konumu belirlenmesi, gerek akı hesabı, gerekse çıkış katında kullanılan gerilim modülasyonu tekniğinin kolayca değiştirilmesine imkan tanımaktadır. Yazılım mikro denetleyici gecikmelerini de benzetebilmektedir.

Bu yazılımdan çalışmanın her safhasında yararlanılmıştır. Raporumuzun 1. bölümü bu yazılımın tanıtımına ayrılmıştır.

### **b) Donanım**

Bu araştırmaya kaynaklık eden doktora tezinin tamamlanmasından sonra, “akıllı IGBT modüller”in kolaylıkla elde edilebilir hale gelmesi çıkış katının yeni teknolojiye göre yeniden ele alınmasını gerektirmiştir. Bu nedenle güç katı yeniden tasarlanmıştır. Benzer şekilde tüm donanım güvenilirliği arttırlarak yeniden tasarlanmıştır. Gerilim modülasyonu için donanım tabanlı bir “hysteresis band” kontrol kartı da geliştirilmiş, araştırmancın çeşitli safhalarında kullanılmış daha sonra “uzay vektörü modülasyonu” yöntemine geçilmiş donanımda bu amaçla kimi ilaveler yapılmıştır.

Bu çalışmada önemli bir problem de vektör kontrollü sistemin performansının ölçülmesi olmuştur. Bu amaçla özel bir deney düzeni de geliştirilmiştir. Bu deney düzeni M. Akın’ın tezinde özetle tarif edilmiştir.

Sistem donanımı raporumuzun 3. bölümünde ele alınmıştır. Detaylı tasarım ve performans incelemesi Can ve M. Akın’ın tezlerinde yapılmıştır. Fırat Üniversitesi ve ODTÜ de çalışır halde iki sürücü mevcuttur.

### **c) Çıkış Gerilim Modülasyonu**

Uzun süre “hysteresis band” yöntemi ile yapılan modülasyonun performans üzerindeki etkileri çeşitli koşullar altında incelenmiş ve iyileştirilmeye çalışılmıştır. Ancak, düşük hızlarda sistem performansının bu yöntemle iyileştirilemeyeceği belirlenerek “uzay vektörü modülasyonu” yöntemine geçilmiştir. Bu yöntemle çok olumlu sonuçlar alınmıştır (Rapor şekil 4.3’e bakınız). Her iki uygulama üzerinde yapılan çalışmalar Can ve M. Akın’ın tezlerinde detaylandırılmıştır. Özeti sonuçlar raporumuzun 4. bölümünde verilmiştir.

### **d) Düşük Hızda Çalışma Performansının Arttırılması**

Düşük hızlarda sistem performansı aki vektörünün genlik ve konumunun doğru tanımlanmasına bağlıdır. Burada geliştirilen yöntem aki’nın gerilim vektörünün integralinin alınması ile bulunmasına dayanmaktadır. Doğal olarak düşük hızlarda gerilim seviyesi

düşüğünde tahmin hataları artmaktadır, çıkış katı “dead time” değeri, transistor üzerindeki gerilim düşümü, parametre hataları önemli hale gelmektedir. Bu problemleri aşabilmek için öncelikle değişik sayısal integral alma yöntemleri (geri beslemeli filtre, ardışık filtre, kalman filtresi) ve bunların performans üzerindeki etkileri incelenmiştir. Sonuçta “ardışık filtre” yönteminin en iyi sonucu verdiği görülmüştür. Bu safhada “ardışık filtre”的 performansını iyileştiren bir yöntem bulunmuştur. Bu yöntem COMPEL dergisinde bir makale olarak yayınlanmıştır (Rapor Bölüm 5). Ancak, yine de 5 Hz civarında kontrolün kaybolduğu, bunda “hysteresis modülasyonun” da rol oynadığı belirlenmiştir.

Çözüm olarak “Uzay Vektör Modülasyonu” denenmiş 3 Hz'e kadar moment denetimi başarılı olmuştur. Daha iyi sonuç elde edebilmek için “Yapay Sinir Ağı” ile akı hesabında etkin olan, transistor gerilim düşümü vb. etkenlerin kompanze edilmesi sınanmış, raporumuzun 6. bölümünde anlatılan yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntem bir makale olarak hazırlanmış COMPEL dergisinde yayına kabul edilmiştir.

Raporumuzun 5.2.1 bölümünde Şekil 5.3 elde edilen en iyi durumu göstermektedir.

Buraya kadar yapılan çalışmaların yine de “sıfır” hızda kontrol sağlamadığı gözlenmektedir. Bu nedenle “Doğal Alan Kontrolü Yöntemi”的 sınanması karalaştırılmıştır. Bu yöntem ile şekil 5.4 te izlenebileceği gibi “sıfır” hız dahil moment denetimi elde edilmiştir.

#### e) Otomatik Parametre Ölçümü

Erhan Akın'ın tez çalışmasında ortaya konulan stator direnci ve kaçak reaktans ölçüm yöntemi uygulamada değişken hassasiyette sonuçlar vermiştir. Bu nedenle daha başarılı bir benzerinin geliştirilmesi için E. Murat'in tezinde detaylı bir çalışma yapılmış, güvenilir özgün yöntemler geliştirilmiştir. Bu yöntemlerin ihtira konusu olması muhtemeldir.

Geliştirilen yöntemler bu çalışmada gerçekleştirilen donanım ve geliştirilen “alan yönlendirme” yazılımı ile sınanmıştır. Bu sonuçlardan bazıları raporumuzun 7. bölümünde verilmiştir. Detaylar E. Murat'in tezinde bulunabilir. İzleneceği gibi geliştirilen sistem güvenilir özellikler sergilemektedir.

## **2. DUYARGASIZ VEKTOR KONTROLLU ASENKRON MOTOR İÇİN GELİŞTİRİLEN SİMULASYON**

### **2.1 Giriş**

Bir sürücü sistem tasarımının en önemli aşamalarından biri sistemin simülasyonunu yapmaktadır. Vektör kontrol gibi çok karmaşık birimleri olan bir sürücü sisteme bilgisayar simülasyonu geliştirme zamanının kısaltılmasına önemli katkılarda bulunur. Simülasyon programının yazılması bir çok faktör ile değerlendirilmek zorundadır. Bunun başında sürücü sistemin matematiksel modeli ve bu modelin seçiminde yapılan yaklaşımlar belirleyici olacaktır. Bir diğer faktör ise hangi simülasyon ortamında çözümün aranacağına karar verilmesidir.

Asenkron makina karmaşık bir yapıya sahiptir. Genel olarak üç fazlı asenkron makinanın faz değişkeni modeli yazılılığında elde edilen denklem sisteminin doğrusal olmayan ve katsayıları zamanla değişen bir yapıda olduğu görülmektedir. Bu tür bir modelin kullanımı uzun zaman tüketen bir çözüm sağlar. Genel makina teorisinden bilinen rasgele senkron hızda dönen d-q eksen sistemindeki motor modelinde ise katsayıların zamanla değişmesi ortadan kalkar. Dikkat edilmesi gereken diğer bir faktör ise, modelin kullanım amacıdır. Genellikle motor kontrolü için kullanılan modeller ile motor davranışının araştırıldığı ve doyum gibi olayların öne çıktığı modeller arasında farklar vardır. Vektör kontrol için simülasyon programı aşağıdaki varsayımlar ile elde edilen motor modelini kullanacaktır.

-Üç fazlı, simetrik ve sincap kafesli asenkron motorun düzgün bir hava aralığına sahip olduğu varsayılacaktır. Diş ve oluk etkileri dikkate alınmayacağından varsayılmaktadır.

- Dengeli stator akımları tarafından üretilen m.m.k. dalgası sinusoidalıdır.
- Manyetik devre doğrusal kabul edildiğinden doyma gözardı edilmiştir.
- Stator ve rotor sargılarının direnç ve induktanslarının sıcaklık ve frekans etkisi ile değişmediği varsayılmaktadır.
- Histerezis ve Fuko kayıpları ihmal edilmektedir.

Bu durumda d-q eksen sistemindeki asenkron motor modeli aşağıdaki gibidir.

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + p\Psi_{ds} - w_s \Psi_{ds} \quad (2.1)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + p\Psi_{qs} + w_s \Psi_{qs} \quad (2.2)$$

$$0 = R_r i_{dr} + p \Psi_{dr} - \omega_r \Psi_{qr} \quad (2.3)$$

$$0 = R_r i_{qr} + p \Psi_{qr} + \omega_r \Psi_{dr} \quad (2.4)$$

$$\Psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (2.5)$$

$$\Psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (2.6)$$

$$\Psi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \quad (2.7)$$

$$\Psi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \quad (2.8)$$

$$T_e - T_l = Jpw_r \quad (2.9)$$

Burada P kutup sayısı ve p=d/dt türev operatorüdür. Bu modelin  $\alpha$ - $\beta$  duran eksen sistemindeki karşılığı  $ws=0$  yazarak elde edilir. Buna göre

$$V_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + p \Psi_{\alpha s} \quad (2.10)$$

$$V_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + p \Psi_{\beta s} \quad (2.11)$$

$$0 = R_r i_{\beta r} + p \Psi_{\beta r} - \omega_r \Psi_{\alpha r} \quad (2.12)$$

$$0 = R_r i_{\alpha r} + p \Psi_{\alpha r} + \omega_r \Psi_{\beta r} \quad (2.13)$$

Şeklinde yazılabılır. Deney sisteminde kullanılan motorun parametreleri;

Un=380 V

In= 2.7A

Pn= 1000 VA

P=2

Nn=3000 dev/dak

Rs=4.1 Ohm

Rr=7.1 Ohm

Lis=Llr=0.013H

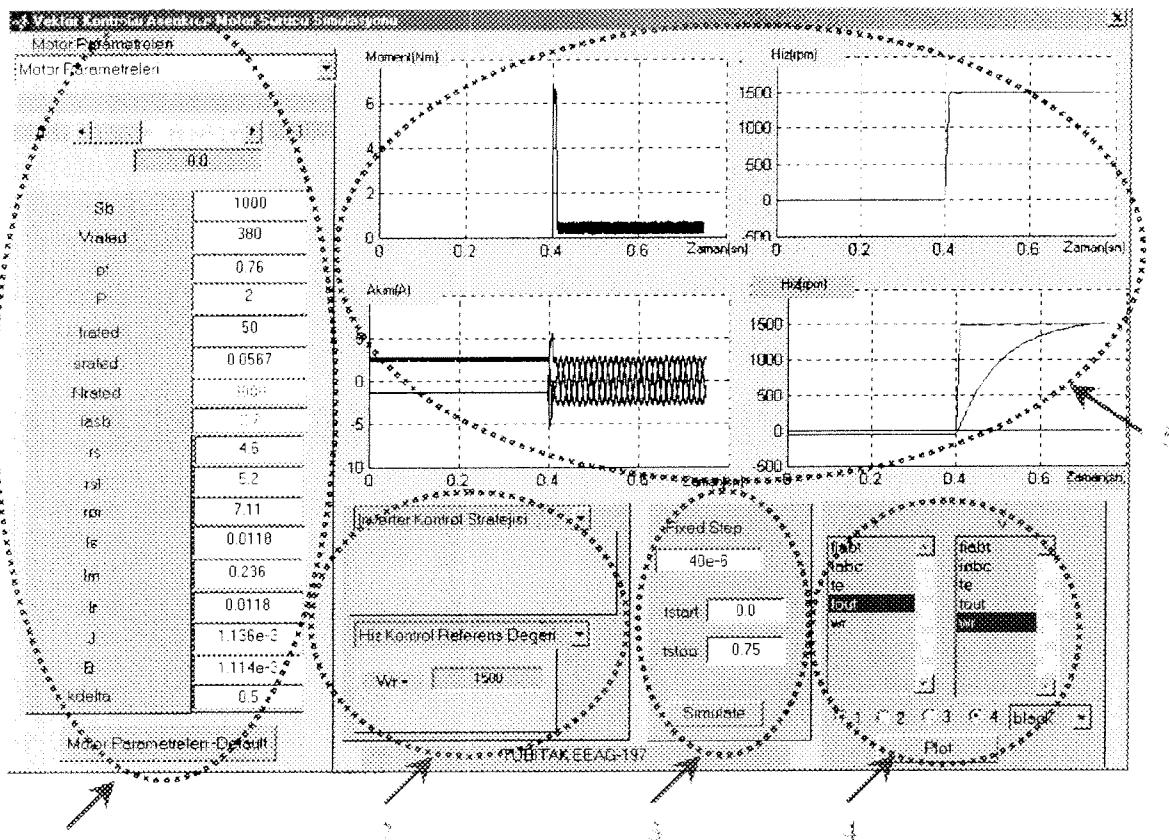
Lm=0.258H

J=0.002 Kg m<sup>2</sup>

Bu motor parametreleri asenkron motorun sürekli durum eşdeğer devresi temel alınarak, sinüsoidal sürekli durum besleme için klasik deney usulü ile elde edilmiştir. Simülasyon ortamının seçiminde değişik seçenekler vardır. Projenin ilk aşamalarında C-programlama dili kullanılarak 4 adımlı Runge Kutta yöntemiyle modelin çözümüm yoluna gidilmiştir. Bu yazılan programın Delphi ile etkileşimli bir arayüzü oluşturulmuştur. Ancak Matlab-simulink ortamının gittikçe zenginleşen çözüm seçenekleri ve çok yaygın kullanılması dolayısıyla simülasyonun simulink ortamında yapılmasına karar verilmiştir. Ayrıca dSPACE DS1102 kontrol kartının Matlab RTI ve RTW yazılımlarını kullanabiliyor olması da önemlidir. Bu şekilde, moduler ve sonuçları kolay izlenebilen bir yazılım ortya çıkmıştır.

Simülasyon sırasında alt bölümlerde sunulacak olan aşağıdaki geliştirmeler yapılmıştır. Öncelikle asenkron motor modeli şebeke koşullarında çalıştırılmıştır. İzleyen aşamada histerezis kontrollu inverter üzerinden beslenen asenkron motor ele alınmıştır. Bu sisteme vektor kontrol uygulanması ile beraber, uygulamada ortaya çıkan düşük hız sorununa ilişkin tesbitler ve çözüm yolları denenmiştir. Bu noktada rotor akısı tahmininde kullanılan gerilim modelindeki akı integrasyonu özellikle ele alınmıştır. Simülasyon programı kullanılarak SVPWM kontrollu inverterin vektor kontrollu olarak çalıştırılması da incelenmiştir. Simülasyon programı motor duruyorken parametre testleri için de kullanılmıştır.

## 2.2 Simülasyon Programı Arayüzü Tanıtımı



**Şekil 2.1** Vektör kontrollü asenkron motor sürücüsü simülasyonu programının arayüzü.

Yukarıdaki şekilde asenkron motor sürücüsü için geliştirilen simülasyon programlarının kullanımı için bir kullanıcı arayüzü görülmektedir. Bu arayüz programı ile bir sürücü için gerekli tüm parametreler irdelenmiş ve bunların kullanımı için kolaylık sağlanmıştır. Bu arayüzün 4 bölümdenoluğu düşünülebilir.

- 1) İlk bölümde motor parametrelerinin girişi yapılmaktadır. Kullanıcı isteğine göre iki türlü girilebilecek motor parametrelerinin hatalı girişi için de önlem alınmıştır. "Motor Parametreleri" etiketli açılır menü ile motor parametrelerinin listesi ekrana gelmekte ve gelen listeden seçilen parametrenin o andaki değeri hemen alttaki metin kutucukları ve kaydırıcıta görüntülenmektedir. Kaydıracın min. max ve adım değerleri seçilen parametreye göre adapt edilmektedir. Mouse ile bu parametre değeri kaydırıcıta değiştirilebilmektedir ve sonuç alttaki ilgili metin kutucuğunda anında gösterilmektedir. Bunun yanı sıra zaten seçilen parametre ve diğer parametrelerin o andaki değerleri alttaki tabloda yer alan ilgili metin kutucuğunda görüntülenmekte ve istenilirse buradan seçilerek değiştirilebilmektedir. Bu arayüz

programında tanımlanan varsayılan değerlere dönülmek istendiğinde “Motor parametreleri – Default” butonuna basmak yeterlidir.

2) Arayüzün ikinci bölümünde kontrol mekanizmaları için seçimler yapılmaktadır. Burada ilk olarak “Inverter Kontrol Stratejisi” ile sürücü modeli seçilebilmektedir. Burada kullanıcıya asıl olarak 2 seçenek sunulmaktadır, bu seçeneklerde kendi arasında 2 şekilde işlenebilmektedir. Moment ve hız referansına göre iki farklı inverter kontrol stratejisi kullanılabilir. Bunlardan birisi histerezis kontrol diğeri ise SVPWM ‘dir.

<input type="radio"/> o thisterezis (torq histerezis)	veya	<input type="radio"/> o tsvpwm (torq svpwm)
<input type="radio"/> o hhisterezis (hız histerezis)		<input type="radio"/> o hsvpwm (hız svpwm)

Daha sonra seçilen kontrol stratejisine ait referans değerleri hemen alttaki açılır menü ile seçilmekte ve gelen ilgili metin kutucuğundan bu değer girilebilmektedir.

Hız Kontrol Referans Değeri

Torq Kontrol Referans Değeri

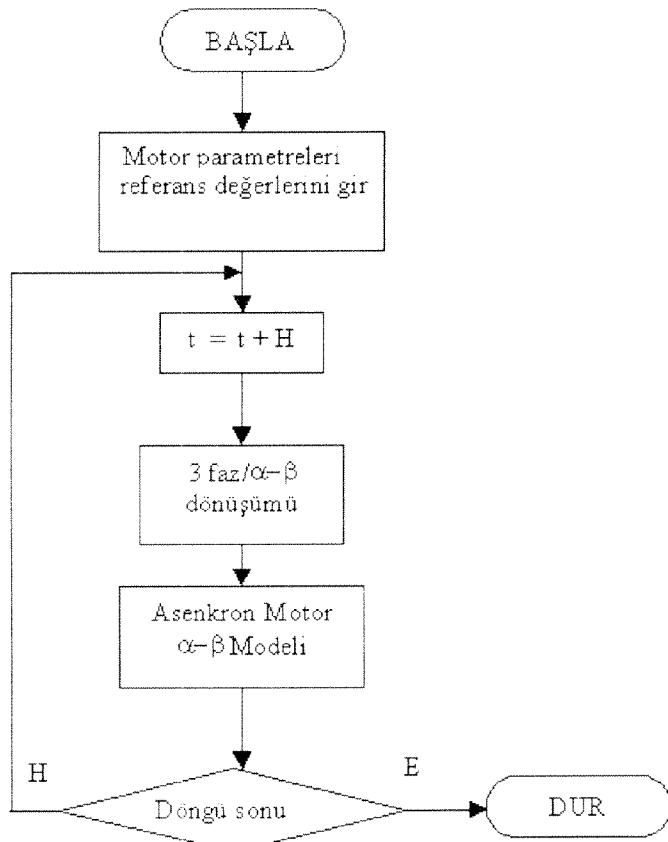
3) Üçüncü aşama gerçek dünyada mikroişlemci ile yapılan kontrol algoritmalarının simülasyonda gerçekleştirilmesi için uygun çözme aralıklarının girilmesi içindir. Burada tstart , tstop ve fixed step değerleri ile simülasyonun başlama bitiş zamanları ile çözüm adımı girilebilmektedir. Bu seçimler yapıldıktan sonra “Simulate” butonuna basmak artık seçtiğiniz motor ve istediğiniz kontrol yöntemine göre sürücü sisteminin simülasyonunun sonuçlarını elde etmek için gerekli son işlemidir. Bu butona basıldığında seçeneklere göre belirlenen simülasyon dosyası çalışmakta ve simülasyon tamamlanmaktadır.

4) Arayüzün son aşaması ise elde edilen bu sonuçları gözlemlemek içindir. Simülasyon sonucunda elde edilen değişimleri 4 farklı şekil üzerinde göstermeyi mümkün kıلان arayüz programı istediği takdirde istenilen değişkenleri aynı şekil üzerinde göstermeye de izin vermektedir. Şekillerin x ve y ekseninden olduğu düşünüldüğünde arayüzde görülen değişkenler seçilerek yine seçilen şekiller üzerinde çizdirilebilir. Aynı şekil üzerinde çizdirilecek grafiklerde farklı renkler seçebilmek de mümkündür.

5) Beşinci bölüm istenilen değişimlerin görüntüleneceği çıkış ekranıdır. 4 farklı figür ile izleme imkanı sunan bu ekranada gösterilecek şekiller dördüncü aşamada seçilir.

## 2.3 Asenkron Motor Simülasyonu (asenkron.mdl)

Simülasyon programının ana bileşenini oluşturduğu için sinüsoidal kaynaktan beslenen asenkron motor simülasyonu ile öncelikle gerçek motor sonuçlarının karşılaştırılabilirliği yani güvenilirliği denenmiştir. Bu amaçla deneysel olarak kullanılan asenkron motora üç fazlı sinüsoidal gerilimler uygulanarak bir faz akımı ve hızı osiloskopta kaydedilmiştir. Daha sonra aynı gerilimler simülasyon programında uygulanmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır. Asenkron motorun bu yol alma süresinde doğrudan yol verme yöntemi kullanılmıştır. Kullanılan motor modeli  $\alpha$ - $\beta$  statorda duran eksen sistemindedir. Gerçek motorun hızı bir takodinamodan kaydedilmiştir. Sonuçların karşılaştırılmasından motorun yol alma sırasındaki hızlanma sürelerinin uyuştuğu görülmektedir. Motora nominal gerilim uygulanmıştır. 4 adımlı Runge-Kutta çözüm yöntemi kullanılmıştır. İterasyon adımı 20  $\mu$ s olarak alınmıştır. Motora boşta yol verilmiştir. Şekil 2.2 de asenkron motor simülasyonuna ilişkin akış diagramı gösterilmiştir. Şekil 2.4 ve 2.5 de sırasıyla simülasyondan ve deney düzeneğinden elde edilen motor hızının ve stator faz akımının değişimleri verilmiştir.

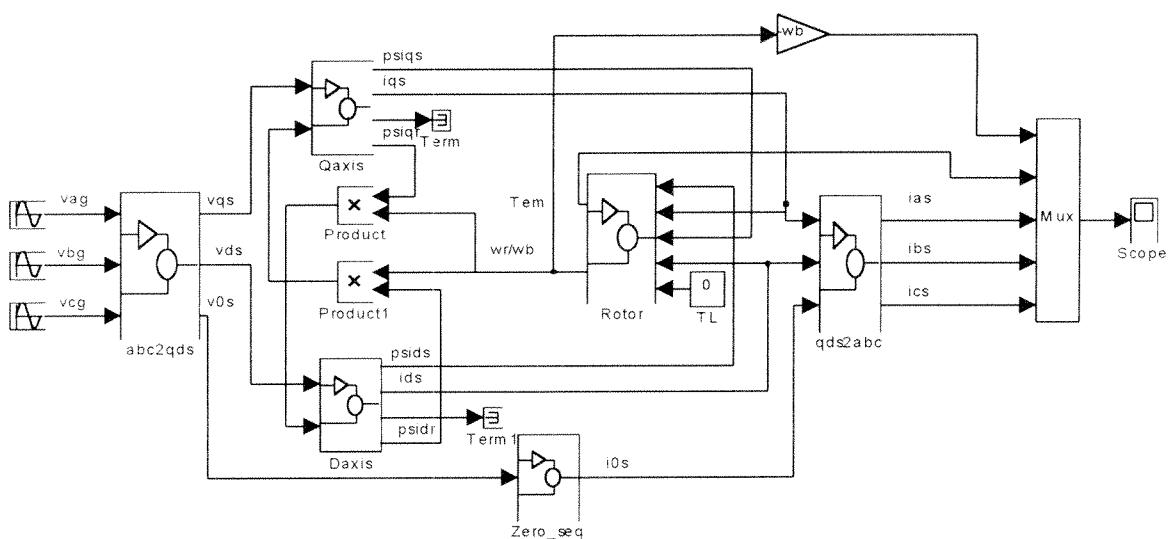


Şekil 2.2 Asenkron motor simülasyonu için akış diagramı

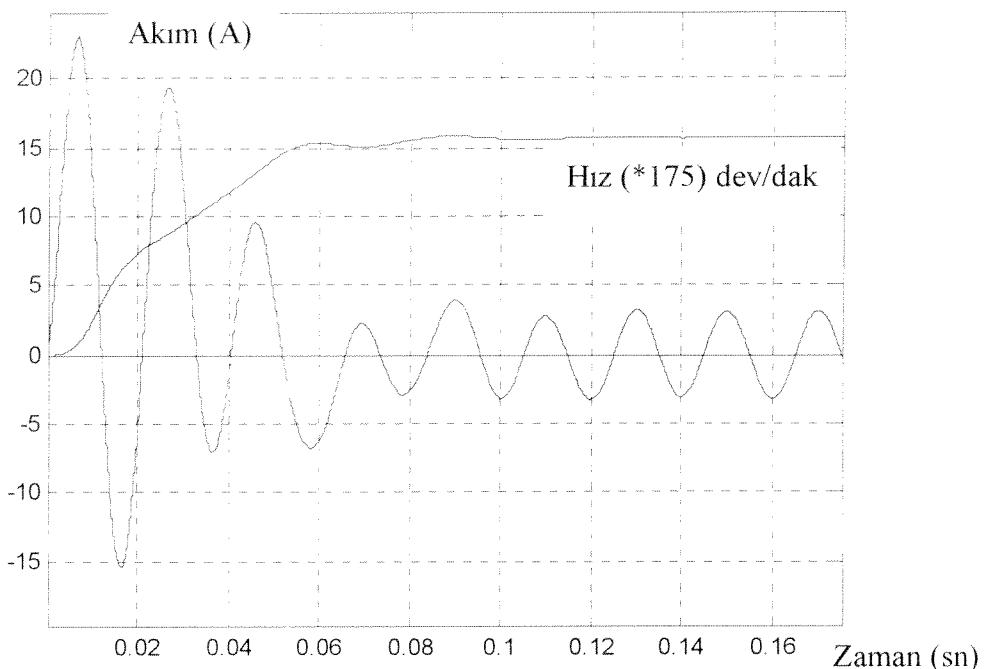
Şekil 2.3'de gösterilen (qs, ds) alt indisleri duran eksen bileşenleridir. Değişkenlerin önüne gelen (p veya s) ifadesi ise değişkenin türevinin alındığını göstermektedir. Bu simülasyon blogunda sadece ileri ve geri yön dönüşümleri kullanılmaktadır. Bunlara ilişkin matrisler aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

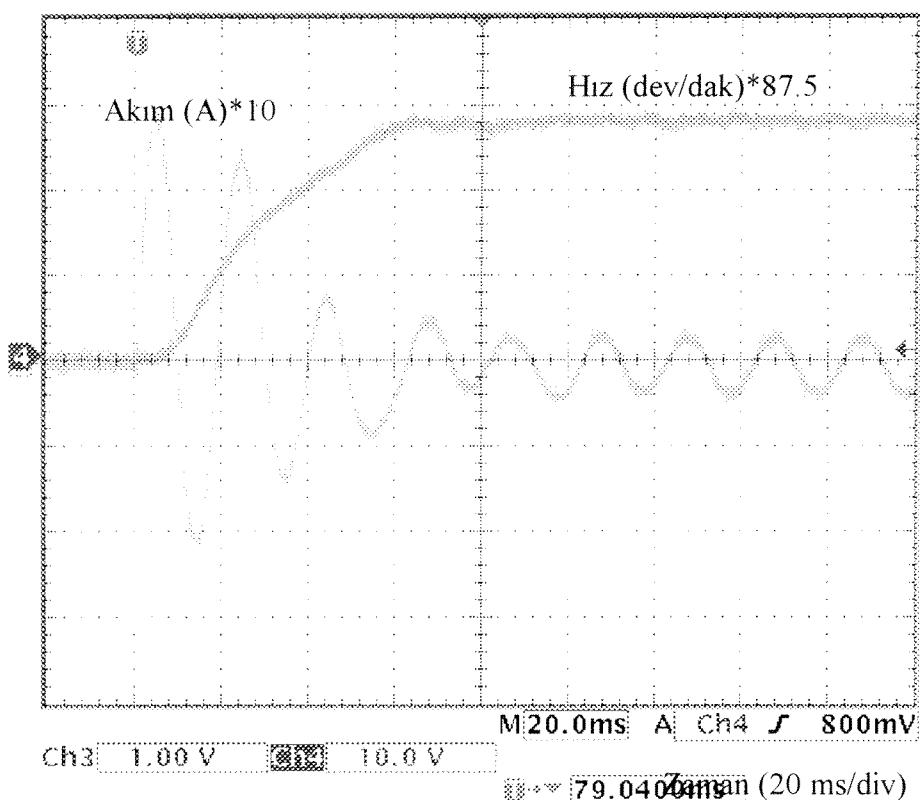
$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$



**Şekil 2.3.** Simülasyon programının SIMULINK blok diyagramı



**Şekil 2.4.** Asenkron motor şebeke gerilimi ile yol alırken hız ve faz akımının değişimini gösteren simülasyon sonucu



**Şekil 2.5.** Asenkron motor şebeke gerilimi ile yol alırken hız ve faz akımının değişimine ilişkin osiloskop çıktıları

## 2.4 Histerezis Kontrollü İnverter Üzerinden Beslenen Asenkron Motor Simülasyonu

Vektor kontrol sisteminin başarısı önemli ölçüde akım referanslarının motorda gerçekleştirilemesine bağlıdır. Yaygın olarak kullanılan yöntemlerden biri PWM tekniğini akım kontrolü ile birleştirmektir. Diğer yöntem ise histeresis veya bang-bang kontrol olarak bilinen yöntemdir. İkinci yöntemde akım referansları anlık olarak motora izlettirilir. Böylece akım kontrolünde yüksek başarı sağlanır. Ancak uygulamada yöntemin sayısal kontrole istenilen cevabı verememesinden dolayı hem harmonik içeriğinde hem de gürültü olarak sorunlar ile karşılaşmaktadır.

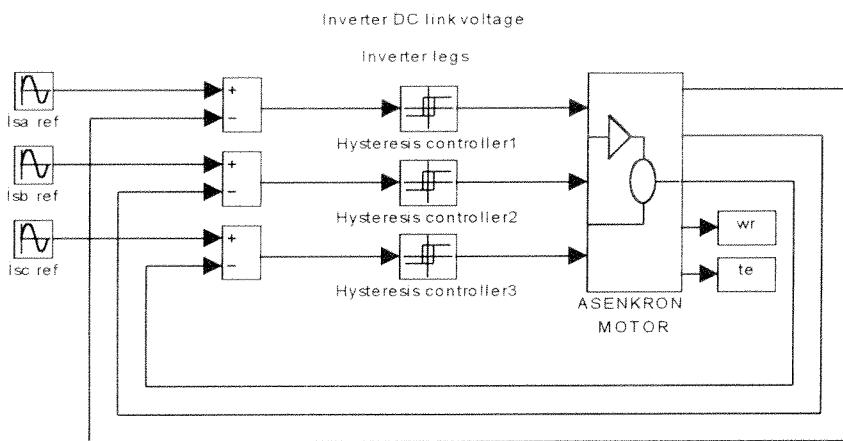
Simulink yazılımında inverter modeli oluşturmak için iki seçenek vardır. Bunlardan biri özellikle yeni sürümlere eklenen güç elektroniği eleman modellerini kullanarak bir inverter devresini modellemek, diğer ise simülasyon programının çözüm zamanını kısaltmak için anahtarları ideal kabul etmektir. Bu çalışmada ikinci yol seçilmiştir. İnverterin ara devre geriliminin kontrolsüz bir 3 faz tam köprü doğrultucuda sabit olarak sağlandığı varsayılmaktadır. Histerezis kontrollü inverter modeli sabit bir ara devre geriliminin, bu kontrol mantığına göre invertere uygulanması esasına dayanır. İnverter girişindeki üç faz akım referansları ölçülen gerçek değerler ile karşılaştırılarak bir histerezis denetleyiciye uygulanır.

Akımların izleyecekleri bandın belirlenmesinde alternatif yöntemler vardır. Nominal akımın bir yüzdesi olarak sabit histerezis bantlı kontrol seçilebileceği gibi, akımın genliği değiştiğinde uyumlu bir şekilde histerezis bant değeri de değiştirilebilir. Histerezis kontrollü bir inverterin anahtarlama frekansı değişkendir. Bu değer özellikle motorun hızına bağlı olarak değişir. Yüksek hızlarda, ara devre gerilimi sabit kalacağından, motorun zıt emk'sı da yükseleceğinden dolayı, akımın referanslarını izleyememesi gibi bir sorun mevcuttur. Şekil 2.6'da gösterilen simulink blok diyagramında inverter anahtarları ideal kabul edilerek çözüm aranmıştır. Simülasyon sırasında DSP örneklemeye zamanı ve dolayısıyla döngü süresi dikkate alınarak çözüm 40-60  $\mu$ s lik bir iterasyon aralığında yapılmıştır. Çözüm sırasında yine 4 adımlı runge-kutta yönteminden yararlanılmıştır. Kullanılan programın adı "histerezis.mdl" dir.

$$i_{sa}^* - hb \langle i_{sa} \rangle \quad \text{ise üst transistoru aç}$$

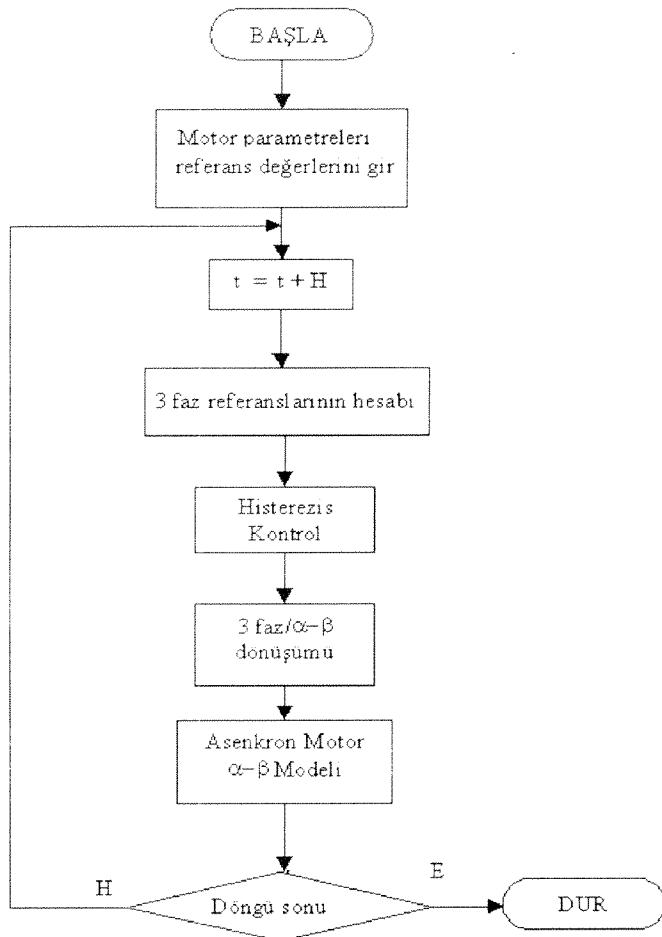
$$i_{sa}^* + hb \langle i_{sa} \rangle \quad \text{ise alt transistoru aç}$$

$$i_{sa}^* + hb \langle i_{sa} \rangle i_{sa}^* - hb \quad \text{ise önceki durumunu devam ettir.}$$

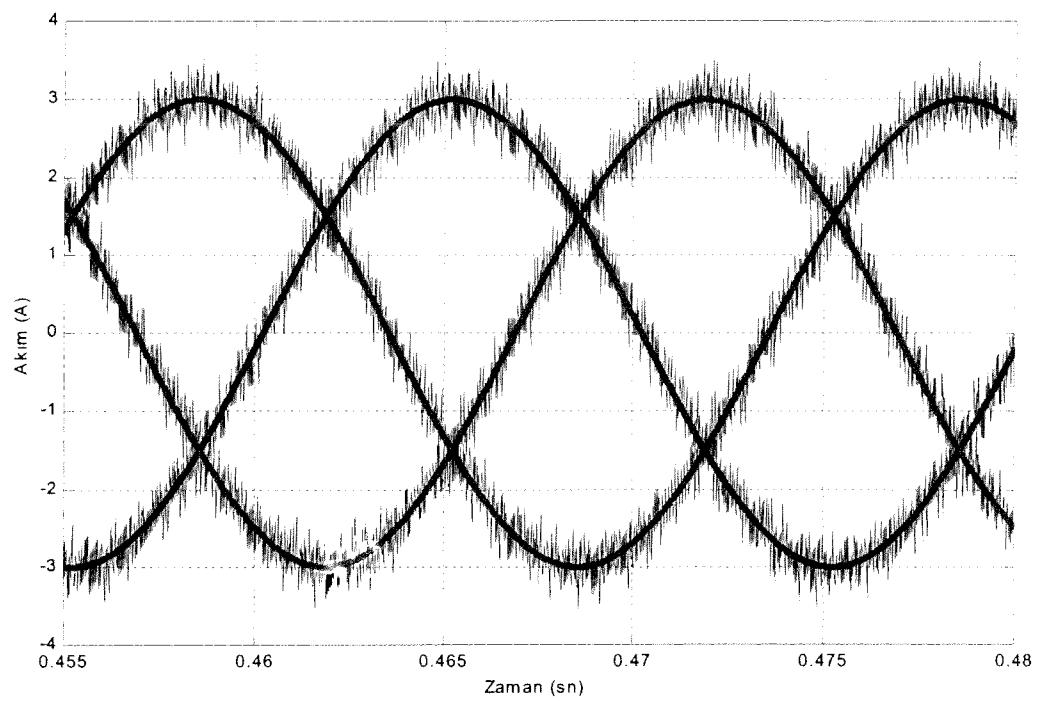


**Şekil 2.6.** Histerezis kontrollü invertter üzerinden beslenen asenkron motor için SIMULINK program şeması

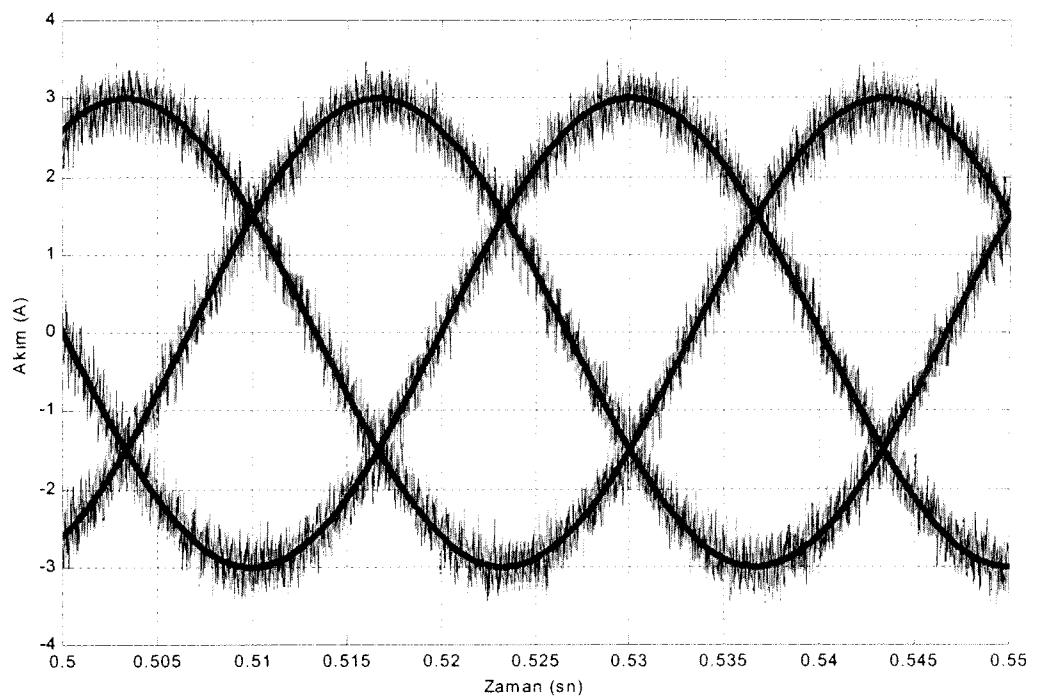
Sistemin akış diyagramı Şekil 2.7'de görüldüğü gibidir.



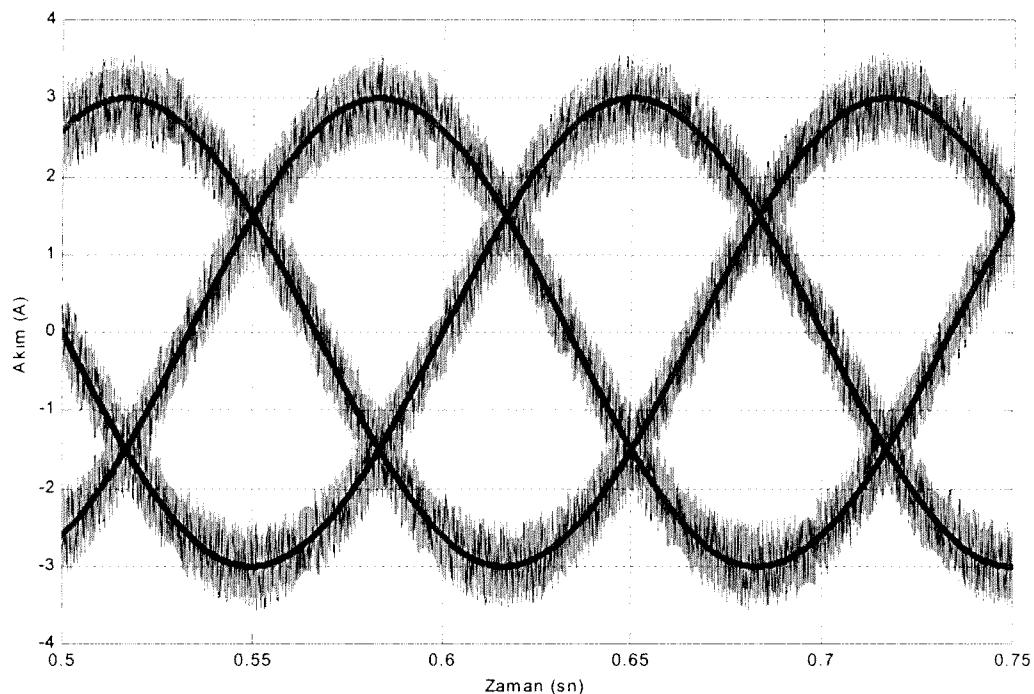
**Şekil 2.7.** Histerezis kontrollü invertter üzerinden beslenen asenkron motorun simülasyonu için akış diyagramı



(2.8a)



(2.8b)



(2.8c)

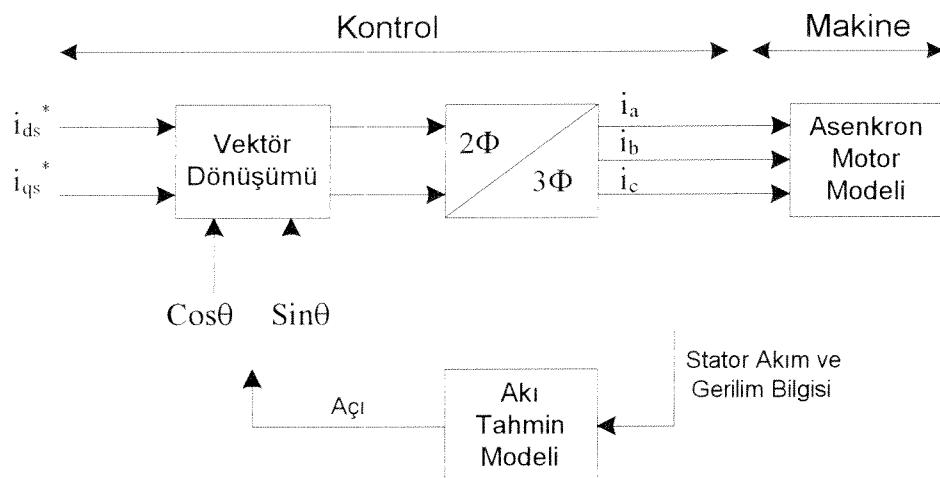
**Şekil 2.8.** Histerezis kontrollü inverter üzerinden beslenen asenkron motorun %7'lik histerezis band için akım dalga şekilleri (8a-f=50Hz, 8b-f=25Hz, 8c-f=5Hz)

Simülasyonlarda yapılan analizlerden görülmüştür ki histerezis kontrollü inverterin anahtarlama frekansı motor hızına, histerezis band seviyesine ve aradevre gerilimine bağlıdır. Ancak uygulamada DSP örnekleme zamanı ve motor zaman sabiti arasındaki ilişkiye bağlı olarak istenilen bandın tutturulamadığı izlenmektedir. Bu durumda iki alternatif ile karşılaşılır. Analog histerezis akım kontrolu veya sıfır bandlı sayısal histerezis kontrolunu kullanmak gerekecektir. Yukarıda verilen her iki alternatifde Metin Akın'ın tezinde verilmiştir.

## 2.5. Vektor Kontrollü Asenkron Motor Simülasyonu

Asenkron motorun vektör kontrol simülasyonu hem moment kontrollü hem de hız kontrollü olarak yapılmıştır. Şekil 2.9'da görüldüğü gibi vektör kontrolün gerçekleştirilemesi için stator akım ve gerilim ölçümleri kullanılarak akı tahmini yapılır. Akı tahmini için gerilim modeli veya akım modeli kullanılabilir. Bu modellerden elde edilen akılarla pozisyon açısı hesaplanır ve bu açılar yardımıyla dönüşüm matrislerinden vektör kontrol için gerekli referans akımlar bulunur. Denklem(2.16) akılardan vektör dönüşümleri için gerekli olan pozisyon açısının hesaplanması göstermektedir.

$$\theta_s = \operatorname{arctg} \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \quad (2.16)$$



**Şekil 2.9** Vektör kontrol gerçekleştirilemesi için basit bir blok diyagramı

Pozisyon açısı yukarıdaki gibi hesaplanacağı gibi denklem(2.17)'deki gibi akı büyüklükleri kullanılarak direkt dönüşüm matrisleri için gerekli olan  $\sin\theta$  ve  $\cos\theta$  değerleri de bulunabilir.

$$\begin{aligned} |\psi_s| &= \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \\ \sin\theta &= \frac{\psi_{s\beta}}{|\psi_s|} \\ \cos\theta &= \frac{\psi_{s\alpha}}{|\psi_s|} \end{aligned} \quad (2.17)$$

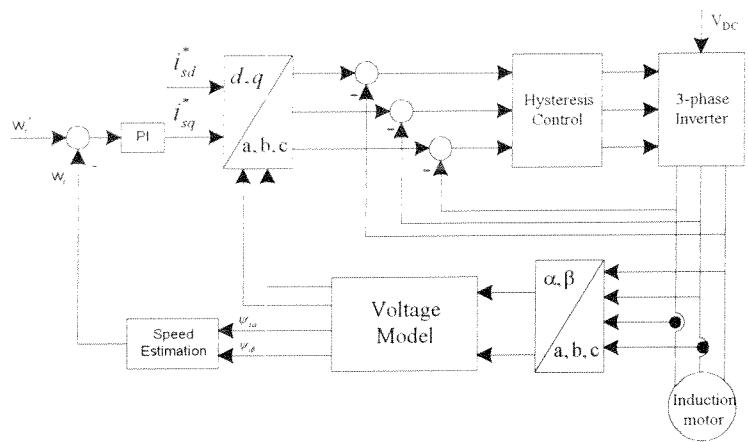
$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} \quad (2.18)$$

Denklem(2.18) asenkron motorun moment ifadesini göstermektedir. Burada motora ilişkin parametreleri sabit kabul ettiğimiz durumda motorun üreteceği moment, stator akımı bileşenleri ile kontrol edilebilir. Ancak tüm bu işlemlerin geçerliliği, stator akısının konumunun tam olarak belirlenmesine bağlıdır. Bu bilginin elde edilip kullanılması durumuna göre yönlendirme yöntemi doğrudan alan yönlendirme veya dolaylı alan yönlendirme olarak ayrılabilir. Vektör kontrolün gerçekleştirilemesi için konum bilgisi  $\theta$ 'nın belirlenmesi yeterli olmaktadır. Bu aşamada motor momentini oluşturan  $i_{sq}$  ve  $i_{sd}$  bileşenlerine ilişkin referans değerleri belirlenir. Bu değerler önce denklem(2.15) yardımıyla ( $\alpha-\beta$ ) büyüklüklerine, daha sonra da denklem(2.14) matrisi ile 3 faz büyüklüklerine dönüştürülür. Bu dönüşümler aynı temele sahip olduklarından akı ve gerilimler için de yapılabilir. Ayrıca ölçülen üç faz büyüklüklerinden yararlanarak ters dönüşüm matrisleri ile d-q ve  $\alpha-\beta$  bileşenleri bulunabilmektedir.

Her iki yapıda da histerezis kontrol ve SVPWM kontrollü evirgeç için çalışmalar gerçekleştirılmıştır. Gerçekleştirilen simülasyon bloklarının akış diyagramları ve moment-hız-zaman çıktıları aşağıdaki alt bölümlerde sunulmaktadır.

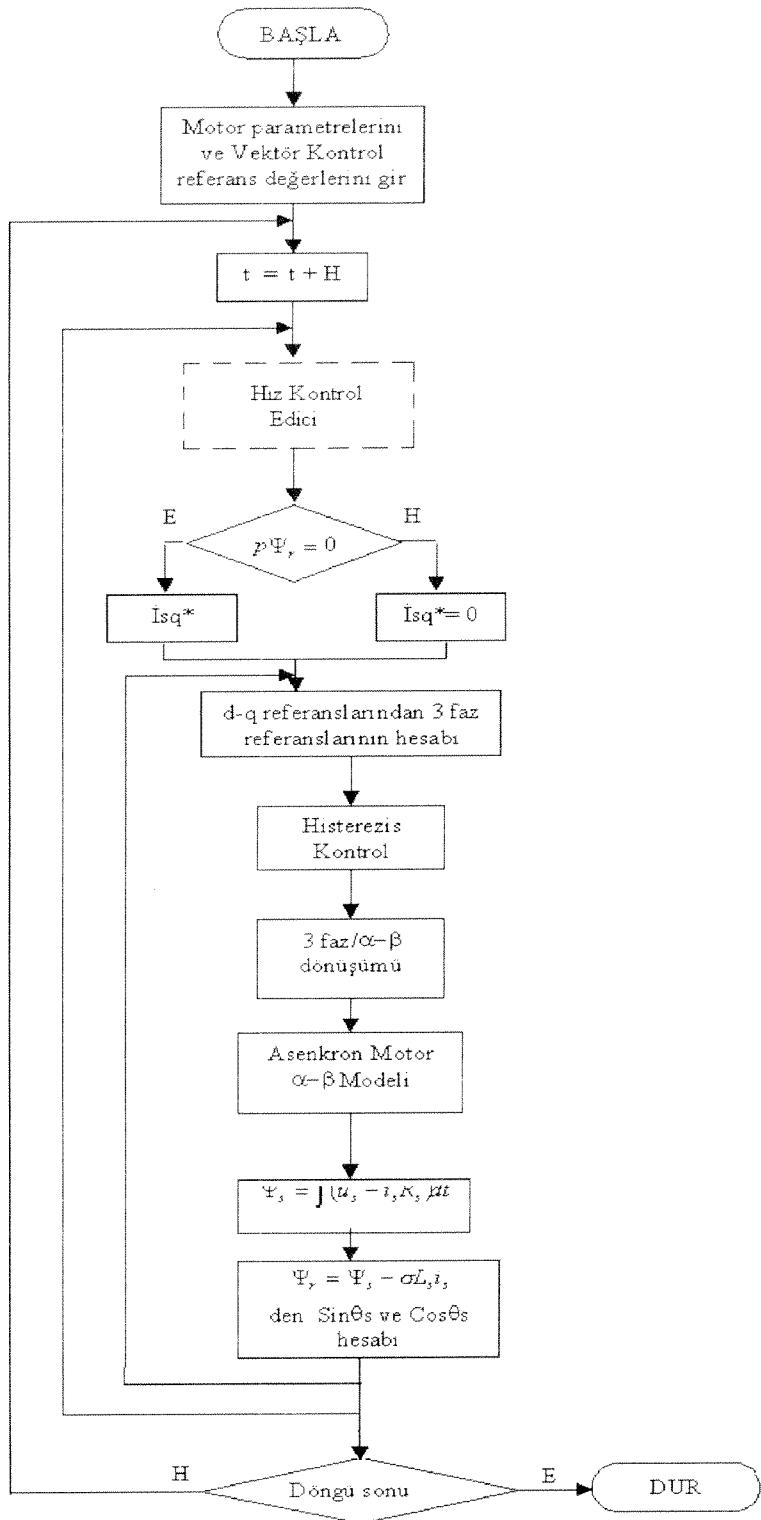
### 2.5.1. Histerezis Kontrollü İnverter ile Vektör Kontrol

Vektör kontrollü sistemin simülasyonu yapılrken asenkron motor parametrelerinin değişmediği varsayılmıştır. Yük, simülasyon programında istenildiği gibi belirlenebilmektedir. Ancak burada verilen simülasyon sonuçları belirli bir eylemsizlik altında yol alma durumuna ilişkindir. Şekil 2.11 de verilen akış diyagramında düz çizgili bölümler hem moment hem de hız kontrolünde ortak iken, kesikli çizgili bölümler ise sadece hız kontrolü için geçerlidir.



**Şekil 2.10** Vektör kontrollü asenkron motor blok diyagramı

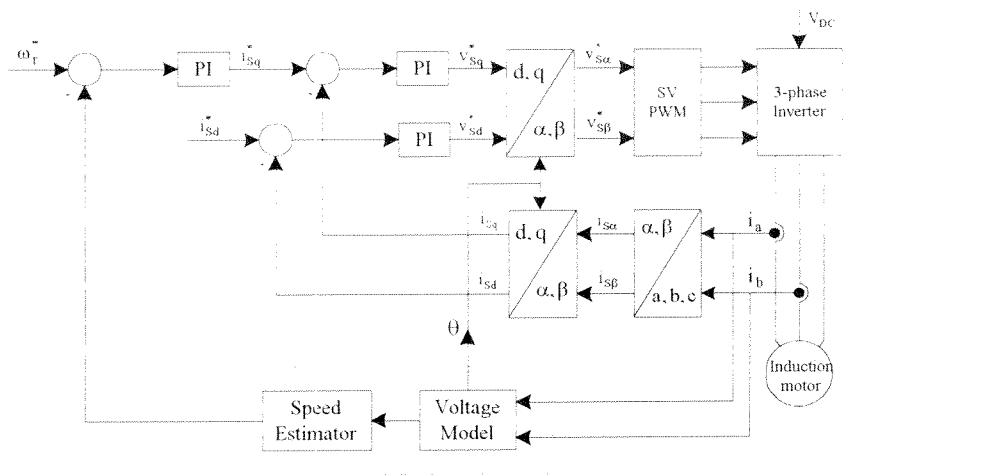
Şekil 2.10'da hız kontrolüne sahip bir vektör kontrollü asenkron motorun blok diyagramı görülmektedir. Görüldüğü gibi tahmin edilen hız referans hızla karşılaştırılarak bir PI kontrolörden geçirilip referans akım elde edilmiştir.



**Şekil 2.11** Histerisiz kontrollü inverter üzerinden beslenen vektör kontrollü asenkron motorun akış diyagramı

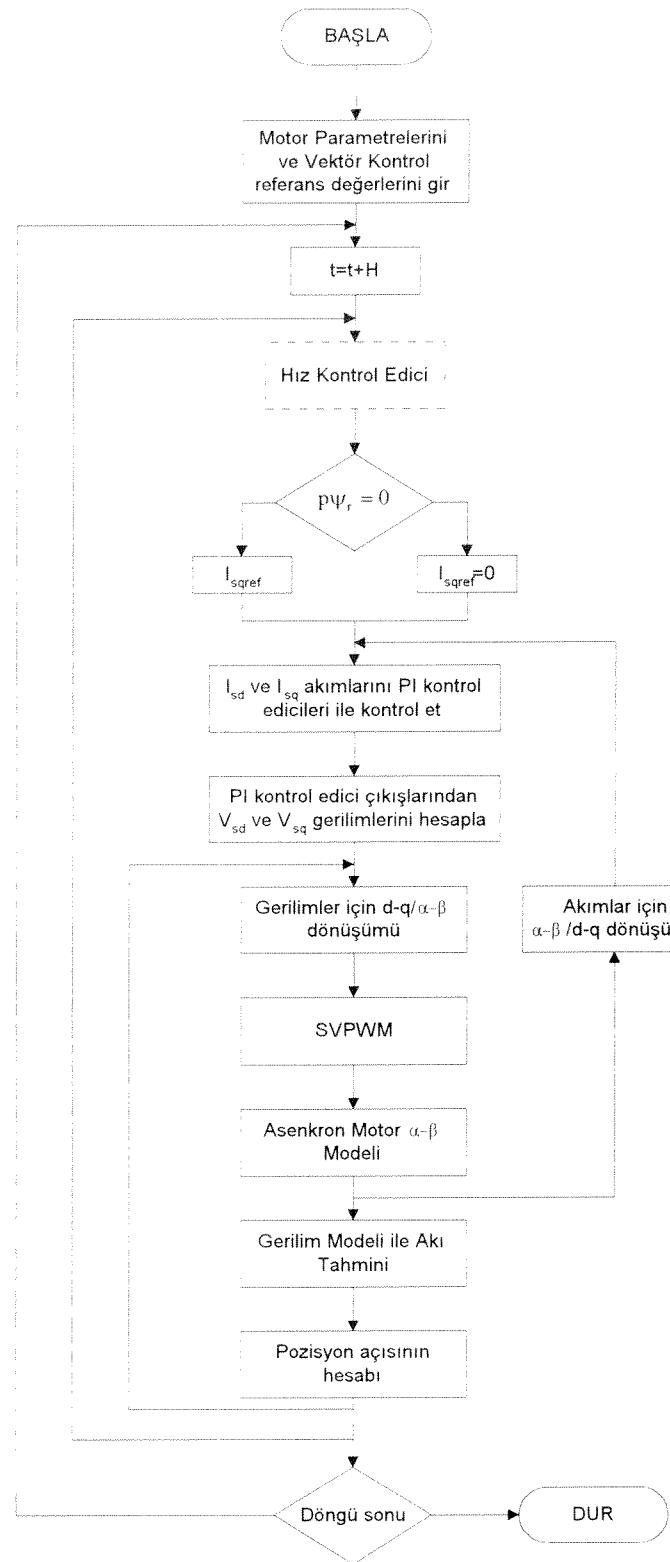
## 2.5.2 SVPWM Kontrollü İnverter ile Vektör Kontrol

İnverter çıkışındaki işaretler üzerindeki harmoniklerin azaltılması ve sabit bir anahtarlama frekansı sağlanmasında SVPWM yöntemi en önemli seçeneklerden biridir. SVPWM sayısal gerçekleştirmeye de tam anlamıyla uyumludur. Bu nedenle simülasyon programında SVPWM'li vektör kontrol gerçekleştirilirken genel algoritmada yapısal değişiklikler ortaya çıkmıştır. Bu durumu gösteren blok diyagramı şekil 2.12'de verilmektedir.



**Şekil 2.12** SVPWM modülasyon tekniği ile sürülen inverter üzerinden beslenen vektör kontrollü asenkron motorun blok diyagramı

Sistemin simülasyonuna ilişkin akış diyagramı ise şekil 2.13 de verilmiştir. Burada yine 4 adımlı runge-kutta ile çözüm yapılmıştır.



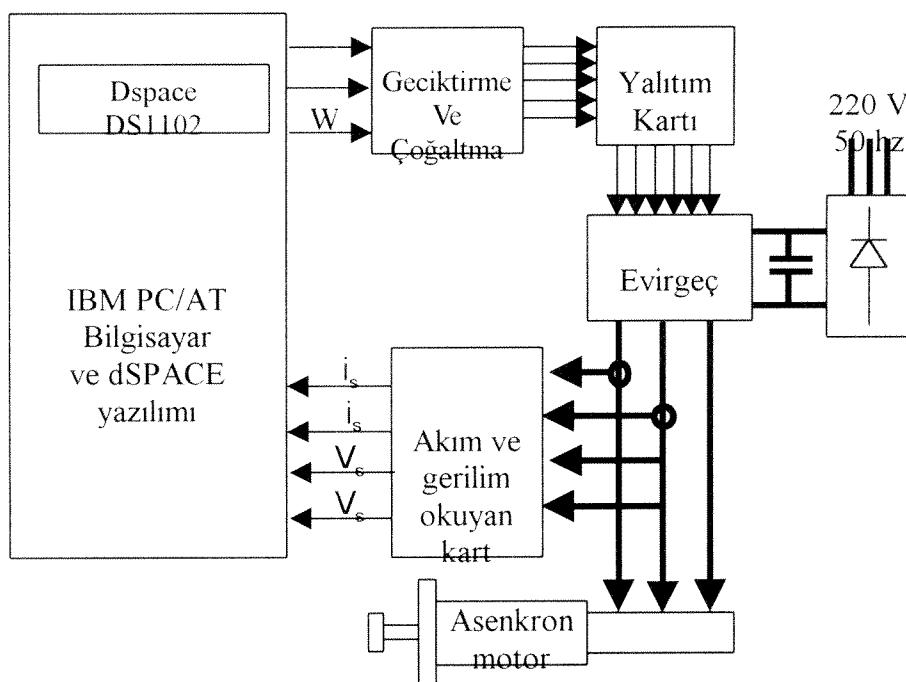
Şekil 2.13 SVPWM kontrollü inverter üzerinden beslenen vektör kontrollü asenkron motorun akış diyagramı

### 3.DONANIM

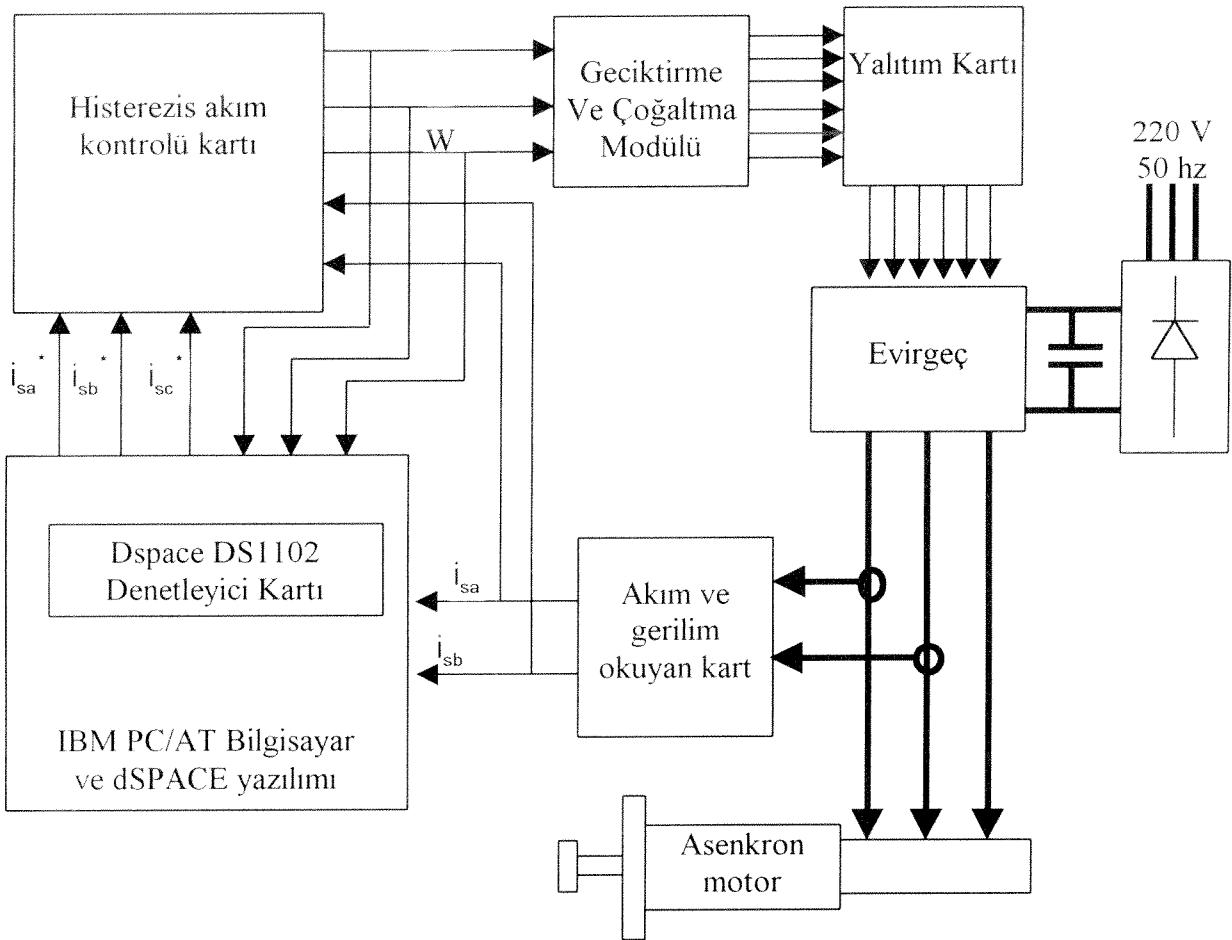
#### 3.1 Giriş

İyi bir sürücü performansı elde edebilmek için güvenilir bir inverter katı, IGBT akıllı moduller kullanılarak yeniden oluşturulmuştur. Hayrettin Can'ın tez çalışmasında geniş olarak anlatılan bu evirici katının tasarımını ile ilgili temel kavramlar kısaca özetlenecektir. Bu bölümde modulasyon stratejisini neden değiştirildiği de vurgulanacaktır.

Kullanılan sistem, Erhan Akın'ın doktora tezinde kullandığı sistem örnek alınarak yapılmıştır. Doktora tezinde kullanılan geciktirme ve çoğaltma modülü, yalıtım kartı, evirgeç aynen alınmıştır. Akım ve gerilim okuma kartı revize edilmiş, akım kontrolünü daha hızlı yapmak için "histerezis akım kontrol kartı" tasarlanmıştır. DSP olarak, doktora tezinde kullanılan TMS320P14 yerine, TMS320P14 ve TMS320C31 birlikte kullanıldığı DS1102 denetleyici kartı kullanılmıştır. Akım kontrolünün kartla yapıldığı sistemin blok gösterimi Şekil 3.2'de, histerezis akım kontrolünün yazılımla yapıldığı ve uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniğinin kullanıldığı sistemin blok gösterimi ise Şekil 3.1'de gösterilmiştir. Sistemi oluşturan donanımın parçaları sonraki bölümlerde ayrıntılı olarak anlatılacaktır.



Şekil 3.1 Histerezis akım kontrolü kartı kullanılmayan sistemin blok gösterimi.



**Şekil 3.2** Histerezis akım kontrolü kartı kullanılan sistemin blok gösterimi.

### 3.2 Güç Katı

Sistemin güç katı, DC gerilim üreritimi için kontolsuz doğrultucu ve evirgeçten oluşmaktadır. Yüksek DC gerilim, üç faz 380 V, 50 Hz şehir gerilimi doğrultularak ve filtrelenerek elde edilmektedir. DC gerilimin üstüne binebilecek aşırı gerilimleri emmek için, DC gerilim kapasitörünün karşısına koruyucu devre konulmuştur. Evirgeç için PM25RSB120 akıllı güç modülü kullanılmıştır. Akıllı güç modülünün teknik özellikleri:

- 1200 V, akım-duyucu, 15 Khz IGBT tipi evirgeç
- Yüksek akım, kısa devre akımı ve yüksek sıcaklığa karşı algılayıcı ve koruyucu devre
- 2.5  $\mu$ s ölü-zaman garantisı

### 3.3 Geciktirme ve Çoğaltma Kartı

Geciktirme ve çoğaltma kartı DSP tarafından üretilen anahtarlama sinyallerini düzenler. DSP yazılımı, evirgecin her bir bacağı için bir tane anahtarlama sinyali gönderir. Sinyal sıfır

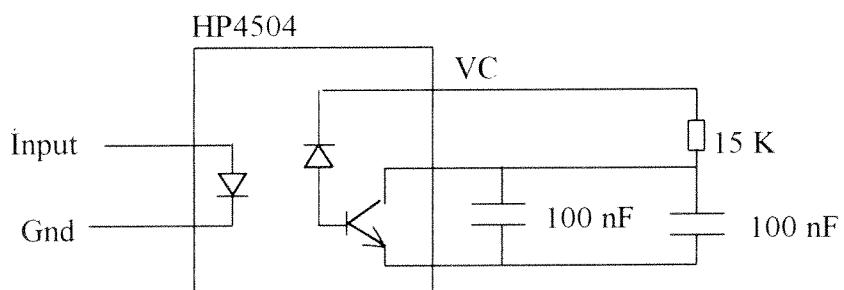
olduğu zaman alt anahtar kapalı üst anahtar açık, bir olduğu zaman üst anahtar kapalı alt anahtar açktır. Geciktirme kartı, geçiş anlarında evirgecin aynı bacağında bulunan alt ve üst anahtarların aynı anda iletimde olmasını önlemek amacıyla, DSP'nin ürettiği her bir sinyalden birbirini tümleyen ve aralarında ölü zaman bulunan iki sinyal üretir. Bu kartın detaylı açıklaması Metin Akın'ın tezinde verilmiştir.

### 3.4 Yalıtım Kartı

Yalıtım kartı, geciktirme ve çoğaltma kartı ile akıllı güç modülü arasında yalıtımı sağlar. Geciktirme ve çoğaltma kartından gelen UP,UN,VP,VN,WN,WP sinyallerini akıllı güç modülüne transfer eden HP4504 optocoupleri, yalıtımı sağlar.

Akıllı güç modülünün anahtarlama sinyallerini sürmesi için, birbirinden yalıtılmış dört adet DC kaynağı ihtiyacı vardır. Bu DC kaynaklar bu kartın üzerinde bulunur. Tek faz doğrultucunun çıkışı olan yüksek DC gerilim, M57120L hibrid tümleşik devresi tarafından 20 volta indirilir. Daha sonra M57140 hibrid tümleşik devresi tarafından birbirinden yalıtılmış 15 V'luk dört DC kaynak elde edilir.

Hibrid tümleşik devrelerin teknik özellikleri ve yalıtım kartının şematiği ekler kısmında sunulmuştur. Kullanılan optocouplerlerin iç yapısı Şekil 3.3'de sunulmuştur. Yalıtım kartı ayrıca, akıllı güç modülü tarafından üretilen dört adet hata sinyalini akıllı güç modülünden geciktirme ve çoğaltma kartına transfer eder.

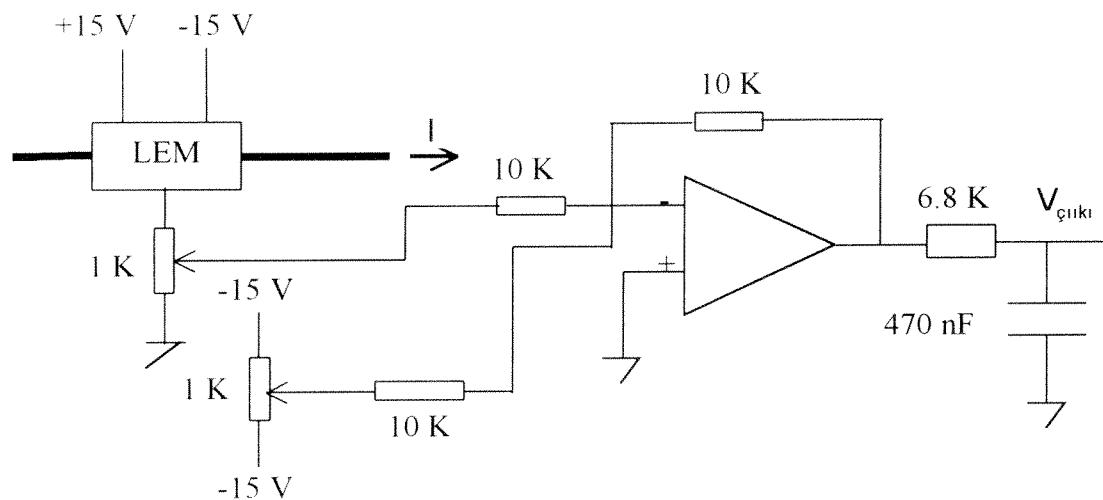


**Şekil 3.3.** Kullanılan optocouplerin iç yapısı.

### 3.5 Akım ve Gerilim Ölçme Kartı

#### 3.5.1 Akım Ölçümü

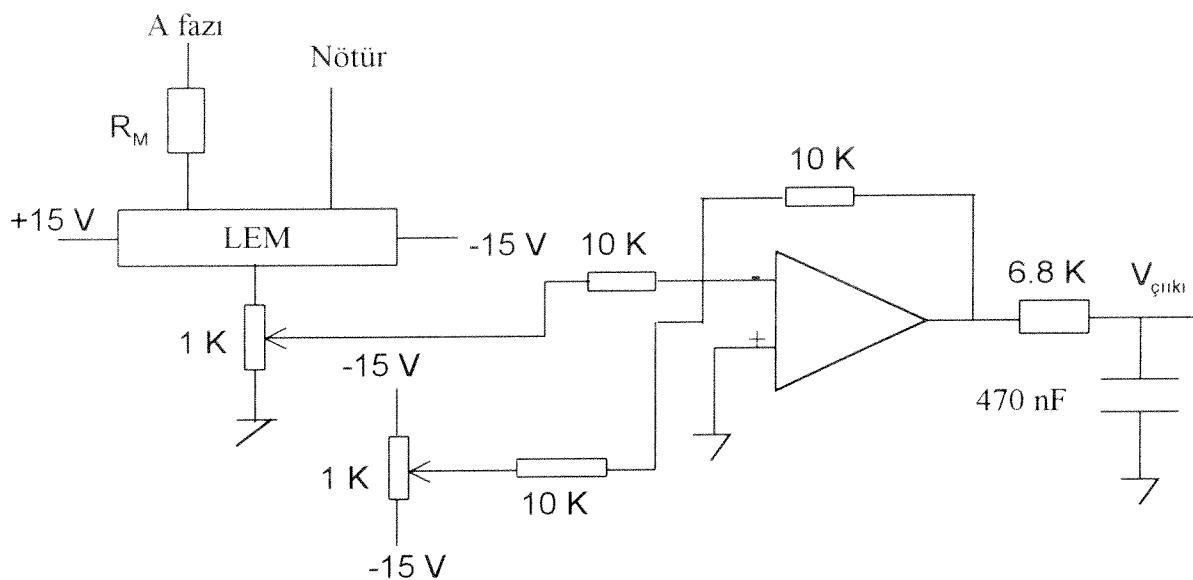
Akım ölçmek ve gerekli izolasyonu sağlamak için Hall etkili akım ölçücü (LEM) kullanılır. İki faz akımı ölçúcüden geçirilir ve ölçücü çıkışları DSP'nin A/D çeviricileri tarafından örneklenir. Akım ve gerilimleri doğru okumak için, akım ölçütlerin kalibrasyonu gereklidir. Bunun için LEM çıkışına bağlanan değişken direnç ile kazanç, yükselteç olarak kullanılan OPAMP çıkışının kaymasını kontrol etmek için değişken direnç kullanılır. Bizim sistemimizde LEM'den 1 A akım geçtiğinde yükselteç çıkışı 1 V vermektedir. Yükselteç çıkışındaki 500 Hz'lik alçak geçirgenli filtre, akım üzerinde çıkabilecek yüksek frekansdaki gürültülerini süzmek için kullanılmıştır.



Şekil 3.4. Akım ölçmek için kullanılan devrenin blok gösterimi

#### 3.5.2 Gerilim Ölçümü

Gerilim ölçmek ve gerekli izolasyonu sağlamak amacıyla gerilim ölçücü kullanılmıştır. Ölçücü çıkışları DSP'nin A/D çeviricileri tarafından örneklenmiştir. Gerilim ölçütünün kalibrasyonunu yapmak için LEM çıkışına bağlanan 1 K'lık değişken direnç ile yükselteç olarak kullanılan OPAMP'ın kaymasını kontrol etmek için 1K'lık değişken direnç kullanılmıştır. Yükselteç çıkışına bağlanan 500 Hz'lik alçak geçirgenli filtre, gerilim PWM sinyalinin ana bileşenini elde etmek için kullanılmıştır. Motorda uygulanan gerilim 500 V iken gerilim ölçütünün çıkışı 10 volt olacak şekilde kalibrasyon yapılmıştır.

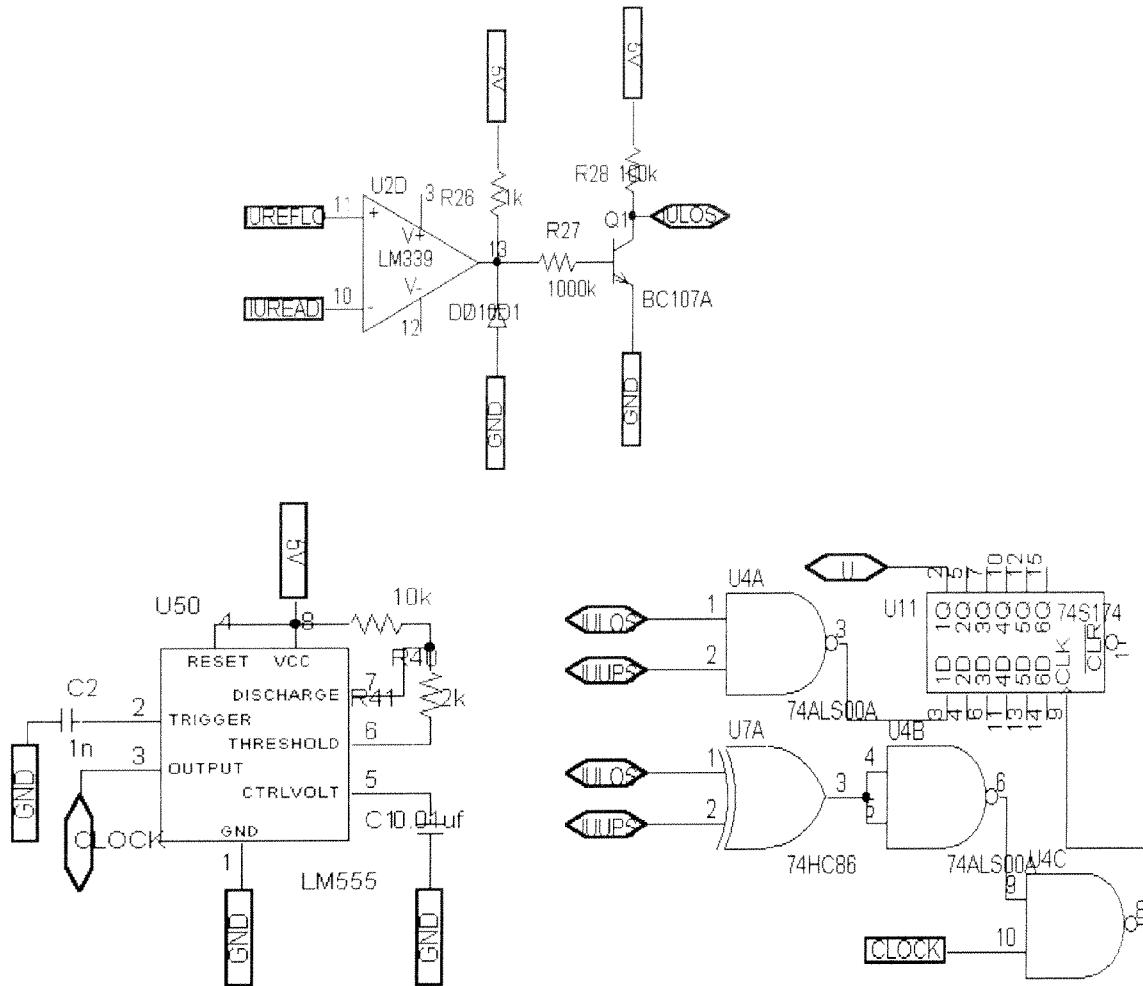


**Şekil 3.5.** Gerilim ölçmek için kullanılan devrenin blok gösterimi.

Gerilim ölçucüleri evirgecin iki fazına bağlanır. Kullanılan devrenin şematiği Şekil 3.15'de sunulmaktadır. Gerilim ölçülerini test etmek amacıyla, çeşitli gerilim değerlerinde deneyler yapılmıştır. Gerilim ve akım ölçülerinin detaylı teknik özellikleri Metin Akın'ın tezinde bulunabilir.

### 3.6 Histerezis Akım Kontrol Kartı

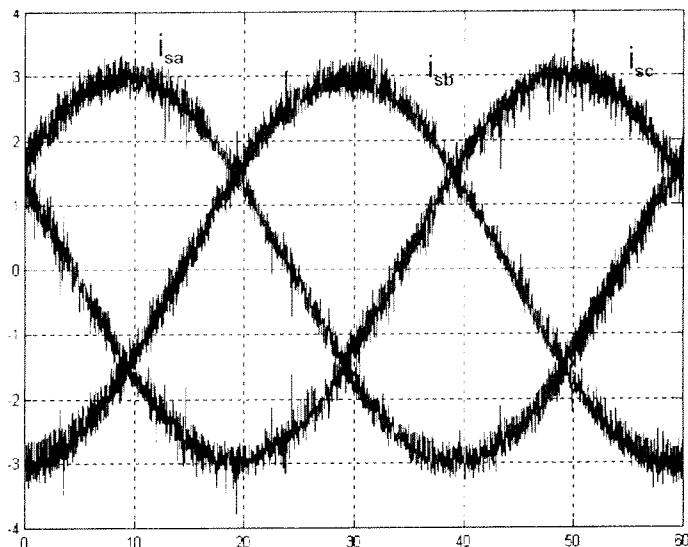
Histerezis akım kontrolü modülasyonu ile ilgili detaylı bilgi bölüm 4 de ayrıntılı olarak açıklanacaktır. Sonraki bölümde de görüleceği üzere yazılımla histerezis akım kontrolü yapıldığında motordan geçen akım referans akım bandını aşmaktadır. Vektör kontrol yapılırken kullanılan algoritmanın uygulama süresi  $40 \mu\text{s}$ 'dir.  $40 \mu\text{s}$ 'de bir akım kontrolü çok yavaş olduğu için motordan geçen akım, referans akım bandını aşmaktadır. Daha hızlı akım kontrolü yapmak için, kullanılan denetleyici kartının ikinci işlemcisi (TMS320P14) kullanılmaya çalışılmış, fakat ikinci işlemcinin mimarisi buna izin vermemiştir. Akım kontrolünü daha hızlı yapmak için donanım kullanılmaya karar verilmiştir. Kullanılan donanımın temel olarak yapısı Şekil 3.6'da görülmektedir.



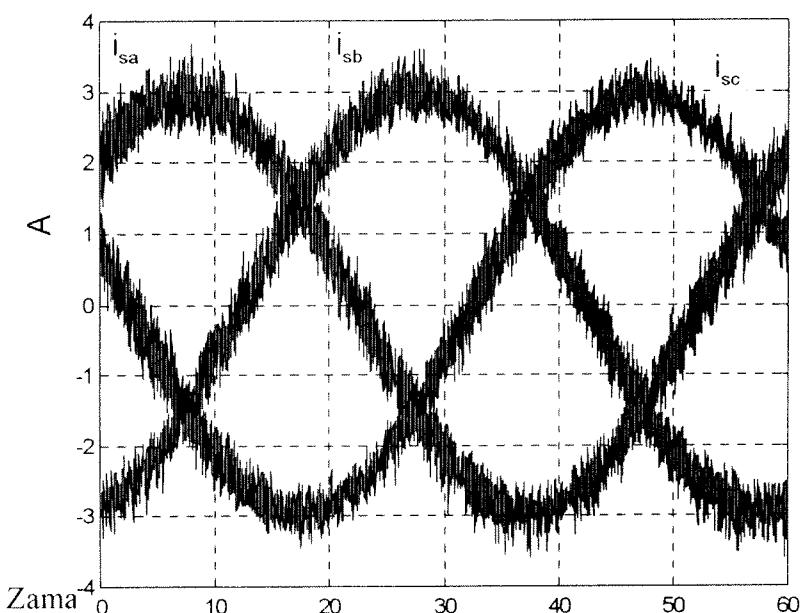
**Şekil 3.6.** Histerezis akım kontrolu kartının genel gösterimi.

Şekil 3.6'dan da görüleceği üzere LM339 OPAMP kullanılarak motordan geçen akımla referans akım karşılaştırılıp gerekli anahtarlama sinyalleri üretilir. Logic kapıları sürmek için BC107A transistör kullanılır. Okunan akım referans bandın üstünde ise 0, bandın içinde ise anahtar konumu değizmeyen ve referans bandın altında ise 1 üretecek şekilde logic kapılar düzenlenir. Her 8  $\mu$ s bir anahtarlama sinyellerinin yenilenmesi için flip-floplar kullanılır. Peryodu 8  $\mu$ s olan kare dalga üretmek için 555 timer devresi kullanılır. Böylelikle yazılımla yaptığımız akım kontrolünden 5 kat daha hızlı akım kontrolü yapılmış olur. Sonraki bölümde görüleceği üzere akım şekilleri yazılımla yapılan akım kontrolünden daha iyi sonuç vermiştir. Fakat vektör kontrol yapılrken histerezis akım kontrol kartının ürettiği anahtarlama sinyallerinin hepsi denetleyici kartına okutulamamıştır. Digital veri okumak için denetleyici kartının ikinci işlemcisi kullanılmaktadır. İki işlemci arasında haberleşme olduğu için digital datalar 10  $\mu$ s gibi uzun bir sürede gerçekleşmektedir. Dolayısıyla 8  $\mu$ s bir üretilen

anahtarlama sinyallerini denetleyici kartının okuması mümkün olmamaktadır. Bu nedenle bu kart vektör kontrol üzerine yapılan daha sonraki çalışmalarda kullanılmamıştır.



**Şekil 3.7.** Donanımla yapılan histerezis bant akım kontrolünün akım dalga şekilleri ( $f_s=10$  Hz, istenilen akım bandı=0%).

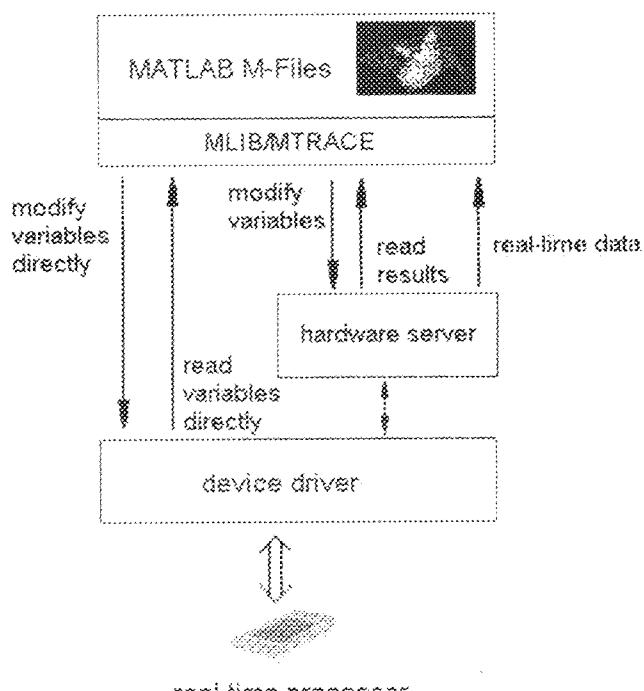


**Şekil 3.8.** Yazılımla yapılan histerezis bant akım kontrolünün akım dalga şekilleri ( $f_s=10$  Hz, istenilen akım bandı=0%).

### 3.7 DSPACE 1102 Denetleyici Kartı

Kullandığımız denetleyici kartında TMS320C31, TMS320P14, dört adet A/D çevirici, dört adet D/A çevirici vardır. TM320C31 ana işlemci, TMS320P14 ise yardımcı işlemci olarak

kullanılır. Ana işlemcinin çevrim süresi 33.3 nsdir. Kullanılan A/D'lerin iki tanesi 16 bitlik olup 10  $\mu$ s çevrim zamanına, diğer ikisi de 12 bitlik olup 1.25  $\mu$ s çevrim zamanına sahiptir. Yardımcı işlemcinin 16 adet giriş-çıkış portu, 6 adet PWM çıkışı mevcuttur. Genel amaçlı kullanılan iki adet sayaç vardır. Hysteresis akım kontrolü kullanılırken anahtarlama sinyalleri yardımcı işlemcinin I/O portu kullanılarak elde edilir. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu kullanıldığı zaman (Bölüm 4.3) sürücüye giden anahtarlama sinyalleri yardımcı işlemcinin PWM çıkışlarından elde edilmektedir. Ana işlemci hesaplamaları yaparken, dışarıya gidecek sayısal bilgileri yardımcı işlemciyle haberleşerek ileter. Sürücüden gelen sayısal bilgiler A/D çeviriciler yardımıyla okunurken, sürücüye gidecek sayısal bilgiler D/A çeviricilerle iletilir. Gerçek-zaman uygulamalarında kontrol edilmek istenen değişkenler TRACE yazılımıyla gözlenmektedir. TRACE yazılımı, her kontrol adımında ilgili tampona yazılan bilgileri okumamızı sağlar.



**Sekil 3.9** DS1102 geliştirme kartının Matlab yazılımı ile etkileşimini gösteren blok diagramı

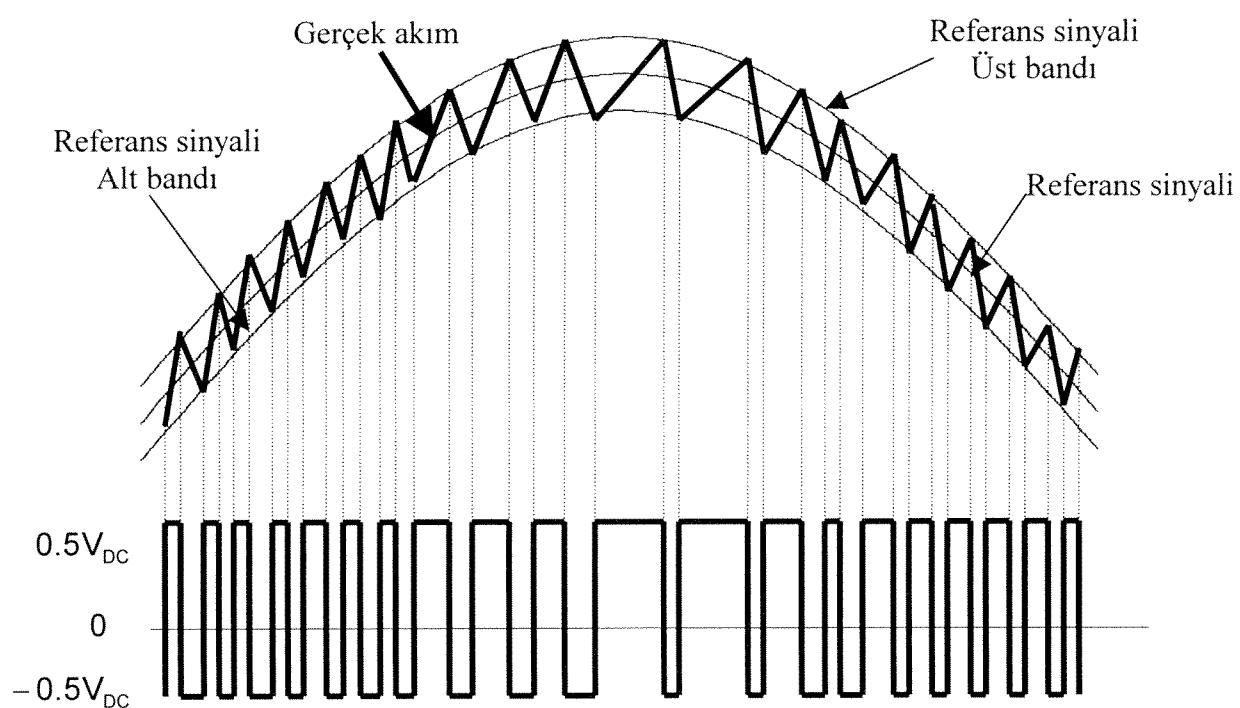
#### **4. MODÜLASYON TEKNİKLERİ**

#### 4.1 Giriş

Yapılan vektör kontrol çalışmalarında hysteresis akım kontrolü ve uzay vektör darbe genişlik modülasyonu kullanılmıştır. Kullanılan her bir modülasyon tekniğinin avantajları ve dezavantajları aşağıdaki bölümlerde anlatılmıştır.

#### **4.2 Histerezis Bant Akım Kontrolü**

Pratikte, DC link gerilimi sabit olmayıp üzerinde dalgalanmalar vardır. Eğer akım kontrolü yapılrsa, DC link gerilimi üzerindeki dalgalanmaların modülasyon üzerindeki etkisi giderilir. Yüksek performanslı sürücülerde, motorun torku ve akısı akımla ilintili olduğu için akım kontrolü tercih edilmiştir. Şekil 4.1, histerezis bant akım kontrolünü açıklamaktadır. İstenilen akım ile gerçek akım karşılaştırılır, gerçek akım istenilen akımdan büyükse evirgecin üst bacağı açılır alt bacağı kapatılır. Gerçek akım istenilen akımdan küçükse anahtarlama işleminin tersi yapılır. Gerçek akımla referans akımın birbirine eşit olması durumunda ise anahtarlama işlemlerinde herhangi bir değişik yapılmaz. Böylelikle akım istenilen band içinde tutulmaya çalışılır.



**Sekil 4.1.** Histerezis akım kontrolü.

Histerezis bant akım kontrolünün uygulanması ve akım denetleyicisinin cevap zamanı hızlidır. Uygulanırken sadece akım bilgisine ihtiyaç vardır. Bunun yanında bu modülasyon tekniğinin çeşitli dezavantajları vardır. Birincisi, histerezis bant akım kontrolünün darbe genişlik modülasyon frekansı değişkendir. Eğer akımdaki dalgalanmanın küçük olması isteniyorsa, akım referans bandının dar seçilmesi gerekir. Akım bandı dar seçilirse modülasyon frekansı artar. Eğer modülasyon frekansı evirgecin maximum anahtarlama frekansından büyükse gereken anahtarlama işlemleri yapılamaz.

#### **4.3 Uzay Vektörü Darbe Genişlik Modülasyonu:**

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu, duran referans çatısındaki gerilim uzay vektörü gösterimi esas alınarak açıklanır. Her bir anahtarlama kombinasyonunun duran referans çatısındaki hangi gerilim uzay vektörüne karşılık geldiğini saptanabilir. Tablo 4.1 değişik anahtarlama konumlarında gerilim duran eksen çatısındaki bileşenleri ve uzay vektörleri görülmektedir.

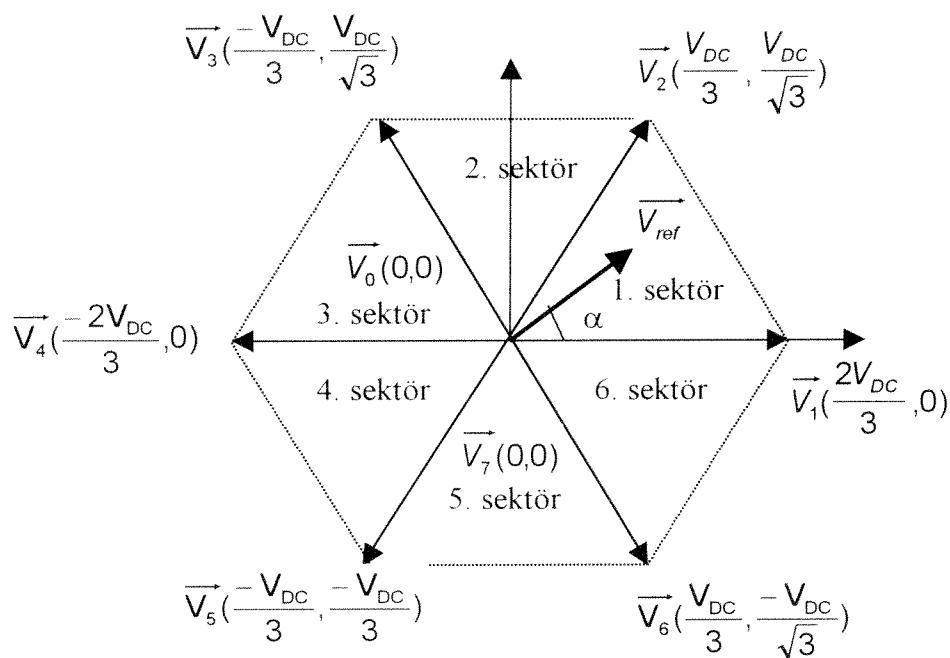
**Tablo 4.1** Değişik anahtarlama konumlarında gerilim duran eksen çatısındaki bileşenleri ve uzay vektörleri.

A	B	C	$V_\alpha$	$V_\beta$	UZAY VEKTÖRÜ
0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
0	0	1	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	$\vec{V}_5$
0	1	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	$\vec{V}_3$
0	1	1	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	0	$\vec{V}_4$
1	0	0	$\frac{2V_{DC}}{3}$	0	$\vec{V}_1$
1	0	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	$\vec{V}_6$
1	1	0	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$	$\vec{V}_2$
1	1	1	0	0	$\vec{V}_7$

$(a,b,c) > (d,q)$  Denklem(4.12) dönüşüm matrisi kullanılarak değişik anahtarlama konumlarında gerilimlerin duran referans çatısındaki değerleri bulunabilir. Şekil 4.2 duran referans çatısındaki her  $60^\circ$ lik dilimlere sektör diye tanımlarsak her sektörün başında ve sonunda uzay vektörü vardır. Örneğin 1. sektörün başlangıç vektörü  $\vec{V}_1$ , bitiş vektörü  $\vec{V}_2$  dir.

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Bir anahtarlama periyodu içinde ortalama referans gerilim uzay vektörü tanımlanabilir. Eğer anahtarlama periyodu yeterince küçükse referans gerilim uzay vektörünün değeri değişmez. Şekil 4.2'de gösterilen referans gerilim uzay vektörü ( $\vec{V}_{ref}$ ), 1. sektörün başlangıç ve bitiş uzay vektörleri ile sıfır uzay vektörlerini kullanarak sağlanabilir. Bu durum eşitlik 4.2'de matematiksel olarak ifade edilir.



**Şekil 4.2** Uzay vektörü ve referans gerilim vektörünün duran referans çatısında gösterimi.

$$\int_0^{T_s} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \vec{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0+T_k}{2}} \vec{V}_k dt + \int_{\frac{T_0+T_k}{2}}^{\frac{T_0+T_k+T_{k+1}}{2}} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0+T_k+T_{k+1}}{2}}^{T_s} \vec{V}_7 dt \quad (4.2)$$

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = T_s \quad (4.3)$$

Burada:

$\overrightarrow{V_{ref}}$ : Referans gerilim uzay vektörü

$\overrightarrow{V_0}$ : Sıfır uzay vektörü

$\overrightarrow{V_k}$ : k'inci sektörün ilk uzay vektörü

$\overrightarrow{V_{k+1}}$ : k'inci sektörün ikinci uzay vektörü

$\overrightarrow{V_7}$ : Sıfır uzay vektörü

$T_s$ : Anahtarlama periyodu

$T_0$ : Sıfır uzay vektörü uygulama süresi

$T_k$ : k'inci sektörün ilk uzay vektörünün uygulama süresi

$T_{k+1}$ : k'inci sektörün ikinci uzay vektörünün uygulama süresi

$\alpha$ : Gerilim vektörünün x ekseni ile yapmış olduğu açayı

k: sektör numarasını

ifade etmektedir.

$\overrightarrow{V_0}$  ve  $\overrightarrow{V_7}$  sıfır olursa ve bir periyodu içindeki  $\overrightarrow{V_{ref}}$  değişmezse, eşitlik 4.2 eşitlik 4.4 halini alır.

$$\overrightarrow{V_{ref}} \cdot T_s = \overrightarrow{V_k} \cdot T_k + \overrightarrow{V_{k+1}} \cdot T_{k+1} \quad (4.4)$$

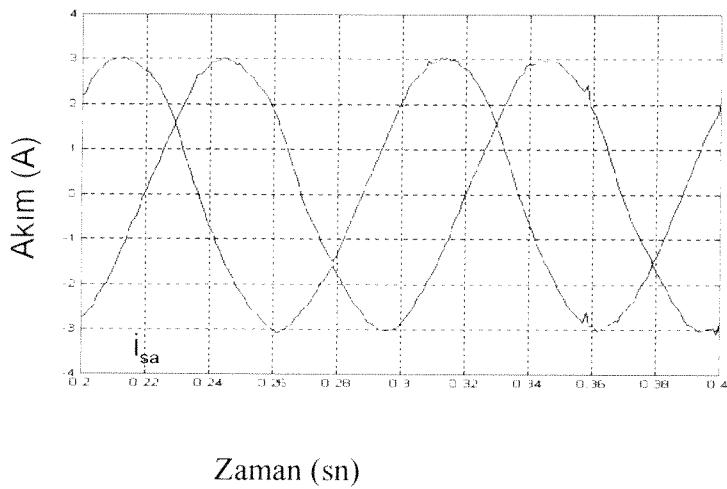
Eşitlik 4.4'deki denklemin reel ve complex parçaları yazılacak olursa, eşitlik 4.5 elde edilir.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} &= \frac{2}{3} V_{DC} \left( T_k \begin{pmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} \end{pmatrix} + T_{k+1} \begin{pmatrix} \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{k\pi}{3} \end{pmatrix} \right) \\ &= \frac{2}{3} V_{DC} \begin{bmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Eşitlik 4.5 düzenlenirse eşitlik 4.6 elde edilir.

$$\begin{pmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{3}T_s}{2V_{DC}} \cdot \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

Eşitlik 4.6'daki sürelerin belirlenebilmesi için hangi sektörde olunduğunun bilinmesi gereklidir. Hangi sektör içinde olduğumuzu belirlemek için gerilim uzay vektörünün x ekseni ile yapmış olduğu açı (eşitlik 4.7) ve uzay vektörlerinin duran referans çatısı bileşenleri kullanılır.



**Şekil 4.3** Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ile elde edilen akım dalga şekilleri ( $f_s=10$  Hz).

Yukarıda bahsedilen PWM metodlarının detaylı açıklaması ve geliştirilen deney düzeneği üzerindeki uygulamaları Metin AKIN'ın tezinde yer almaktadır.

## **5. DÜŞÜK HIZDA ÇALIŞMA PERFORMANSININ ARTIRILMASI**

### **5.1 Giriş**

Önceki bölümde anlatılan inverter kontrol yönteminin değiştirilmesi sonucu akım ve gerilim dalga şekilleri simetrik bir yapıya kavuşmuştur. Hız duyargasız vektor kontrol, gerilim modeli kullanıldığında modelin içerdiği açık integrasyon nedeniyle sıfır hızda ve çok düşük hızlarda çalışmaz. Projenin başlangıcındaki sürücü düzenek ile ulaşılabilen hız, anma hızının %10'u dolayında idi. Aşağıdaki alt bölümlerde tartışılan integrator algoritmalarının kullanılması ile ve düşük hızlarda inverterin kompanzasyonu ile bu çalışma aralığı %3'e kadar indirilmiştir. Ayrıca sıfır hız ve çok düşük hızlarda vektor kontrollu çalışma için doğal Vektor kontrol (NFO)'dan yararlanılmış ve gerilim model temelli yüksek başarılı algoritmaya geçiş sağlanmıştır. (Metin AKIN tezi) Bu geçiş algoritması ile birlikte sürücü tüm hız aralığında çalışmaktadır. Ayrıca bir başka geliştirme de düşük hızlarda ön plana çıkan inverterdeki doğrusal olmamanın doğurduğu gerilimleri kompanze eden bir yöntem de sunulmuştur.

### **5.2 Doğal Alan Yönlendirme**

Doğal alan yönlendirme kavramı, Jönsson tarafından ortaya atılmıştır. Düşük hızlarda, integrasyon problemi içermez. Aynı zamanda duyargasız kontrol için de uygundur. Doğal alan yönlendirmesi dinamik cevap açısından, doğrudan vektör kontrole göre daha yavaştır. Metin Akın'ın ekteki tezinde hem matematiksel olarak doğal alan yönlendirmesinin elde edilmesi hemde doğrudan vektör kontrol ile karşılaştırılması sunulmuştur. Burada çok kısa bir özet verilecektir. Bu yöntemin kullanılmasındaki amaç motor duruyorken ve çok düşük hızlarda garantili bir yöntem olarak sonuç vermesidir. Şekil 5.2 de doğal alan yönlendirmesine ilişkin gerçekleştirmeye blok diagramı verilmiştir. Doğal alan yönlendirme için matematiksel geçiş kısaca aşağıdaki gibidir.

Bilindiği üzere kaçak faktörü ( $\sigma$ ),

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r} \text{ idi.} \quad (5.1)$$

Motor modelini oluştururken hava aralığı kolundaki akım  $i_{mk}$ ,

$i_{mk} = i_{sk} + i_R$  şeklinde tanımlanacak olursa,

Rotor akımı  $i_R$  yerine  $(i_{mk} - i_{sk})$  konursa, stator gerilim denklemi eşitlik (5.2)'deki gibi olur.

$$\overrightarrow{U_{sk}} = r_s \cdot \overrightarrow{i_{sk}} + (L_s - L_M) \cdot \frac{d\overrightarrow{i_{sk}}}{dt} + L_M \cdot \frac{d\overrightarrow{i_{mk}}}{dt} + j \cdot \omega_k \cdot \overrightarrow{\psi_{sk}} \quad (5.2)$$

Burada

$$L_s - L_M = L_s - (1-\sigma) \cdot L_s = \sigma \cdot L_s \text{ dir.} \quad (5.3)$$

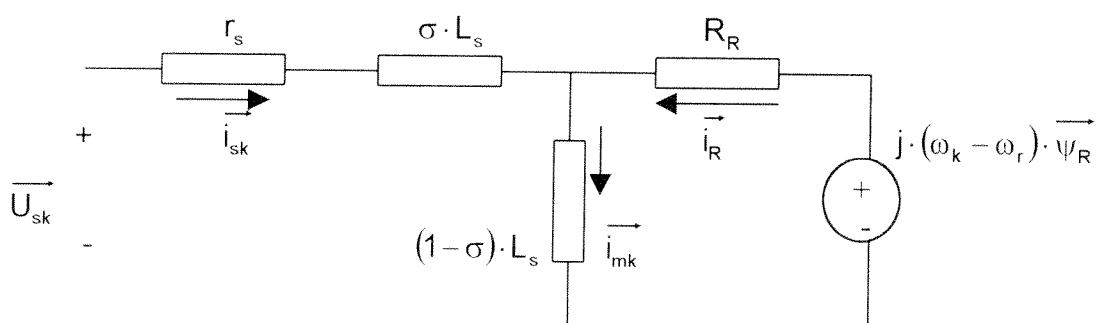
Eşitlik (5.2)'deki stator gerilim denklemi düzenlenirse eşitlik (5.4)'deki denklem elde edilir.

$$\overrightarrow{U_{sk}} = r_s \cdot \overrightarrow{i_{sk}} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d\overrightarrow{i_{sk}}}{dt} + L_M \cdot \frac{d\overrightarrow{i_{mk}}}{dt} + j \cdot \omega_k \cdot \overrightarrow{\psi_{sk}} \quad (5.4)$$

Aynı şekilde rotor gerilim denklemi düzenlenirse denklem (5.5) elde edilir.

$$0 = \mathbf{R}_R \cdot \vec{i}_R + (1 - \sigma) \cdot \mathbf{L}_s \cdot \frac{d\vec{i}_{mk}}{dt} + j \cdot (\omega_k - \omega_r) \cdot \vec{\psi}_R \quad (5.5)$$

Elde edilen gerilim denklemleri motor modelini oluşturmak için kullanılırsa, Şekil 5.1'deki motor modeli elde edilir



**Şekil 5.1** Motor ters Γ eşdeğer devresi.

Akı açısı ( $\theta_s$ ) tahmini NFO kullanıldığında motor akısı tahmin edilmemektedir.

Motor akısı yerine stator açısal hızı tahmin edilip, tahmin edilen stator açısal hızının integrali alınmaktadır. Motor akısını tahmin etmek yerine, en iyilenmiş kontrol sinyallerinin doluluk boşluk oranını hesaplayıp motor buna uyması sağlanmaktadır.

Şekil 5.1'deki ters  $\Gamma$  eşdeğer devresinde rotor akısı modeli olarak da adlandırılmaktadır.  $i_{sd}$  sabit tutulduğu sürece hem sürekli durumda hem de geçici durumda asenkron motor doğru alan yönlendirmesiyle çalışmaktadır. Elektrik devreleri denklemi kullanarak çözüm yapılrsa,  $i_d$  akımı deklem (5.6)'dan hesaplanabilir.

$$i_d = \frac{V}{j \cdot \omega_s \cdot (1-\sigma) \cdot L_s} \quad (5.6)$$

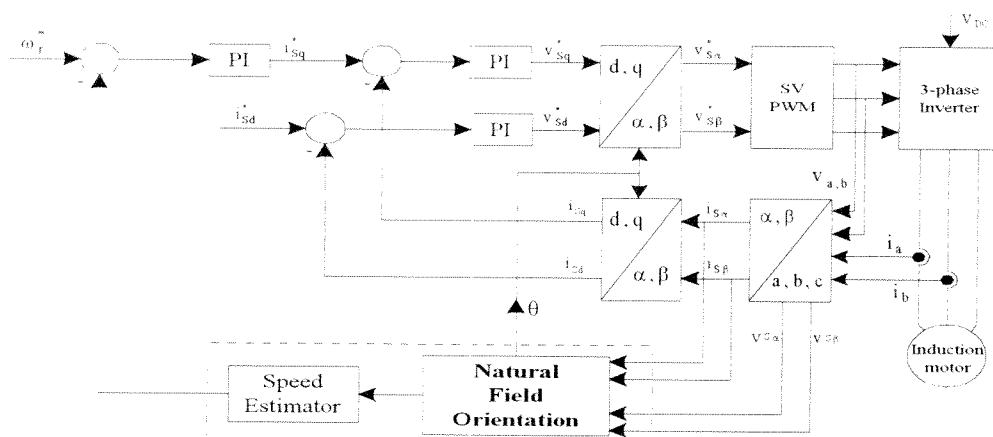
Denklem (5.6)'da kullanılan değişkenlerin büyüklükleri kullanılarak denklem tekrar yazılırsa, denklem (5.7) elde edilir.

$$i_d = \frac{V}{\omega_s \cdot (1-\sigma) \cdot L_s} \quad (5.7)$$

Denklem (5.7) deki denklemden  $\omega_s$  hesaplanırsa,

$$\omega_s = \frac{V}{i_d \cdot (1-\sigma) \cdot L_s} \quad (5.8)$$

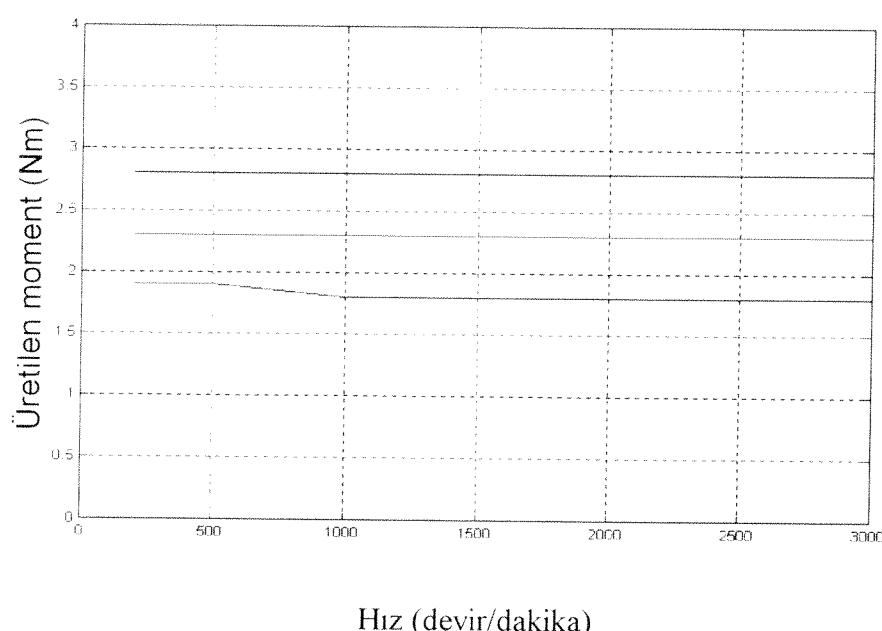
Bilindiği üzere stator açısal hızının ( $\omega_s$ ) integrali alınırsa  $\theta_s$  hesaplanabilir. Hesaplanan akı açısı ( $\theta_s$ ), dönüşüm matrislerinde kullanılır.



**Şekil 5.2** Doğal alan yönlendirmenin gerçekleştirilemesine ilişkin blok diagramı

### 5.2.1 Doğal Alan Yönlendirme ve Doğrudan Vektör Kontrolun Sürekli Durum Karşılaştırması

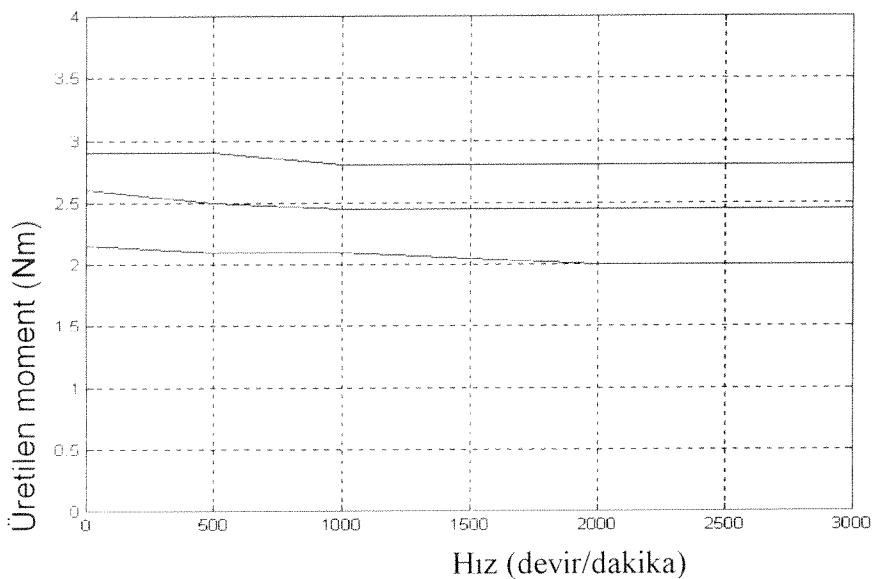
Doğal alan yönlendirme ve doğrudan vektor kontrolun karşılaştırılması Metin Akın'ın tezinde yapılmıştır. Şekil 5.3 ve Şekil 5.4 deki sonuçlardan görülmektedir ki doğal alan yönlendirme özellikle düşük hızlarda istenilen moment referanslarını izleyemektedir. Tablo 5.1 ve 5.2 de üç değişik moment referansına her iki yöntemin değişik hızlardaki karşılık gelen momentleri verilmektedir. Buna karşın yine aynı tez raporundan da görülecektir ki geçici durumda cevap hızı doğrudan vektor kontrolda daha iyidir.



**Şekil 5.3** Değişik hızlarda üretilen motor momentinin incelenmesi (Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ve doğrudan vektor kontrol kullanılıyor)

**Tablo 5.1** Değişik hızlarda üretilen motor momentinin incelenmesi (Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ve doğrudan vektor kontrol kullanılıyor)

MOMENT REFERANSI	HİZ (DEVİR/DAKİKA)						
	200	500	1000	1500	2000	2500	3000
2	1.9	1.9	1.8	1.8	1.8	1.8	1.8
2.5	2.3	2.3	2.3	2.3	2.3	2.3	2.3
3	2.8	2.8	2.8	2.8	2.8	2.8	2.8



**Şekil 5. 4** Değişik hızlarda üretilen motor momentinin incelenmesi (Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ve doğal alan yönlendirme kullanılıyor)

**Tablo 5. 1** Değişik hızlarda üretilen motor momentinin incelenmesi (Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ve doğal alan yönlendirme kullanılıyor)

MOMENT REFERANSI	HİZ (DEVİR/DAKİKA)						
	0	500	1000	1500	2000	2500	3000
2	2.15	2.1	2.1	2.05	2	2	2
2.5	2.6	2.5	2.45	2.45	2.45	2.45	2.45
3	2.9	2.9	2.8	2.8	2.8	2.8	2.8

### 5.3 Gerilim Modeli ve Integrasyon Sorunu

Stator ve rotor akısının tahmininde kullanılan temel iki model vardır. Bunlar akım modeli' ve 'gerilim modeli' dir. Akım modelinde açık integrasyon bulunmamaktadır. Ancak bu metod hız bilgisine ve rotor parametrelerine ihtiyaç duymaktadır. Diğer taraftan gerilim modeli gerilim ve akım ölçümüne ihtiyaç duyup ölçümü daha kolay olan stator parametrelerine ihtiyaç göstermektedir. Bu modelin diğer bir avantajı ise motorun içerisindeki veya şaftındaki herhangi bir sensörden bağımsız olmasıdır. Stator ve rotor aki hesaplamaları aşağıda verilmiştir.

$$\psi_{s\alpha} = \int (U_{s\alpha} - I_{s\alpha} R_{s\alpha}) dt \quad (5.9a)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (U_{s\beta} - I_{s\beta} R_{s\beta}) dt \quad (5.9b)$$

$$\psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{s\alpha} - \sigma L_s i_{s\alpha}) \quad (5.10a)$$

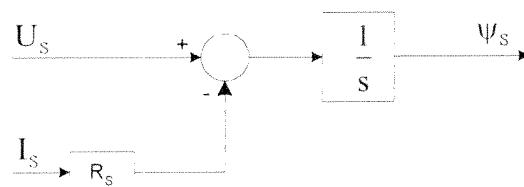
$$\psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{s\beta} - \sigma L_s i_{s\beta}) \quad (5.10b)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad (5.11)$$

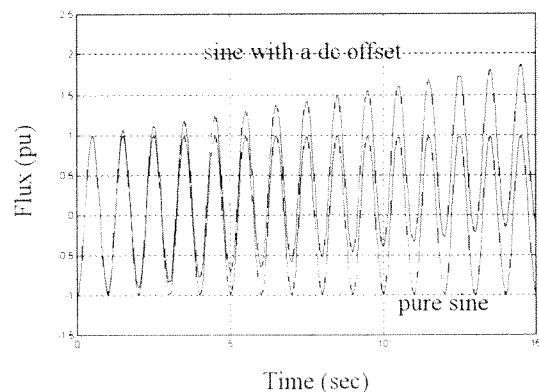
Yukarıdaki denklemler kullanılarak dönüşüm açısı  $\theta_r$  aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\theta_r = \operatorname{arctg} \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} \quad (5.12)$$

Denklem 5.9a ve 5.9b ile ifade edilen stator zıt emk'sının integrasyon blok şeması şekil 5.5 de verilmiştir. Stator akı tahmini için burada kullanılan integratör saf integratördür. Pratikte stator zıt emk'sı DC bileşen içermektedir. Bu DC bileşenin değeri ne kadar küçük olursa olsun açık integrasyonun saturasyona girmesi için yeterlidir. Bu durum şekil 5.6 de gösterilmiştir.



**Şekil 5.5** Saf integratör kullanılarak oluşturulan gerilim modeli



**Şekil 5.6** Saf integratörün saf sinüs girişi ve DC offset'e sahip sinüs girişine olan tepkisi

Integrasyondaki drift'in kaynağı aşağıda sıralanmıştır.

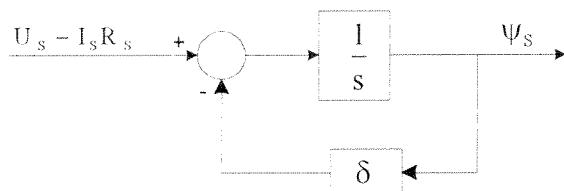
- Integrasyon metodu ve integrasyon adım büyüklüğü
- Akım ve gerilim ölçümleme hataları
- Sıcaklık ve motora uygulanan frekansdan dolayı motor parametrelerinin değişmesi
- İşlemcinin sınırlı bit sayısı, komutların çalışma süresi v.b.

Bu problemin en genel çözümü, saf integratörün yerine alçak geçiren bir filtre kullanılmasıdır. Alçak geçiren filtrenin transfer fonksiyonu ve blok şeması denklem(5.13) ve şekil 5.7 de verilmiştir.

$$y = \frac{1}{s + \delta} x \quad (5.13)$$

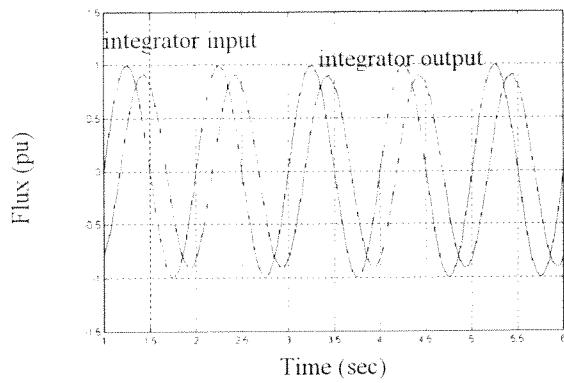
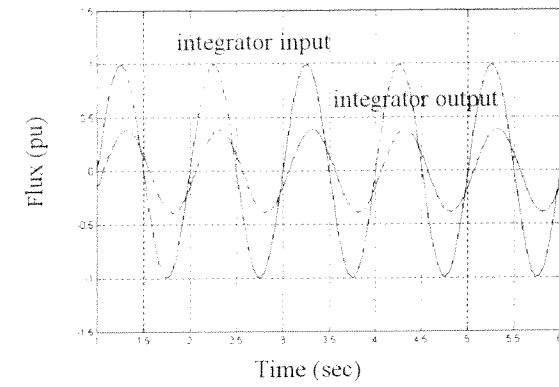
Burada  $x$  integratörün girişi olup stator zik emk'sına ( $U_s - I_s R_s$ ) karşılık gelmektedir.  $y$  ise integratörün çıkışı olup  $\psi_s$ 'e karşılık gelmektedir.

Birinci dereceden alçak geçiren filtre aynı zamanda  $\delta$  geribeslemeli integratör olarak adlandırılmaktadır.



**Şekil 5.7**  $\delta$  geribeslemeli integratör kullanılan gerilim modeli

Açıkça görüleceği üzere  $\delta$  geribeslemeli integratör, integratör çıkışında genlik ve faz hatasına neden olacaktır. Özellikle kullanılan alçak geçiren filtrenin kesme frekansından daha düşük çalışma frekanslarında bu hatalar daha büyük olacaktır. Bu hata aynı zamanda  $\delta$  değerine bağlıdır.  $\delta$  ne kadar büyük olursa genlik ve faz hatası da o kadar büyük olacaktır. Örnek olarak şekil 5.8a ve şekil 5.8b de  $\delta=15$  ve  $\delta=3$  değerleri için integratörün giriş ve çıkış sinyalleri verilmiştir.



**Şekil 5.8a,b**  $\delta$  geribeslemeli integratörün giriş ve çıkışları a)  $\delta=15$  b)  $\delta=3$

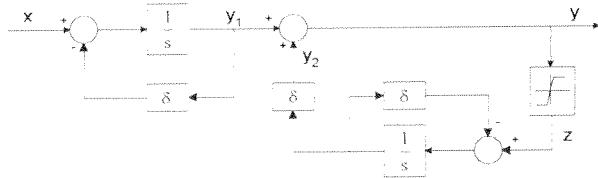
Bir sonraki bölümde  $\delta$  geribeslemeli integratörden kaynaklanan genlik ve faz hatasının kompanze edilmesi üzerinde durulacaktır.

### 5.3.1 Delta Geribeslemeli İntegratörün Kompanzasyonu

Bu çalışmada, yukarıda bahsedilen problemin çözümü için bir modifiye integratör geliştirilmiştir. Önerilen integratörün çıkışı aşağıdaki gibidir.

$$y = \frac{1}{s + \delta} x + \frac{\delta}{s + \delta} z \quad (5.14)$$

Burada  $z$  kompanzasyon sinyalidir. Kompanzatörün blok şeması şekil 5.9'da verilmiştir.



**Şekil 5.9** Kompanzeli  $\delta$  geribeslemeli integratörün blok şeması

Bu kompanzatörde, saturasyon bloku içerisindeki limit seviyesi  $L$  eğer aşılmamışsa, saturasyon blokunun çıkışı giriş değerine eşit olacak ve modifiye edilen integratör saf integratör gibi davranış gösterecektir. Eğer limit seviyesi  $L$  aşılırsa, integratör çıkışı aşağıdaki gibi olacaktır.

$$y = \frac{1}{s + \delta} x + \frac{\delta}{s + \delta} z(L) \quad (5.15)$$

Burada  $z(L)$  saturasyon blokunun çıkışıdır ve genliği  $L$  değeri ile limitlenmiştir.

Bu algoritmanın asıl zorluğu limit seviyesi  $L$ 'nin alacağı değerin belirlenmesidir. Çıķısdaki DC bileşenin düzgün bir şekilde elimine edilebilmesi için, limit seviyesinin gerçek akı genliği seviyesine set edilmesi gerekmektedir. Limit seviyesi akı genliğinden büyük olduğu durumlarda, akı dalga şeklinde girişdeki DC bias'dan dolayı negatif veya pozitif limit seviyesine ulaşınca kadar aşağı veya yukarı kayacaktır. Böylece çıkış dalga şeklinde akı sinyali ve DC offset içerecektir. Eğer limit seviyesi gerçek akı genliğinin altında bir değere set edilirse, çıkış akı dalga şeklinde DC bileşen içermeyecek ancak bozulacaktır.

Literatürde, limit seviyesi  $L$ 'nin belirlenmesi için, adaptive kontroller kullanılmıştır. Bu metod da motor akısının kendi zıt emk'sına dik olduğu gerçekinden yararlanılmıştır. Tahmin edilen akı ve zıt emk arasındaki bu dikliği algılayabilmek için bir quadrature detektör kullanılmıştır. Bu metod hem sürekli durumlar için hem de geçici durumlar için geliştirilmiştir.

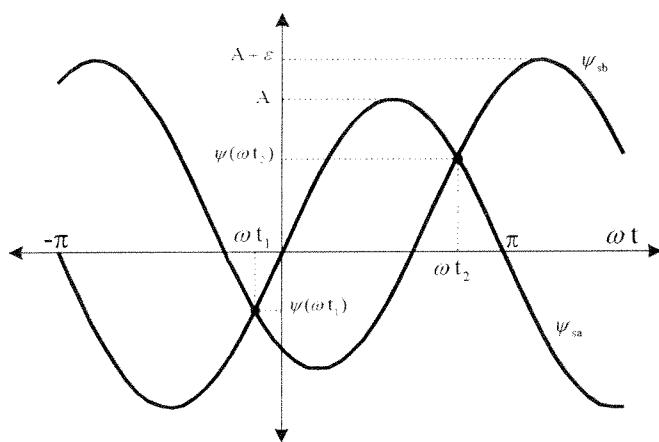
Bu bölümde, kompanze edilen  $\delta$  geri beslemeli integratörde bulunan limitleyicinin saturasyon seviyesinin oldukça basit hesaplamalarla belirlendiği yeni bir metod önerilmiştir. Bu metodun temeli şu gerçeye dayanmaktadır: Faz a ve faz b stator akıları üzerinde herhangi bir dc offset olmadığı taktirde bu akıların kesişme noktaları arasında  $\pi$  raydan kadar fark olacak ve bu kesişme noktalarındaki akı değerleri arasındaki fark akı genliğini verecektir. Stator akıları üzerinde offset olduğu zaman, akıların kesişme noktaları dc offset değerinin ve

limitleyicinin saturasyon seviyesi olan stator akı genliğinin belirlenmesinde kullanılır. Kalıcı durumda faz a ve faz b stator akılarını  $\psi_{sa}$  ve  $\psi_{sb}$  ile gösterelim.

$$\psi_{sa} = A \sin(\omega t + \phi) \quad (5.16)$$

$$\psi_{sb} = A \sin(\omega t + \phi - 2\pi/3) + \varepsilon \quad (5.17)$$

Burada faz b'ye  $\varepsilon$  ile gösterilen dc offset değeri eklenmiştir. Aşağıda yapılacak olan matematiksel çıkartımlarda offset değerinin herhangi bir faz veya her iki faza eklenmesinde elde edilecek matematiksel sonuç değişmeyeceğinden sadece faz b nin dc offset'e sahip olduğu düşünülmüştür. Ayrıca basitlik açısından denklem (5.16) ve (5.17)'deki faz açısı  $\phi$  sıfır kabul edilmiştir. Dc offset değerinin yeteri derecede küçük olması durumunda  $\psi_{sa}$  ve  $\psi_{sb}$  akıları bir periyot boyunca iki kez kesişeklerdir. Bu kesişme noktalarını şekil 5.10'daki gibi  $\psi(\omega t_1)$  ve  $\psi(\omega t_2)$  ile gösterelim.



**Şekil 5.10** Akı genliğinin ve dc offset değerinin belirlenmesinde kullanılan faz a ve faz b'nin kesişme noktaları.

Bu kesişme noktaları denklem (5.16) ve (5.17) deki ifadelerin eşitliğinden ( $\psi_{sa} = \psi_{sb}$ ) belirlenebilir.

$$\omega t_1 = -\frac{\pi}{6} + \sin^{-1} \frac{\sqrt{3}\varepsilon}{3A} \quad (5.18)$$

$$\omega t_2 = \frac{5\pi}{6} - \sin^{-1} \frac{\sqrt{3}\varepsilon}{3A} \quad (5.19)$$

Kesişme noktalarındaki akı değerleri:

$$\psi(\omega t_1) = \frac{-3A^2}{2\sqrt{9A^2 + 3\varepsilon^2}} + \frac{\varepsilon}{2} \quad (5.20)$$

$$\psi(\omega t_2) = \frac{3A^2}{2\sqrt{9A^2 + 3\varepsilon^2}} + \frac{\varepsilon}{2} \quad (5.21)$$

Yukarıda verilen denklem (5.20) ve denklem (5.21)'nin matematiksel işlemlerle çıkartımı Ekler kısmında verilmiştir. Bu akı değerlerinin toplanması ile dc offset değeri hesaplanabilir.

$$\varepsilon = \psi(\omega t_1) + \psi(\omega t_2) \quad (5.22)$$

Kesişme noktalarındaki akı değerlerinin farkı:

$$\psi(\omega t_2) - \psi(\omega t_1) = \frac{3A^2}{\sqrt{9A^2 + 3\varepsilon^2}} \quad (5.23)$$

$\varepsilon$  yerine  $\psi(\omega t_1) + \psi(\omega t_2)$  koyulması ile yukarıdaki denklem çözülürse

$$A = \frac{\psi(\omega t_2) - \psi(\omega t_1)}{\sqrt{2}} \left[ 1 + \left( 1 + \frac{4(\psi(\omega t_1) + \psi(\omega t_2))^2}{3(\psi(\omega t_1) - \psi(\omega t_2))^2} \right)^{1/2} \right]^{1/2} \quad (5.24)$$

bulunur.

Saturasyon seviyesi ( $L$ ), sadece kesişme noktalarındaki akı değerleri kullanılarak bulunan  $A$  değeri eşitlenir.  $A$  değeri aynı zamanda akıların genlik değerine eşittir. Denklem (5.24) den görüleceği gibi dc offset'in olmadığı durumda ( $\varepsilon = \psi(\omega t_1) + \psi(\omega t_2) = 0$ ) stator akısının genliği kesişme noktalarındaki akı değerlerinin farkına eşit olacaktır ( $A = \psi(\omega t_2) - \psi(\omega t_1)$ ).

Eğer limitleyicinin seviyesi gerçek akı genliğinden daha büyük olursa, akı dalga şekli dc meyilden dolayı pozitif veya negatif yönde limit seviyesine ulaşıcaya kadar kayacaktır. Böylece çıkış dalga şekli dc bileşene sahip olacaktır. Diğer taraftan eğer limitleyicinin seviyesi gerçek akı genliğinden daha küçük bir değere set edilirse, çıkış dalga şekli dc bileşen içermeyecek ancak bozulacaktır (distorted).

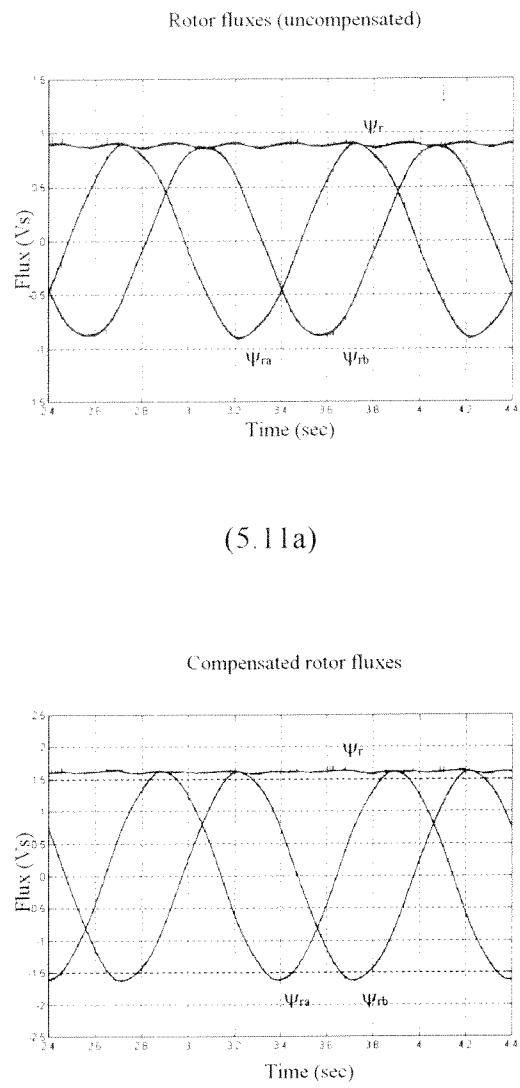
Önerilen bu metodun performansı hem dinamik hem de kalıcı durum şartlarında doğrulanmıştır. Aşağıdaki bölümlerde yapılan simülasyonlar ve deney sisteminden elde edilen sonuçlar verilmiştir.

### 5.3.2 Önerilen Kompanzatörün Simülasyon Sonuçları

Önerilen kompanzatörün performansını değerlendirmek için Matlab/Simulink ortamında çeşitli simülasyonlar gerçekleştirılmıştır. İlk olarak asenkron makinenin modeli senkron dönen referans çatıda geliştirilmiştir. Ve sonra bu modele gerilim modelini kullanan alan yönlendirmeli kontrol algoritması eklenmiştir. Daha sonra ise bu model üzerinden  $\delta$  geri beslemeli integratörün kompanzasyon algoritmasının simülasyonu yapılmıştır.

Simülasyonlar önerilen kompanzatörün hem sürekli durumda hem de geçici durumdaki performansını ölçmek için gerçekleştirılmıştır. Şekil 5.11a ve 5.11b de  $\delta$  geri beslemeli integratörün ve önerilen kompanzatörün çıkışı 1Hz için verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi  $\delta$  geri beslemeli integratör kullanıldığında her iki fazın genlik ve faz açısı üzerinde oldukça büyük hata olmaktadır. Ayrıca şekillerden de görüleceği gibi rotor akısında  $\psi_{ra}$  ve/veya  $\psi_{rb}$  üzerindeki dc offset in neden olduğu bir dalgalanma söz konusudur. Önerilen kompanzatörün kullanılması ile bu dalgalanma da azaltılmıştır.

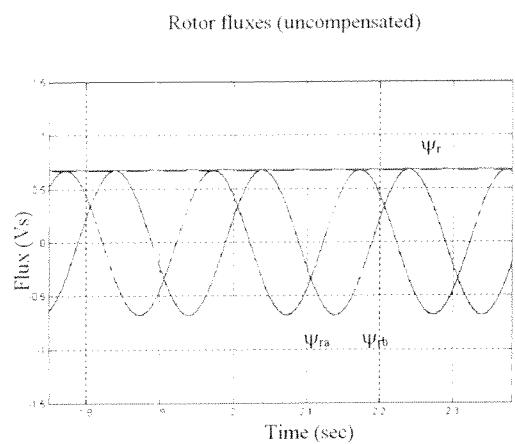
Benzer simülasyonlar şekil 5.12a ve 5.12b frekansın 5Hz olduğu durum için gerçekleştirilmişdir. Bu simülasyonlarda integratörün geri besleme katsayısı  $\delta$ , 9.5 olarak alınmıştır. Bu değer aynı zamanda  $R_r/L_r$  değerine eşittir. Ayrıca bu şekiller göstermektedir ki rotor akısının frekansı arttığı zaman, rotor akısı üzerindeki faz kayması ve genlik hatası düşmektedir. Önerilen kompanzatörün dinamik performansını görmek için yapılan simülasyon sonucu şekil 5.13 de verilmiştir. Sonuç olarak önerilen kompanzasyon algoritması hem sabit akı hem de değişken akı şartlarında uygundur diyebiliriz.



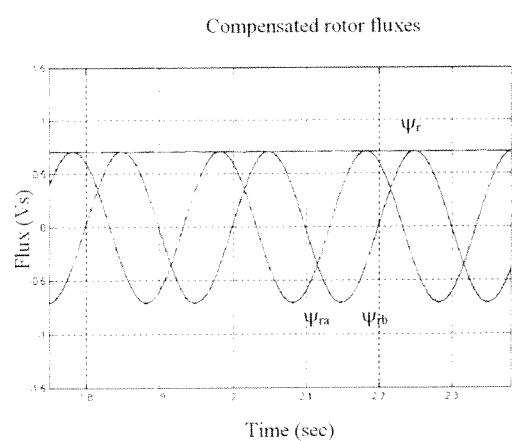
(5.11a)

(5.11b)

**Şekil 5.11** Rotor akısının faz a ve faz b bileşenleri ile birlikte dalga şekli a)  $\delta$  geri beslemeli integratörün çıkışı (1Hz) b) Önerilen kompanzatörün çıkışı (1Hz)

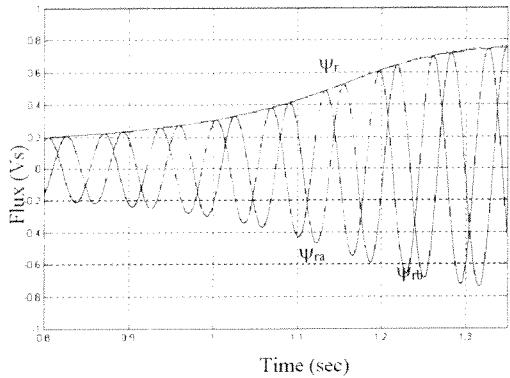


(5.12a )



(5.12b)

**Şekil 5.12** Rotor akısının faz a ve faz b bileşenleri ile birlikte dalga şekli a)  $\delta$  geri beslemeli integratörün çıkışı (5Hz) b) Önerilen kompanzatörün çıkışı (5Hz)



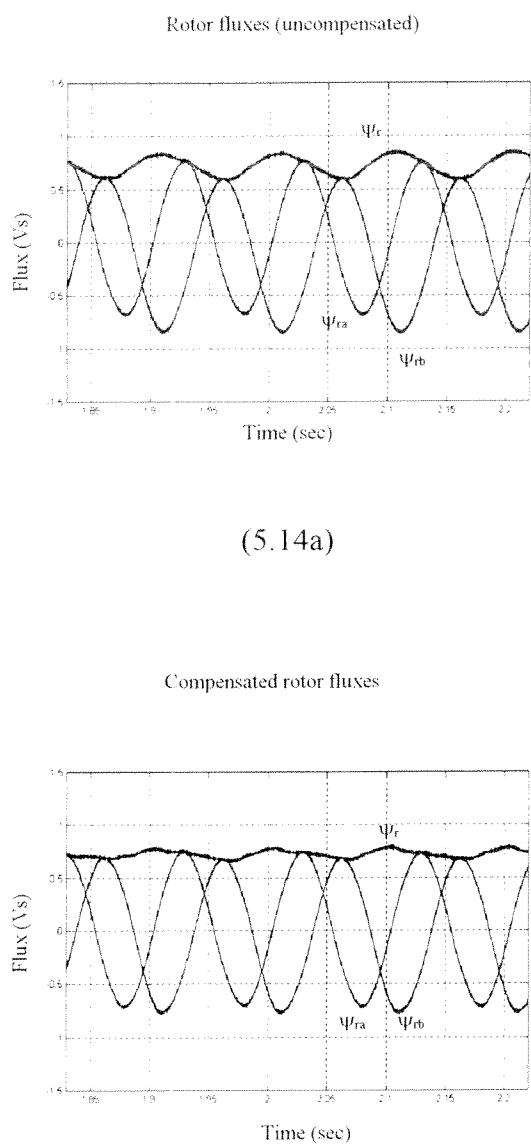
**Şekil 5.13** Değişken akı şartlarında önerilen kompanzatörün simülasyon çıkışı

### 5.3.3 Önerilen Kompanzatörün Deney Sonuçları

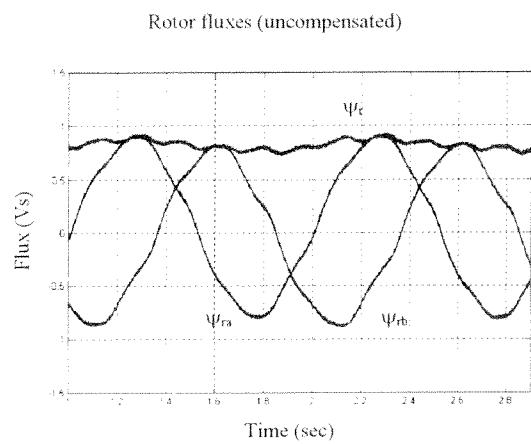
Önerilen kompanzasyon algoritmasını doğrulamak için kullanılan asenkron motor sürücü deney seti bölüm 2 de detaylı olarak anlatılmıştır. Bu deney setinde ilk olarak geri besleme katsayısı  $\delta$ 'nın sistem performansına etkisi üzerinde durulmuştur. Geri besleme katsayısı  $\delta$ , olması gereken değerinden daha küçük alınarak önerilen kompanzatörün tepkisi gözlenmiştir. Şekil 5.14a da  $\delta$  geri beslemeli integratörde  $\delta=3$  alınmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi rotor akısı üzerinde oldukça önemli bir dalgalanma söz konusudur. Şekil 5.14b de ise önerilen kompanzatörde  $\delta=3$  alınmış ve rotor akısı gözlenmiştir. Şekilden 5.14b de gözlendiği gibi rotor akısı üzerinde daha az dalgalanma olmaktadır. Buradan şu sonuç çıkartılabilir: Önerilen kompanzatör  $\delta$  değerine daha az bağımlıdır.

Şekil 5.15a ve 5.15b de sırasıyla  $\delta$  geri beslemeli integratörün ve önerilen kompanzatörün deney çıktıları 1Hz için verilmiştir. Şekillerden de görüldüğü gibi  $\delta$  geri beslemeli integratör oldukça büyük faz açısı ve genlik hatası oluşturmaktadır. Bu hatalar doğrudan motor momentini etkilemektedir. Sonuç olarak eğer  $\delta$  geri beslemeli integratör eğer kompanze edilmezse, motor momenti üzerinde özellikle düşük hızlarda önemli hatalara neden olacaktır. Motor momenti aynı zamanda rotor akısı üzerindeki dalgalanmadan da etkilenecektir. Şekil 5.15a ve 5.15b den görüldüğü gibi, önerilen kompanzatör ile rotor akısı üzerindeki dalgalanma oldukça düşürülmüştür.

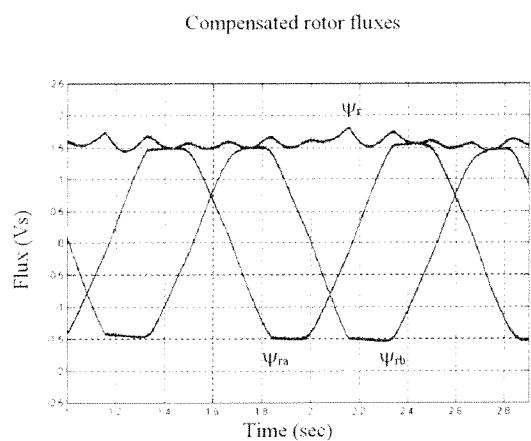
Benzer deneyler şekil 5.16a ve 5.16b de 5Hz için yapılmıştır. Bu deneylerde integratör geri besleme katsayısı  $\delta=9.5$  ( $R_r/L_r$ ) alınmıştır. Şekil 5.17de ise önerilen kompanzatörün değişken rotor akısı durumundaki deney sonuçları verilmiştir.



**Şekil 5.14** Rotor akısının faz a ve faz b bileşenleri ile birlikte dalga şekli a)  $\delta$  geri beslemeli integratörün çıkışı ( $\delta=3$ ) b) Önerilen kompanzatörün çıkışı ( $\delta=3$ )

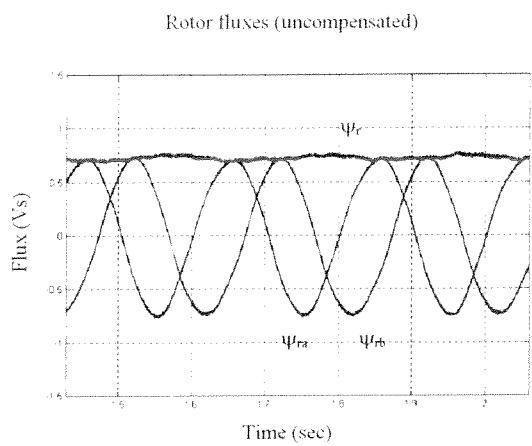


(5.15a)

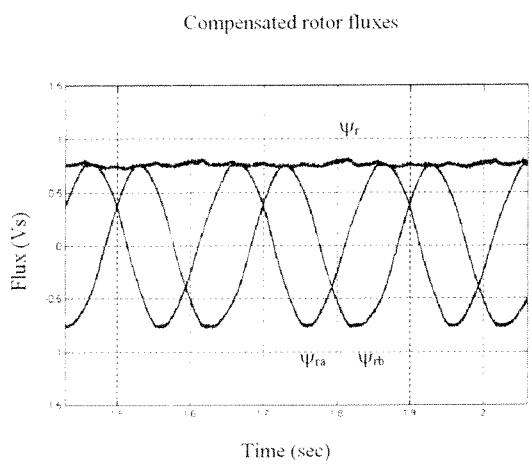


(5.15b)

**Sekil 5.15** Rotor akışının faz a ve faz b bileşenleri ile birlikte dalga şekli a)  $\delta$  geri beslemeli integratörün çıkışı (1Hz) b) Önerilen kompanzatörün çıkışı (1Hz)

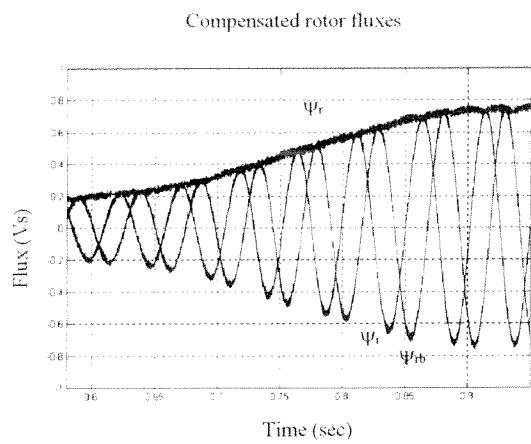


(5.16a )



(5.16b)

**Şekil 5.16** Rotor akısının faz a ve faz b bileşenleri ile birlikte dalga şekli a)  $\delta$  geri beslemeli integratörün çıkışı (5Hz) b) Önerilen kompanzatörün çıkışı (5Hz)



**Şekil 5.17** Değişken akı şartlarında önerilen kompanzatörün deney çıkışı

## **6. VEKTÖR KONTROLLÜ ASENKRON MOTORLarda DÜŞÜK HIZLarda YAPAY SINİR AĞLARI KULLANARAK GERİLİMİN KOMPANZE EDİLMESİ**

### **6.1 Giriş**

Bu çalışmada motor indirekt vektör kontrol(IVC) modunda başlatılmış ve motor hızlanmaya başlayınca direkt vektör kontrol(DVC) moduna geçilmiştir. Motor DVC modunda iken integratör yerine programlanabilir kaskad alçak geçiren filtre(PCLPF) kullanılmıştır. Motor IVC modundayken ise stator akı hesabında akım modeli(current model) olarak da bilinen Blaschke Denklemleri kullanılmıştır.

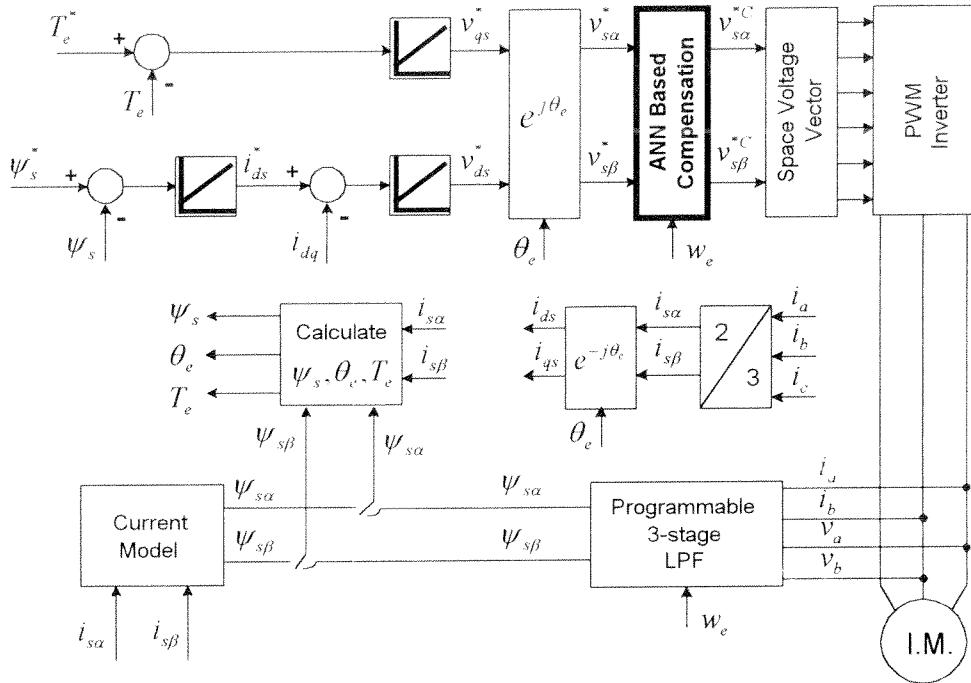
Motor DVC modunda çalışırken motor hızı kayma hızına( $w_{sl}$ ) yakın bir değere düşüğünde(yaklaşık 3-8 radyan/sec) tekrar IVC moduna geçilmektedir. Ancak DVC modunda kayma hızına güvenli bir şekilde yaklaşmak oldukça zordur. Bunun başlıca sebepleri arasında gerilim ölçütlerdeki offset ve motor uçlarından girilen referans gerilim değerinin alınamaması bulunmaktadır.

Özellikle düşük referans gerilim değerlerinde motor uçlarından ölçülen gerilimler( $v_{s\alpha}, v_{s\beta}$ ) ile referans olarak girilen gerilimler( $v_{s\alpha}^*, v_{s\beta}^*$ ) arasında genlik ve faz farkı bulunmaktadır. Bu fark motor hızının ve girilen referans gerilimin doğrusal olmayan bir fonksiyonu olarak değişmektedir.

Bu çalışmada yapay sinir ağları kullanılarak düşük gerilim referansı ve/veya düşük hız değerlerinde gerçekleşen genlik ve faz hatasını kompanze edebilmek için yeni ve basit bir öneride bulunulmuş ve bu metod kullanılarak oldukça iyi deneysel sonuçlar elde edilmiştir. İleriki bölümlerde önerilen bu yöntem detaylı olarak açıklanacaktır.

### **6.2 Kontrol Sisteminin Tanıtılması**

Şekil 6.1 de stator alan yönlendirmeli vektör kontrollü asenkron motor sürücü sisteminin yapay sinir ağı tabanlı gerilim kompanzatörü ile birleştirilmiş halinin blok şeması verilmiştir.



**Şekil 6.1** Stator alan yönlendirmeli vektör kontrol sisteminin blok şeması

Burada en dış döngüde moment ve aki kontrol edicileri kullanılmaktadır. Stator aki yönlendirmeli kontrol edicinin karakteristiğinden dolayı decoupling kompanzasyon akımı  $i_{dq}$ , aki döngüsüne eklenmiştir. Makinenin terminal gerilimleri ve akımları ölçülerek A/D dönüştürücüden önce hardware alçak geçiren filtreden geçirilmişlerdir. Daha sonra yazılımla  $\alpha$ ,  $\beta$  duran referans çatıya dönüştürülerek programlanabilir kaskad alçak geçiren filtre bloğuna girmektedir. Bu blok kaskad bağlı 3 benzer alçak geçiren filtre içermektedir. Filtrenin çıkışları ise bize stator aki bileşenlerini vermektedir.

Motorun başlama şartlarında Blaschke denklemleri kullanılmaktadır(IVC). Motor başlatıldıktan sonra belli bir gecikme süresi  $t_d$  ile DVC moduna geçilmektedir. IVC ve DVC modunun çıkışındaki aki bileşenleri ile  $\theta_e$  açısı hesaplanmakta ve şekilde de görüldüğü gibi bu açının değeri kullanılarak akım kontrol edicilerinin çıkışındaki  $v_{ds}^*$  ve  $v_{qs}^*$  referans gerilimleri duran çatıdaki  $v_{s\alpha}^*$  ve  $v_{s\beta}^*$  değerlerine dönüştürülmektedir.

Elde edilen bu  $v_{s\alpha}^*$  ve  $v_{s\beta}^*$  referans gerilim değerleri yapay sinir ağı(YSA) kullanılarak kompanze edilmekte ve kompanzatörün çıkışından elde edilen gerilim değerleri ( $v_{s\alpha}^{*C}$  ve  $v_{s\beta}^{*C}$ ) space vektör PVM bloğuna girmektedir.

### 6.3 Indirekt Vektör Kontrol (IVC) ve Direkt Vektör Kontrol(DVC) Modları

### 6.3a Indirekt Vektör Kontrol(IVC) Modu:

Asenkron motorun başlatılmasında akım modeli kullanılmaktadır. Akım modeli (6.1) ve (6.2) nolu denklemlerle ifade edilebilir.

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_R} i_{s\alpha} + w_r \psi_{r\beta} - \frac{1}{T_R} \psi_{r\alpha} \quad (6.1)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_R} i_{s\beta} + w_r \psi_{r\alpha} - \frac{1}{T_R} \psi_{r\beta} \quad (6.2)$$

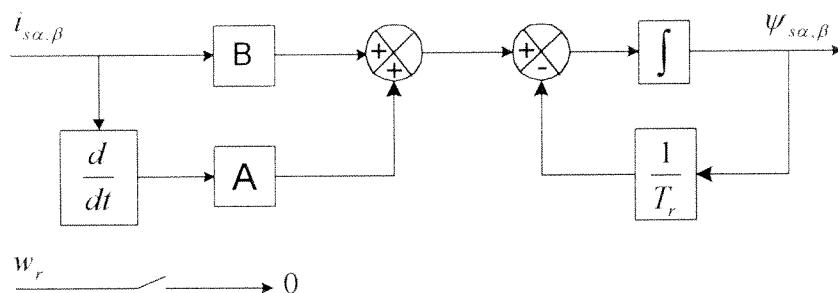
Akım modeli denklemleri aynı zamanda Blaschke Denklemleri olarak da bilinmektedir. Bu denklemleri ( $w_r=0$ ) durumunda stator akı vektörleri olarak ifade edecek olursak (6.3) ve (6.4) denklemleri şeklinde yazılabilir.

$$\frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_p}\psi_{s\alpha} + A \frac{di_{s\alpha}}{dt} + Bi_{s\alpha} \quad (6.3)$$

$$\frac{d\psi_{s\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_p}\psi_{s\beta} + A \frac{di_{s\beta}}{dt} + Bi_{s\beta} \quad (6.4)$$

Burada  $A = L_{ls} + \frac{L_m L_{lr}}{L_r}$  ve  $B = L_s \frac{R_r}{L_r}$  dir:

Şekil 6.2 de Blaschke Denklemleri kullanılarak elde edilen stator akılarının ( $v_{s\alpha}^*$  ve  $v_{s\beta}^*$ ) blok şeması verilmiştir. Bu bok şemasında stator akılarının tahmininin sıfır hızda ( $w_r=0$ ) yapıldığının tekrar belirtilmesinde fayda vardır.



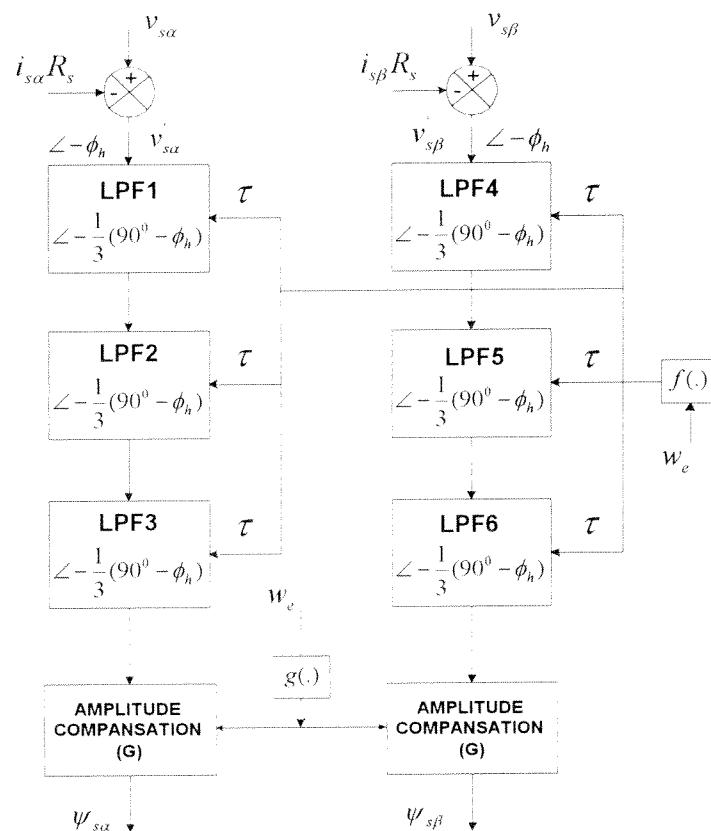
**Sekil 6.2** Blaschke denklemleri ile başlatma blok şeması

### 6.3b Programlanabilir Kaskad Alçak Geçiren Filtre

Sistem direkt vektör kontrol modunda iken stator akılarını elde edebilmek için stator direncinin arkasına düşen gerilimin integrasyonu işleminde kaskad bağlı alçak geçiren filtre kullanılır.

Şekil 6.3 de gösterildiği gibi stator aki tahmini için 3 tane birinci dereceden alçak geçiren filtre kaskad olarak bağlanmıştır. Bu filtreler programlanabilir filtre olup her bir filtrenin zaman sabiti( $\tau$ ) faz kayması  $\phi_d = \frac{1}{3}(\frac{\pi}{2} - \phi_h)$  olacak şekilde frekansın bir fonksiyonu olarak ayarlanmaktadır. Burada  $\phi_h$  , analog hardware filtrenin faz kaymasıdır. Ayrıca ideal bir integrasyon için滤tre çıkışları yine frekansın bir fonksiyonu olan kazanç( $G$ ) ile kompanze edilir.

Her bir alçak geçiren滤tre için zaman sabiti( $\tau$ ) denklem (6.5) daki gibi ifade edilebilir.



**Şekil 6.3** Stator aki tahmininde kullanılan programlanabilir kaskad alçak geçiren filtre(PCLPF)

$$\tau = \frac{1}{w_e} \tan \left[ \frac{1}{3} \left( \frac{\pi}{2} - \phi_h \right) \right] \quad (6.5)$$

Sistemin performansı zaman sabiti( $\tau$ ) ile orantılıdır. Bu nedenle ( $\tau$ )'yu düşürmek için kaskad bağlı filtre adedi artırlabilir. Ancak bu durum ise yazılımdaki hesaplama süresini artırmaktadır. Bu nedenle burada 3 tane alçak geçiren filtre kaskad olarak kullanılmıştır.

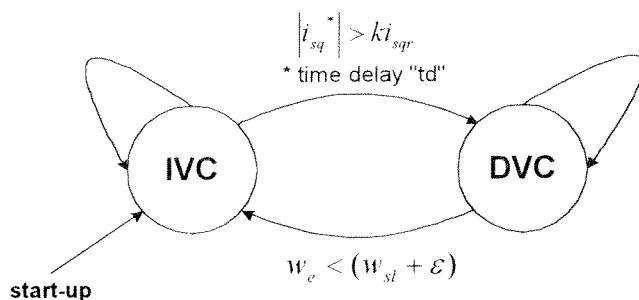
Kaskad bağlı filtrenin çıkışında bulunan kompanzasyon kazancı( $G$ ) ise denklem (6.6)'deki gibi ifade edilebilir.

$$G = \frac{1}{w_e} \sqrt{\left(1 + (\tau_h w_e)^2\right) \left(1 + (\tau w_e)^2\right)^3} \quad (6.6)$$

denklem (6.5) ve (6.6) de verilen senkron hız ( $w_e$ ) ise denklem (6.7) da verilen formülle hesaplanabilir.

$$w_e = \left[ (v_{qs}^s - i_{qs}^s R_s) \psi_{ds}^s - (v_{ds}^s - i_{ds}^s R_s) \psi_{qs}^s \right] / \psi_s^2 \quad (6.7)$$

Burada  $w_e$  tahmininde olacak hatalar doğrudan kaskad filtrenin doğruluğunu etkileyecektir.



**Şekil 6.4** IVC modu ile DVC modu arasındaki geçiş

Şekil 5.4 de IVC modu ile DVC modu arasındaki geçiş gösterilmiştir. Başlangıçta motora sadece akı referansı uygulanır. Nominal akı seviyesine ulaşacak kadar süre geçtikten sonra moment referansı uygulanır. Moment değeri belli bir eşik değerini

aştıktan sonra  $t_d$  gecikme süresi ile DVC moduna geçilir. Moment eşik değeri  $i_{qsr}$  olup,  $i_{qs}$  nominal moment değeridir. Buradaki  $t_d$  süresi ise  $i_{qs}$  in genliği ile ters orantılıdır ( $t_di_{qs}=k$ ). Burada en iyi  $t_d$  süresi, sürücü üzerinde test edilerek denenebilir.

Motor DVC modunda iken ise motor frekansı kayma frekansına belli bir eşik değerinin altına düştüğünde tekrar IVC moduna geçilmektedir. Bu eşik frekansı motorun kayma frekansına oldukça yakın bir değerdir. Şekil 6.4 de verilen  $k$ 'nın değeri 0.2-1.0,  $t_d$  nin değeri ise 300ms-30ms arasında değişmektedir.

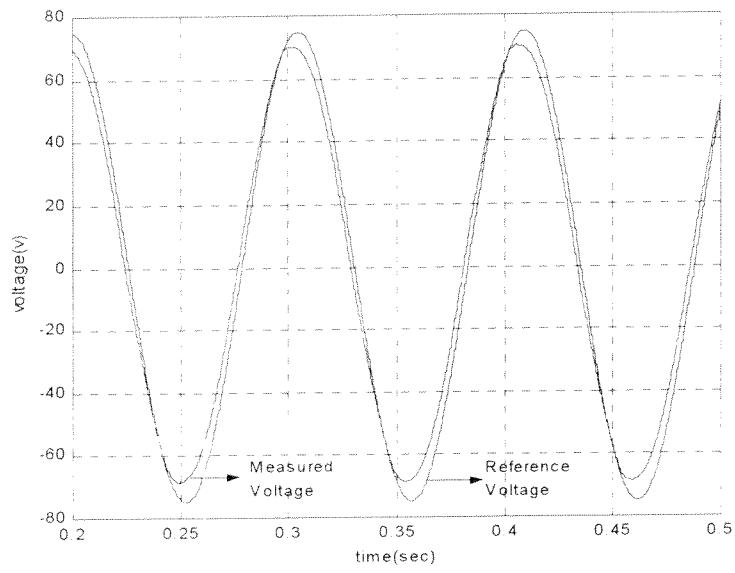
#### **6.4 Yapay Sinir Ağı Kullanılarak Gerilim Kompanzasyonunun Gerçekleştirilmesi**

Önceki bölümlerde de bahsedildiği gibi DVC modundan IVC moduna geçiş kayma frekansına( $w_{sl}$ ) yakın bir değerde olmaktadır. Ancak DVC modunda bu frekans değerine inebilmek oldukça zordur. Bunun başlıca sebepleri; gerilim ölçütlerdeki offset ve özellikle düşük hızlarda motor uçlarındaki ölçülen gerilimin referans gerilim ile aynı olmamasıdır (yani üst üste çakışmamasıdır).

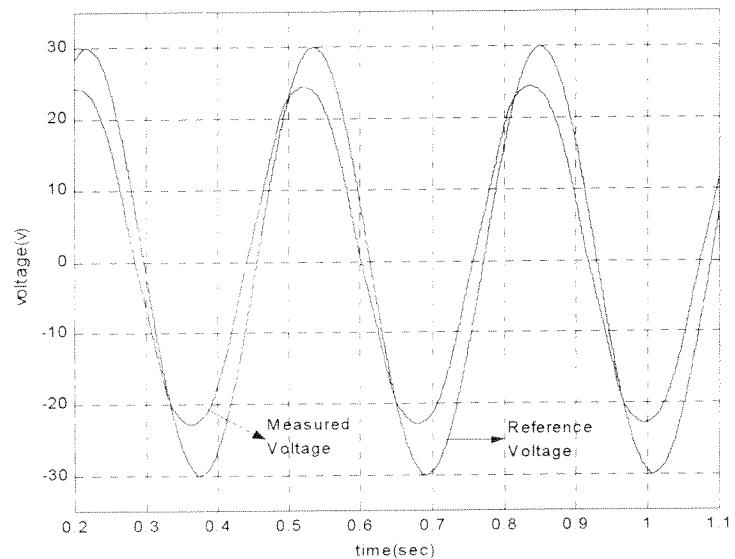
Düşük hızlarda, motor uçlarında ölçülen gerilim ile referans gerilim arasında oluşan faz ve genlik farkının başlıca sebepleri aşağıdaki sıralanmıştır.

- \* Hesaplamlarda dead-time süresinin ihmal edilmesi.
- \* Inverterdeki anahtarların turn-on durumunda üzerlerine düşen gerilimin ihmal edilmesi.
- \* Ayrık zamanda çalışma.

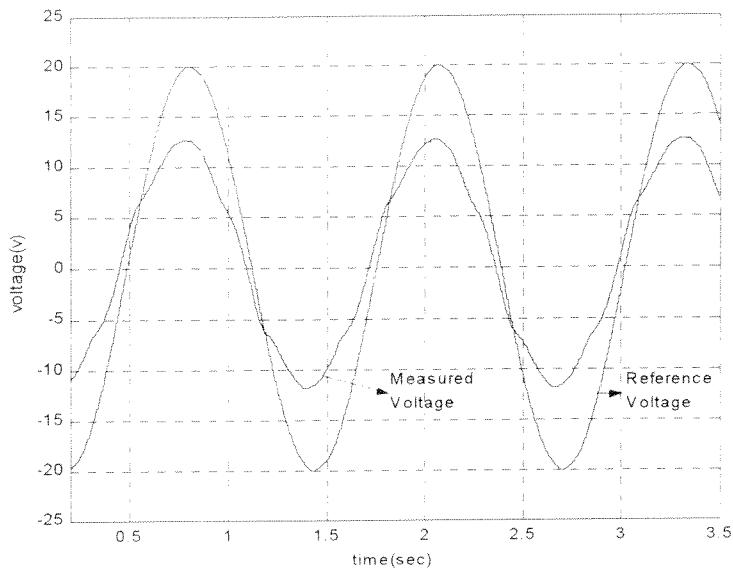
Bu çalışmada yukarıda bahsedilen ve özellikle düşük hızlarda önem kazanan referans gerilimler( $v_{s\alpha}^*, v_{s\beta}^*$ ) ile ölçülen gerilimler( $v_{s\alpha}, v_{s\beta}$ ) arasındaki faz ve genlik farkının yapay sinir ağı kullanılarak kompanze edilmesi üzerinde durulmuştur. Oluşan bu genlik ve faz farkı, referans gerilim değerinin ve hızın nonlinear bir fonksiyonudur. Şekil 6.5abc de görüldüğü gibi referans gerilim ile ölçülen gerilim üst üste çakışmamakta, girilen referans gerilimi ve/veya hız düştüğünde genlik ve faz farkı daha belirgin hale gelmektedir.



**Şekil 6.5a\***-  $v_{s\alpha}^*$  ve  $v_{s\alpha}$  gerilimleri ( $|v_s^*| = 75 \text{ volts}$  ve  $\omega_e = 60 \text{ rad/sec}$ )



**Şekil 6.5b\***-  $v_{s\alpha}^*$  ve  $v_{s\alpha}$  gerilimleri ( $|v_s^*| = 30 \text{ volts}$  ve  $\omega_e = 20 \text{ rad/sec}$ )



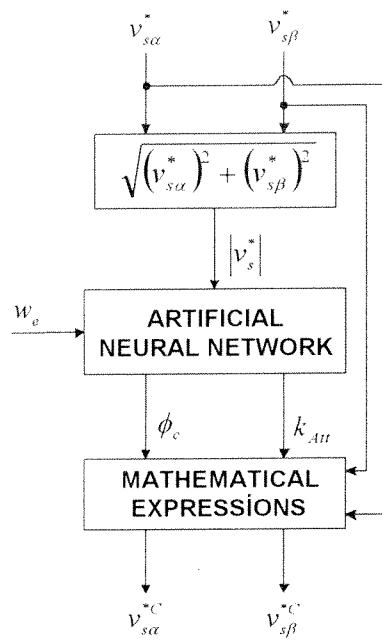
**Şekil 6.5c\***-  $v_{s\alpha}^*$  ve  $v_{s\beta}^*$  gerilimleri ( $|v_s^*| = 20 \text{ volts}$  ve  $w_e = 5 \text{ rad/sec}$ )

\* Yukarıdaki şekillerde verilen  $v_{s\alpha}$  gerilimi, motorun uçlarından ölçülen gerilim kullanılarak hesaplanmıştır. Ancak motor uçlarına uygulanan gerilim PWM olduğundan ilk olarak bu gerilim bir hardware filtreden ve daha sonra bir software filtreden geçirilmiştir. Ölçülen bu gerilim üzerindeki gürültülerini elime edebilmek ve daha iyi bir karşılaştırma yapabilmek için kullanılan bu filtrelerin kesme frekansları oldukça düşük bir değere ayarlanmış ve daha sonra da滤re çıkışındaki gerilim dalga şekli kompanze edilerek çizilmiştir.

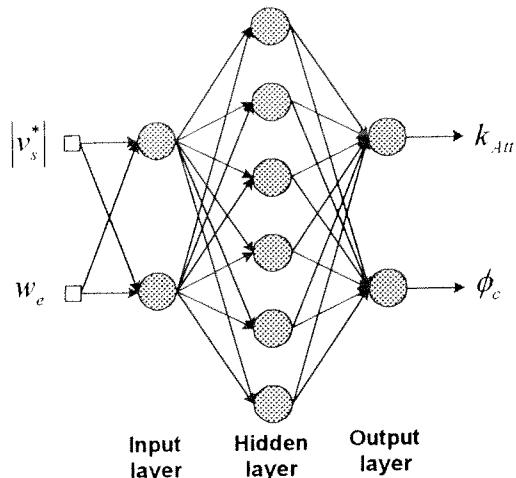
Oluşan bu genlik ve faz farkını kompanze edebilmek için SVPWM girişine öyle  $v_{s\alpha}^{*C}$  ve  $v_{s\beta}^{*C}$  değerleri girilmelidir ki girilen bu değerler sonucunda  $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\beta}$  değerleri düşük hızlarda bile referans değerleri ( $v_{s\alpha}^*, v_{s\beta}^*$ ) ile çakışabilisin. İşte bu kompanzasyon işlemi statik yapıdaki yapay sinir ağı kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Şekil 6.6'da verilen yapay sinir ağı tabanlı gerilim kompanzatörü bloğuna  $v_{s\alpha}^*$  ve  $v_{s\beta}^*$  değerleri girilmektedir. Girilen bu değerler ile stator gerilim vektörü  $\left( |v_s^*| = \sqrt{(v_{s\alpha}^*)^2 + (v_{s\beta}^*)^2} \right)$  hesaplanmaktadır ve  $|v_s^*|$  değeri ile senkron hız ( $w_e$ ) yapay sinir ağına girmektedir. YSA'nın çıkış değerleri ise genlik farkı ( $k_{Att}$ ) ve faz farkı ( $\phi_c$ ) dir.

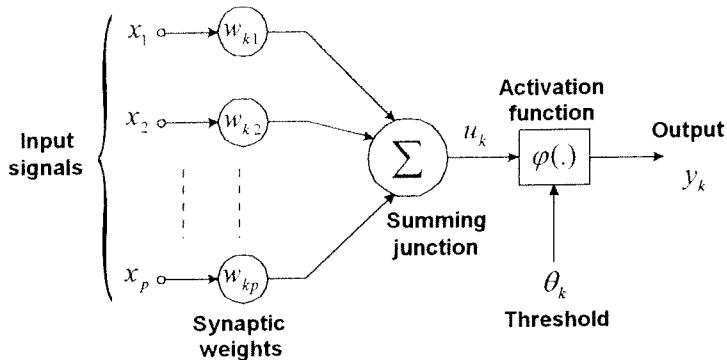
Kompanzatör içerisinde kullanılan yapay sinir ağının genel yapısı şekil 6.7a,b de verilmiştir. Şekil 6.7a'da görüldüğü gibi YSA statik yapıda olup 3 katman kullanılmıştır. Giriş ve çıkış katmanlarında 2'şer nöron, gizli katmanda ise 6 nöron bulunmaktadır. Kullanılan her bir nöronun yapısı şekil 6.7b'de verilmiştir. Giriş ve gizli katmanda aktivasyon fonksiyonu olarak tanh fonksiyonu kullanılmış, çıkış katmanında ise liner bir fonksiyon kullanılmıştır.



**Şekil 6.6** Yapay sinir ağı tabanlı gerilim kompanzatörü blok şeması



(6.7a)



(6.7b)

**Şekil 6.7 a)** statik yapay sinir ağının genel yapısı **b)** Her bir nöronun nonlinear yapısı

Yapay sinir ağının çıkışındaki genlik farkı ( $k_{Att}$ ) ve faz farkı ( $\phi_c$ ) değerleri bize girilen stator gerilim vektörü ( $|v_s^*|$ ) ve senkron hız ( $w_e$ ) değerlerinde, referans stator gerilimleri ile ölçülen stator gerilimleri arasında ne kadar azalma ve faz farkı olacağını ifade etmektedir. Sonuç olarak eğer biz referans stator gerilimleri ile ölçülen gerçek gerilimler arasında ne kadar genlik ve faz farkı olduğunu tahmin edebilirsek bunu kolayca kompanze edebiliriz. Bunun anlamı SVPWM bloğuna öyle  $v_{s\alpha}^{*C}$  ve  $v_{s\beta}^{*C}$  değerleri girilir ki girilen bu değerler sonucunda  $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\beta}$  değerleri düşük hızlarda bile referans değerleri ( $v_{s\alpha}^*, v_{s\beta}^*$ ) ile örtüşür.

Yapay sinir ağı ile tahmin edilen  $k_{Att}$  ve  $\phi_c$  değerleri kullanılarak  $v_{s\alpha}^{*C}$  ve  $v_{s\beta}^{*C}$  değerlerinin elde edildiği matematiksel ifadeler denklem (6.8-6.15) ile aşağıda verilmiştir.

$$v_{s\alpha}^* = |v_s^*| \cos(w_e t) \quad (6.8)$$

$$v_{s\beta}^* = |v_s^*| \sin(w_e t) \quad (6.9)$$

$$v_{s\alpha}^{*\ell} = |v_s^{*C}| \cos(w_e t - \phi_c) \quad (6.10)$$

$$v_{s\beta}^{*\ell} = |v_s^{*C}| \sin(w_e t - \phi_c) \quad (6.11)$$

$$k_{Att} = \frac{|v_s^*|}{|v_s^{*C}|} \quad (6.12)$$

YSA'ının çıkışındaki ( $k_{Att}$ ) ve ( $\phi_c$ ) değerleri kullanılarak

$$v_{s\alpha}^{*\ell} = \frac{|v_s^*|}{k_{Att}} [\cos(w_e t) \cdot \cos(\phi_c) + \sin(w_e t) \cdot \sin(\phi_c)] \quad (6.13)$$

$$v_{s\beta}^{*\ell} = \frac{|v_s^*|}{k_{Att}} [\sin(w_e t) \cdot \cos(\phi_c) - \sin(\phi_c) \cdot \cos(w_e t)] \quad (6.14)$$

denklem (6.8-6.9)'i denklem (6.13-6.14)'de yerlerine koyarsak.

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha}^{*\ell} \\ v_{s\beta}^{*\ell} \end{bmatrix} = \frac{1}{k_{Att}} \begin{bmatrix} v_{s\alpha}^* & v_{s\beta}^* \\ v_{s\beta}^* & -v_{s\alpha}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\phi_c) \\ \sin(\phi_c) \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

## 6.5 Yapay Sinir Ağının Eğitilmesi

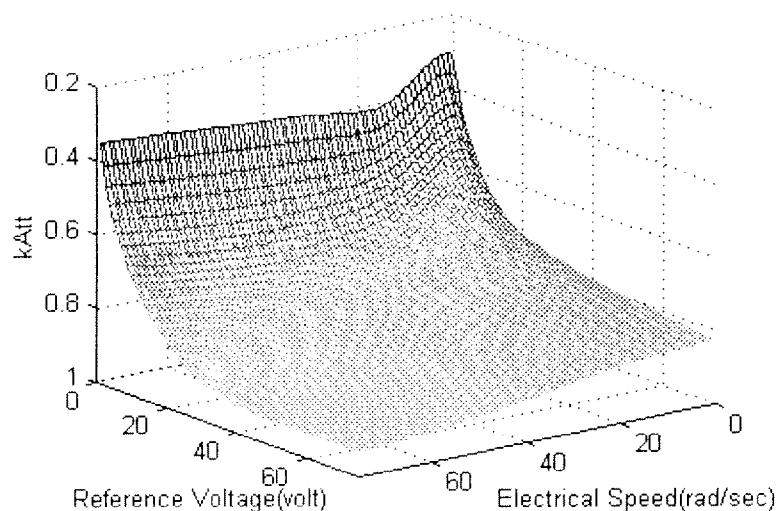
Yapay sinir ağının eğitilmesi işleminde deney verilerinden yararlanılmıştır. Motor 62 farklı gerilim ve hız değerinde çalışılmış ve motor uçlarından ölçülen gerilim değerleri kaydedilmiştir. Yapılan bu deneylerde SVPWM bloğuna 5-75 volt arasında değişen gerilim ve 0.3-12Hz arasında değişen frekansa sahip  $v_{s\alpha}^*$  ve  $v_{s\beta}^*$  referans değerleri uygulanmıştır. Özellikle bu deneylerin birçoğu oldukça düşük hız ve düşük gerilim değerlerinde yapılmıştır.

Bu deneylerden ölçülen stator gerilimleri her ne kadar bir hardware filtreden geçirilsede gürültü ve harmoniklere sahiptir. Bu nedenle yapay sinir ağının eğitilmesinde kullanılacak olan bu veriler Matlab ortamında geliştirilen yazılımla software filtreden geçirilmiş ve faz ve genlik farkı bulunarak yeni bir dosyaya kaydedilmiştir. Eğitim işleminde de bütün deneylerin verilerini içeren bu dosya kullanılmıştır.

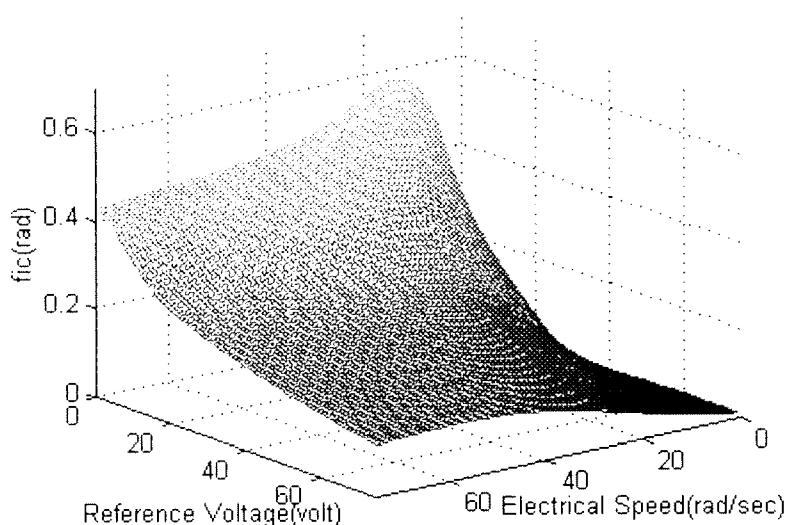
Bu çalışmada oluşturulan feedforward yapay sinir ağının eğitilmesi işleminde Matlab programı kullanılmış ve eğitme işleminde Levenberg-Marquardt algoritmasından

yararlanılmıştır. Matlab ortamında bu algoritma için geliştirilmiş trainlm fonksiyonu bulunmaktadır. Bu algoritma oldukça hızlı olup feedforward yapıdaki yapay sinir ağının eğitilmesinde oldukça kullanışlıdır. Eğitme işlemine sum-square-error değeri 0.01 oluncaya kadar devam edilmiştir. Bu yaklaşık olarak 1500 epoch tutmaktadır.

Eğitilen yapay sinir ağını test etmek amacıyla değişik genlik(4-75 volt, 1 volt artımla) ve frekans(0.2-12Hz, 0.15Hz artımla) değerlerine sahip referans gerilim uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 6.8ab de verilmiştir. Şekil 6.8ab den de görüldüğü gibi referans gerilim ile ölçülen gerilim arasındaki faz ve genlik farkı hızın ve referans gerilim değerinin nonlinear bir fonksiyonudur.



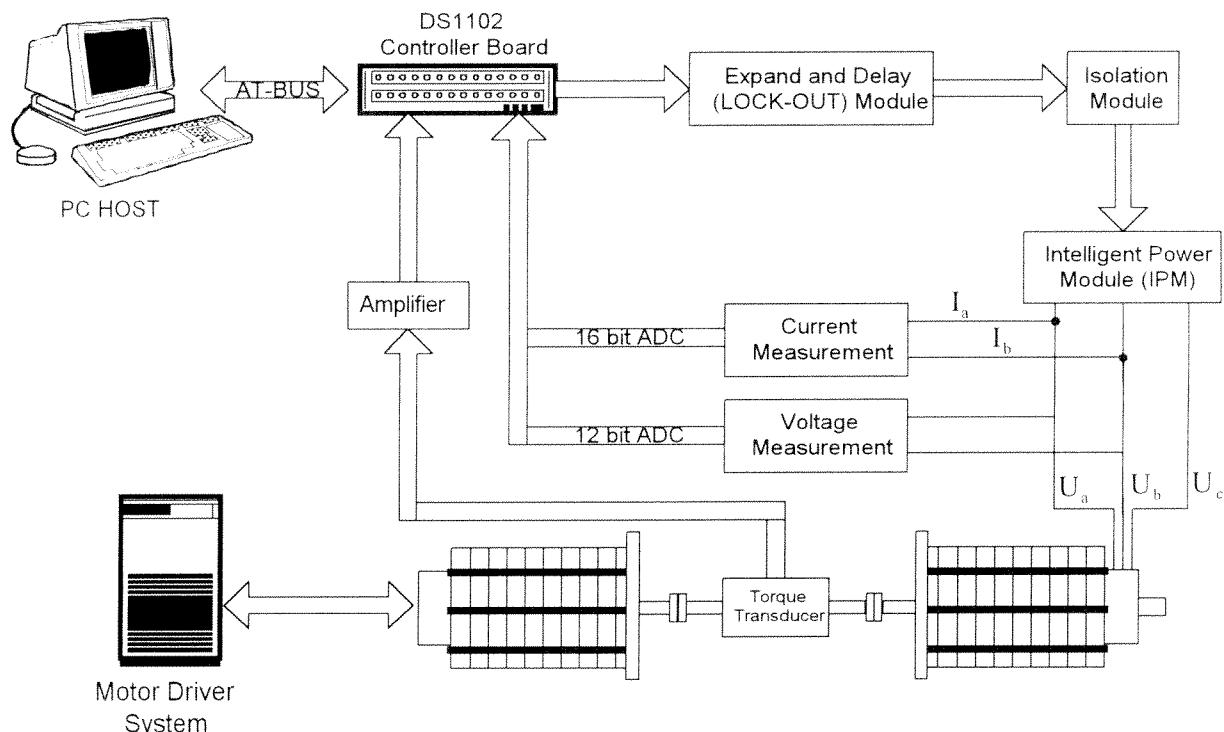
**Şekil 6.8a** YSA'ya girilen referans gerilim ve hız'a bağlı olarak  $k_{Attr}$ 'nin değişimi



**Şekil 6.8b** YSA'ya girilen referans gerilim ve hız'a bağlı olarak faz farkının( $\phi_e$ )değişimi

## 6.6 Deney Sonuçları

Yapay sinir ağı kullanılarak gerçekleştirilen gerilim kompanzasyon algoritmasının doğruluğunu göstermek için hazırlanan sürücü sistemin blok şeması şekil 6.9 da verilmiştir. Burada motoru sürmek için stator alan yönlendirmeli vektör kontrol ve SVPWM kontrol algoritması kullanılmıştır.



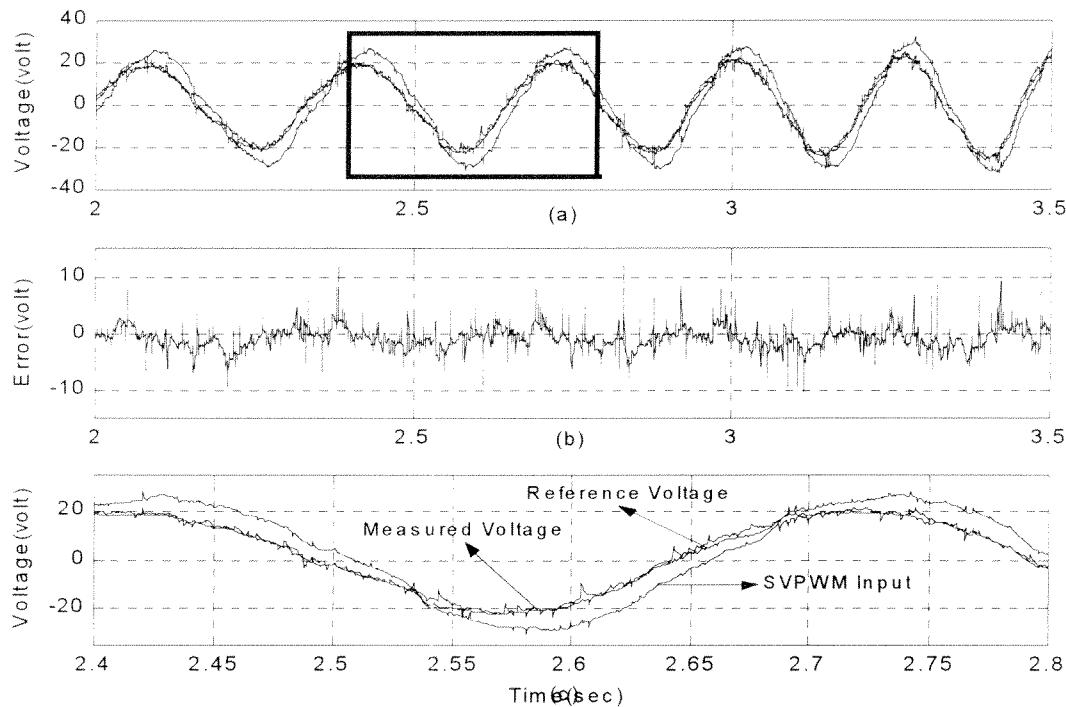
**Şekil 6.9** Deney setinin blok şeması

Daha önceden de belirtildiği gibi yapay sinir ağı tabanlı gerilim kompanzatörü tarafından hesaplanan  $v_{s\alpha}^{*C}$  ve  $v_{s\beta}^{*C}$  gerilimleri sisteme SVPWM girişine uygulanarak ölçülen stator gerilimlerinin ( $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\beta}$ ) referans stator gerilimleri ( $v_{s\alpha}^*$  ve  $v_{s\beta}^*$ ) izlemesi sağlanmaya çalışılmıştır. Şekil 6.9'da verilen deney seti vektör kontrol modunda çalıştırılmış ve düşük hızlarda ölçülen stator gerilimleri ile referans stator gerilimleri gözlenmiştir.

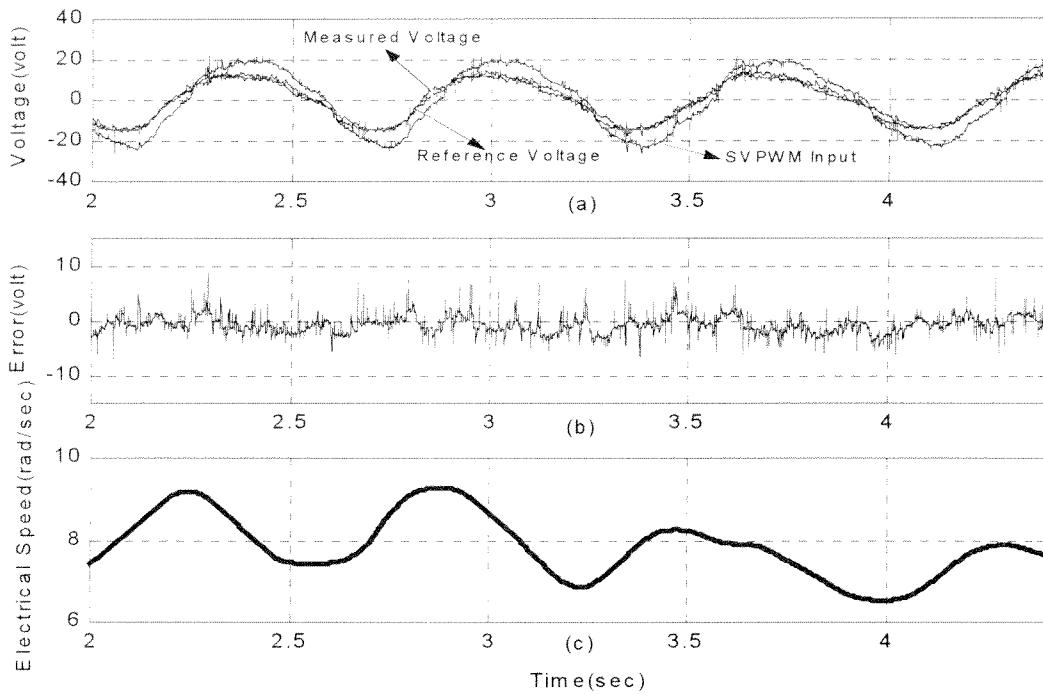
Şekil 6.10' da görüldüğü gibi SVPWM girişine hesaplanarak girilen  $v_{s\alpha}^{*C}$  ve  $v_{s\beta}^{*C}$  gerilimleri sonucunda gerçek stator geriliği referans değerini oldukça iyi bir şekilde takip etmektedir. Ayrıca kullanılan yapay sinir ağı feed-forward yapıda olduğundan gerçek gerilim üzerinde bulunan gürültülerin pozitif feedback oluşturarak sistemi kontrolden çıkarması söz konusu

değildir. Şekil 6.11' de gösterilen deney sonuçları  $i_{sd}^* = 3$ Amp ve  $i_{sq}^* = 2$ Amp olduğu durumda alınmıştır. Bu akım referansları değerinde kayma frekansı  $w_{sl} = 6.36$  rad/sec'dir ( $w_{sl} = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*}$ ).

Şekil 6.11 de görüldüğü gibi motor kayma frekansına yakın değerlerde çalıştırılmış ve oldukça iyi sonuçlar gözlenmiştir.



**Şekil 6.10** a)  $v_{s\alpha}^*$ ,  $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\alpha}^{*C}$  gerilimleri b)  $v_{s\alpha}^*$  ve  $v_{s\alpha}$  gerilimleri arasındaki hata  
c) a'da gösterilen alanın büyütülmüş durumu



**Şekil 6.11** a)  $v_{s\alpha}^*$ ,  $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\alpha}^{*C}$  gerilimleri b)  $v_{s\alpha}^*$  ve  $v_{s\alpha}$  gerilimleri arasındaki hata  
c) Elektriksel hız( $w_e$ )

## 6.7 Sonuç

Bu çalışmada, vektör kontrollü asenkron makinenin performansını düşük hızlarda artırmak için yapay sinir ağı tabanlı bir gerilim kompanzatörü kullanılmıştır. Bu YSA tabanlı kompanzatör ile ölçülen stator gerilimlerinin, referans gerilimleri düşük hızlarda bile çok yüksek bir doğrulukla takip etmesi sağlanmıştır. Böylece sistemin performansı artırılarak motor DVC modunda iken kayma frekansı(3-8 rad/sec) değerine kadar rahatlıkla inilebilmiş ve oldukça iyi sonuçlar alınmıştır. Kullanılan yapay sinir ağıının eğitilmesi işleminde deney sonuçlarında elde edilen veriler kullanılmıştır. Önerilen bu yeni metodun uygulanması oldukça basit olup hiçbir ek donanıma ihtiyaç duymamaktadır. Bu metodun uygulaması TMS320C31 sayısal sinyal işlemciye sahip bir deney setinde denenmiş ve sonuçların mükemmel olduğu gözlenmiştir.

## 7. OTOMATİK PARAMETRE ÖLÇÜMÜ VE GEREKLİLİĞİ

### 7.1 Giriş

Asenkron motorların vektör kontrolü esas olarak motordan ölçülen akım ve gerilim sinyallerinin, motor parametrelerinin kullanıldığı motor modelinde işlenip, akım kontroledicileri vasıtası ile gerilim referans değerlerin üretilmesi temeline dayanır. Buradan hareketle sürücü performansı önemli ölçüde asenkron motorun elektriksel parametrelerine bağımlılık gösterir. Proje kapsamı dahilinde aşağıda kısaca verilmiş olan parametrelerin ölçüm yöntemleri, Ertan Murat in Ek te sunulan master tezinde teorik ve deneysel sonuçları ile verilmiştir.

Alan akı açısının belirlenmesinde, farklı değişkenlerin ölçülmesi temelli değişik vektör kontrol algoritmaları bulunmaktadır. Bunlar:

- Stator akım ve mekanik hız (Akım Modeli)
- Stator gerilim stator akımı (Gerilim Modeli)

Akım modeli aşağıdaki denklemlere bağımlıdır:

$$\tau_r \frac{dI_{mr}}{dt} + I_{mr} = I_{sd} \quad (7.1)$$

$$\omega_s = \omega_m + I_{sq} / \tau_r I_{mr} \quad (7.2)$$

Gerilim modeli ise şu denklemler ile ilişkilidir:

$$\text{Gerçek stator akısı} \quad \vec{\psi}_s = \int (\vec{U}_s - R_s \vec{I}_s) dt \quad (7.3)$$

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{I}_s + L_m \vec{I}_r \quad (7.4)$$

$$\text{Gerçek rotor akısı} \quad \vec{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} (\vec{\psi}_s - \sigma L_s \vec{I}_s) \quad (7.5)$$

$$= \psi_{rx} + j\psi_{ry} \quad (7.6)$$

$$\text{Rotor akı açısı} \quad \theta_r = \arctan \left( \frac{\psi_{ry}}{\psi_{rx}} \right) \quad (7.7)$$

$$\text{Kaçak faktörü} \quad \sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r \quad (7.8)$$

Gerilim modelinin akım modeline göre en büyük avantajı hız duyargasına gereksinim duymamasıdır. Stator elektriksel hızı  $\omega_e$  şu denklemle tahmin edilir:

$$\cos \theta_e = \frac{\psi_{sd}}{\sqrt{\psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2}} = \frac{\psi_{sd}}{\psi_s} \quad (7.9)$$

$$\sin \theta_e = \frac{\psi_{sq}}{\psi_s} \quad (7.10)$$

$$\tan \theta_e = \frac{\psi_{sq}}{\psi_{sd}} \quad (7.11)$$

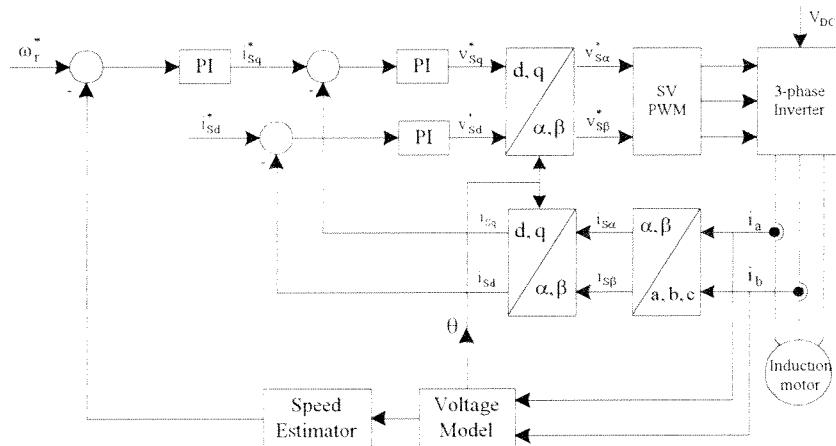
(7.11) in türevini alırsak:

$$\sec^2 \theta_e \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{\psi_{sd}\psi_{sq} - \psi_{sq}\psi_{sd}}{\psi_{sd}^2} \quad (7.12)$$

$$\sec^2 \theta_e = \frac{\psi_s^2}{\psi_{sd}^2} \quad (7.13)$$

$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{(V_{sq} - I_{sq}R_s)\psi_{sd} - (V_{sd} - I_{sd}R_s)\psi_{sq}}{\psi_s^2} \quad (7.14)$$

Vektör kontrol algoritmaları, motor modellerinde motorların elektriksel parametrelerine ihtiyaç duyduklarından dolayı motor parametrelerinin motor sürülmeden önce sürücü algoritması içeresine ilave edilmesi gereklidir. Motor modelleri dışında, elektriksel parametreler vektör kontrol algoritmalarında ölçülen değişkenlerin referans değerlere eşitlenmesi için bulunan kontroledici blokları tarafından kullanılmaktadır. Bu bloklar, aşağıda verilen vektör kontrol blok diagramı içerisinde gösterilmiştir.



**Sekil 7.1.** PI kontrolediciler ile asenkron motorun vektor kontrolu

Şekilde gösterilen PI (Proportional Integral) kontrolediciler şu şekilde hesaplanır:

$$K_I = \frac{[1 - \exp(-BW.T)]L_s(\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s)}{\tau_r \tau_s T} \quad (7.15)$$

$$K_P = \frac{\exp\left(-\frac{\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s}{\sigma\tau_r \tau_s}\right)[1 - \exp(-BW.T)]L_s(\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s)}{\tau_r \tau_s \left[1 - \exp\left(-\frac{\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s}{\sigma\tau_r \tau_s} T\right)\right]} \quad (7.16)$$

Yukarıda anlatılanlardan hareketle, asenkron motorun elektriksel parametrelerinin ölçülmesi gerekmektedir. Bu parametrelerin geleneksel; kilitli rotor, boşta çalışma ve DC test deneyleri ile belirlenmesinin getirdiği dezavantajlar aşağıda sıralanmıştır:

- Her sürücü kurulumunda, zaman alan geleneksel parametre deneylerini yapabilecek teknik bir görevlinin hazır olması gerekmektedir.
- Geleneksel testler ile belirlenen parametrelerde anahtarlama etkileri dikkate alınmadığı için alan yönlendirmeli kontrol algoritmalarında direk olarak kullanılamazlar.
- Geleneksel boşta çalışma deneyi, stator kaçak endüktans ve stator direncini ihmali ederek, miknatışlama endüktansını stator self endüktansı ile aynı kabül eder. Benzer şekilde kilitli rotor testi miknatışlama kolunu ihmali eder.
- Stator kaçak endüktansı ile rotor kaçak endüktansı arasındaki oran, stator direnci ile rotor direnci arasındaki orana eşit olduğu varsayımlı yapılır.
- Kilitli rotor deneyindeki akı seviyesi normal çalışmada ana göre çok daha düşüktür.
- Boşta çalışma deneyi makinada anma akısı kabülüyle yapılır. Ancak özellikle vektör kontrol uygulamalarında makina hava aralığındaki akı anma akısından farklı olabilir.
- Evirici harmonikleri dikkate alınmamıştır.

Yukarıda bahsi geçen problemlerin üstesinden gelmek üzere eviricinin motor parametrelerini kendi başına, ekstra devre olmaksızın ölçmesi gerekmektedir. Bahsi geçen işleme eviricinin motor duruyor iken, motorun parametrelerini kendi kendine tanıması (self-commissioning, auto-tuning) veya otomatik tanıma denir.

## 7.2. Motor Parametrelerinin Ölçülmesi

Motor duruyor iken, motorun evirici tarafından sürülmüşinden evvel, motorun parametrelerinin evirici tarafından belirlenmesi işlemine motorun otomatik olarak tanıtılması işlemi denir. Motorun çalışmaya başlamadan parametrelerinin ölçülmesi motor duruyor iken yapıldığı için durağan (offline) ölçüm denir.

Motorun parametreleri durağan halde tanıtıldıktan sonra motor parametrelerinin çalışma süresince sabit kalmayacağı aşikardır. Bu nedenle sürücünün performansının artırılması için motor çalışıyor iken motor parametrelerinin güncellenmesi gerekmektedir. Motor çalışıyor iken motor parametrelerinin güncellenmesi işlemine çalışır halde parametre tayini (online) denir.

### 7.2.1 Durağan Halde Motorun Otomatik Olarak Tanıtılması

#### 7.2.1.1 Stator Geçici Endüktansının Belirlenmesi

Geçici endüktans tabiri motor terminal uçlarından görülen endüktans değeridir:

$$\sigma L_s = L_{ls} + L_{lr} // M \quad (7.17)$$

Dolayısı ile:

$$\sigma L_s = L_{ls} + \frac{ML_{lr}}{M + L_{lr}} \quad (7.18)$$

$$\sigma L_s = \frac{L_{ls}L_{lr} + M(L_{ls} + L_{lr})}{M + L_{lr}} \quad (7.19)$$

Mıknatışlama endüktansının rotor kaçak endüktansından çok büyük olduğu kabulu ile  $M \gg L_{lr}$ , stator geçici endüktansı genel olarak stator ve rotor kaçak endüktansları toplamı olarak ifade edilir:

$$\sigma L_s = L_{ls} + L_{lr} \quad (7.20)$$

Akim kontrollü olarak çalışan bir asenkron motorun, akım kontrol özellikleri büyük ölçüde makinanın kaçak endüktanslarının fonksiyonudur. Kaçak endüktanslar oluk yapılarına bağlı olarak farklı boyutlarda çalışma sırasında değişim gösterirler. Bu değişim özellikle

akım seviyesi ve frekansa bağımlıdır. Stator transient endüktansının ölçüm prosedürü aşağıdaki gibidir:

Durağan referans çatıda stator gerilimi aşağıdaki gibidir:

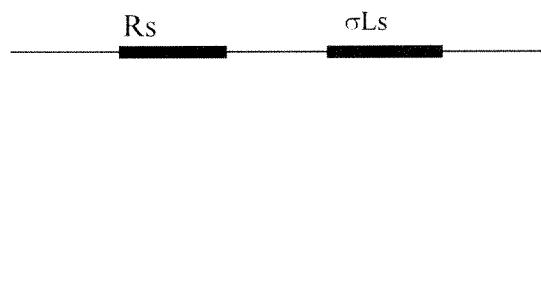
$$\vec{U}_s = R_s \vec{I}_s + L_s \frac{d \vec{I}_s}{dt} + L_m \frac{d \vec{I}_r}{dt} \quad (7.21)$$

Eğer rotor akım uzay vektörü rotor minatıslama akımı cinsinden yazılırsa:

$$\vec{U}_s = R_s \vec{I}_s + \sigma L_s \frac{d \vec{I}_s}{dt} + (1 - \sigma) L_s \frac{d \vec{I}_{m_r}}{dt} \quad (7.22)$$

$$\vec{I}_{m_r} = \vec{\psi}_r / L_m = \left( L_r \vec{I}_r + L_m \vec{I}_s \right) / L_m = \vec{I}_s + (L_r / L_m) \vec{I}_r \quad (7.23)$$

Makina enerjilendirilmemiş ve başlangıç akısı durağan halde sıfır iken, stator sarglarına bir gerilim palsı uygulanırsa, çok kısa süre için akıdaki değişim sıfıra çok yakın olacaktır. Bu durumda asenkron motor geçici hal eşdeğer devresi aşağıdaki gibi olacaktır.

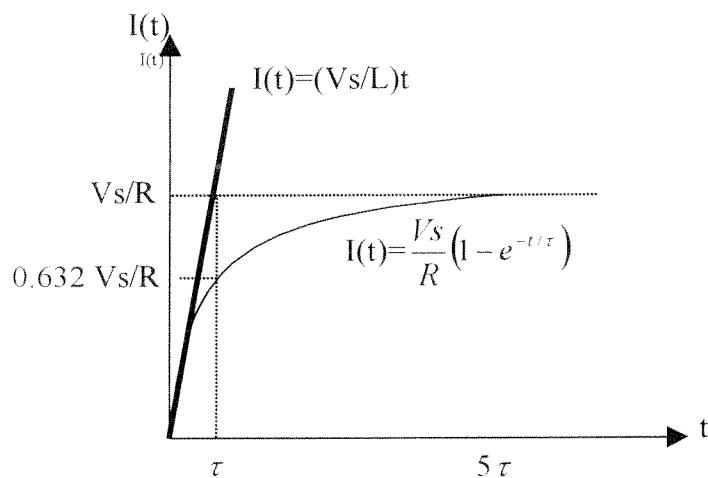


**Şekil 7.2.** Durağan halde asenkron motorun geçici hal eşdeğer devresi

Bu koşul için motorun geçici hal denklemi şu şekildedir:

$$\vec{U}_s = R_s \vec{I}_s + \sigma L_s \frac{d \vec{I}_s}{dt} \quad (7.24)$$

Yukarıdaki geçici hal denkleminden de görüldüğü gibi asenkron makina bu durumda rezistif-endüktif yükten farklı değildir. Bu nedenle asenkron motorun gerilim darbesi karşısındaki akım cevabı aşağıdaki şekilde gösterildiği gibi olacaktır:



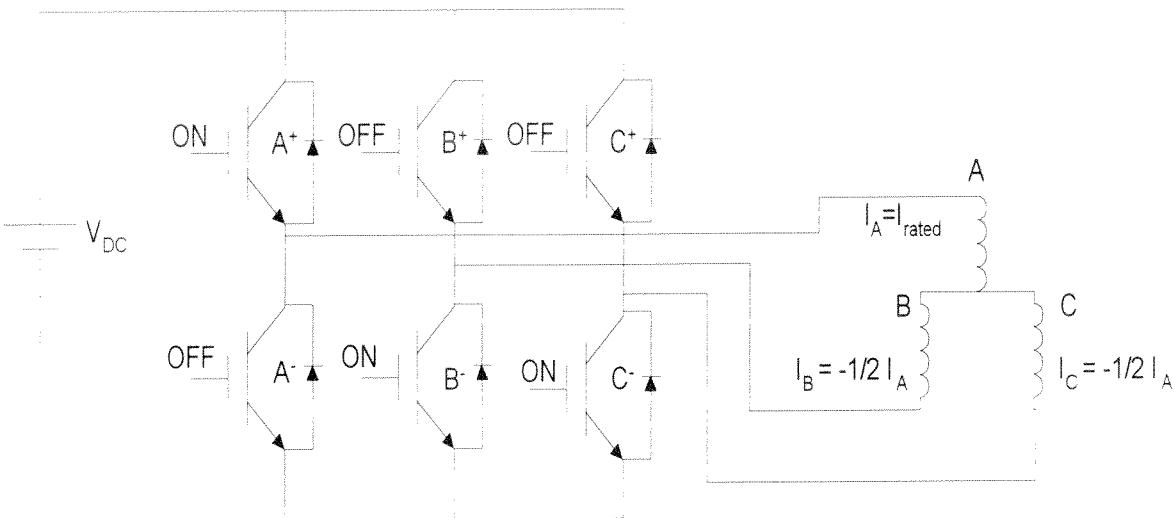
**Sekil 7.3.** Rezistif Endüktif yükün gerilim pulsı akım cevabı

Yukarıdaki şeviden de gözüküğü gibi akımın başlangıçtaki çok kısa zaman aralığındaki cevabı lineerdir ve akımın değişimini endüktans belirlemektedir. Bu aralıkta akımın cevabı aşağıdaki gibidir:

$$I(t) = (U_s/\sigma L_s) t \quad (7.25)$$

Bu nedenle ilk akımın yükselmesinin başlangıç aralığında stator geçici endüktansı baskındır. Stator geçici endüktansının belirlenmesi için motoru süren eviricinin motora uyguladığı pulsın akım cevabı gözlenir. Bu şekilde stator geçici endüktansı akımın yükselmasından hesaplanabilir.

Bu amaçla yıldız bağlı bir asenkron motorda evirici bacaklarının birinin üst güç anahtarları iletme sokulurken öteki bacakların alt anahtarları iletme sokulur. Bu durum aşağıdaki şekilde gösterilmiştir.



**Şekil 7.4.** Yıldız bağlı asenkron motorda geçici endüktansın ölçülmesi

Stator geçici endüktansının belirlenmesi testi önce simülasyon programında yapılmıştır. Akımın denklemi şöyledir:

$$I(t) = (V_s/L) t \quad (7.26)$$

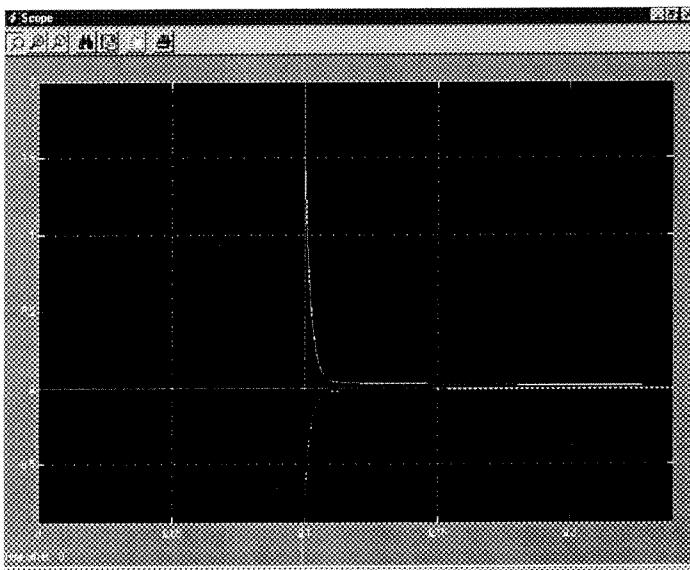
Stator geçici endüktansı şu formül ile belirlenir:

$$L = V_s(\frac{\Delta t}{\Delta I}) \quad (7.27)$$

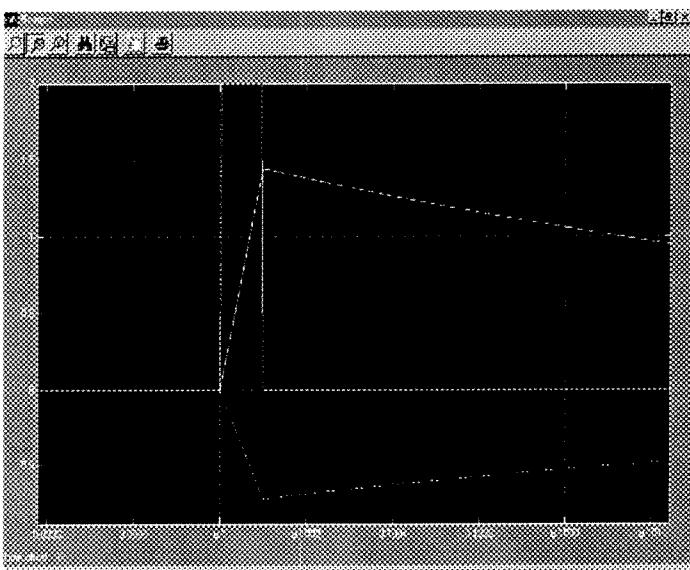
$$V_s = 380 \text{ V.} \quad \Delta t = 100 \mu\text{s} \quad \Delta I = 1.446$$

$$L = 380(10^{-4}/1.446) = 0.0262$$

Simülasyon sonuçları aşağıdaki gibidir:



Şekil 7.5.a Gerilim darbesi ve statorun akım cevabı



Şekil 7.5.b Stator faz akımı ve gerilimi (Yakından)

Geçici endüktans ölçümüne ait deneysel sonuçlar :

$$100 \text{ } \mu\text{saniyelik gerilim palsı için} \quad V_s = 380 \text{ V} \quad \Delta t = 100 \text{ } \mu\text{s} \quad \Delta I = 1.44$$
$$L = 380(10^{-4}/1.44) = 0.0263$$

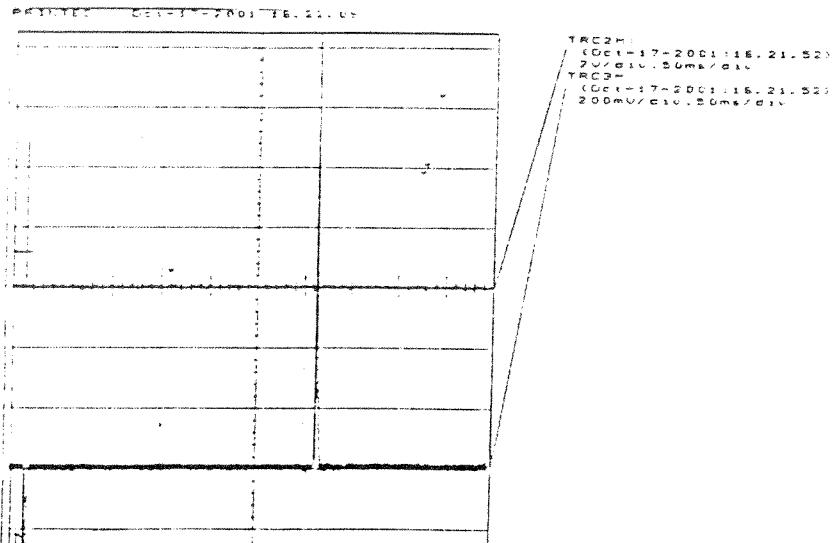


Figure 7.6.a LEM current sensor output for measuring stator transient inductance at standstill without filtering (Voltage pulse duration = 100  $\mu$ s)

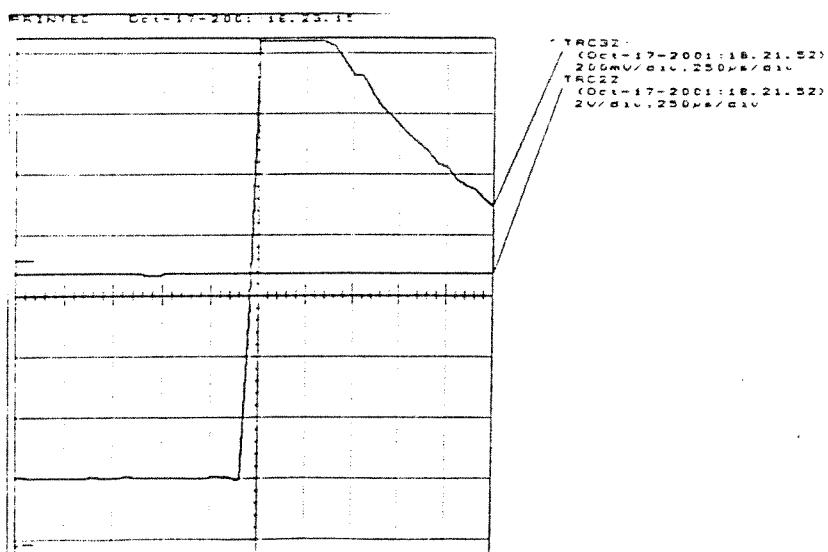


Figure 7.6.b büyütülmüş LEM current sensor output for measuring stator transient inductance at standstill without filtering (Voltage pulse duration = 100  $\mu$ s)

Gelenksel olarak stator geçici endüktansı stator ve rotor kaçak endüktansı toplamı olarak kabul edilir. Stator geçici endüktansı ölçüldükten sonra stator ve rotor kaçak endüktansları, stator geçici endüktansının yarısı olarak bulunmuş olur.

### 7.2.1.2 Stator Direncinin Ölçülmesi

Asenkron motorların gerilim modeli kullanan hız duyargasız kontrol algoritmalarının performansları stator sargı direncinin doğru olarak ölçülmesine bağlıdır. Asenkron motorun durağan referans çatıda durum denklemleri aşağıdaki gibidir:

$$\begin{bmatrix} \vec{V}_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & pL_m \\ (p - j\omega_n)L_mR_r + (p - j\omega_n)L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}_s \\ \vec{I}_r \end{bmatrix} \quad (7.28)$$

Motor duruyor iken hız terimleri sıfır olduğundan, asenkron motor rezistif endüktif bir yük olarak modellenebilir. Buradan hareketle stator sargılarına DC gerilim uygulanıp, uygulanan gerilimin akan akıma oranından stator direnci bulunabilir. Bu ölçüm düşük değerli bir gerilim kaynağı kullanılarak yapılabilir. Ancak stator direnci ölçülürken ekstra devrelerden kaçınılmalıdır. Asenkron motorun stator direnci, motoru süren evirici tarafından ölçülmelidir. Stator direncinin ölçülmesi için stator sargılarından motor anma akımı büyülüğünde bir DC akım PWM vasıtası ile akıtilır. Bunun için vektör kontrol algoritmasında akı oluşturan akım bileşeni anma değerinde seçilirken, moment oluşturan akım bileşeni sıfır tutulur. Böylelikle motorun durağan kalması garanti edilmiş olur. Rotor akısı oluşturulduktan sonra, birkaç saniye süreyle akım ve gerilim ölçümleri alınıp, akım ve gerilimin ortalaması alınır.

$$V_s = I_s R_s$$

$R_s = V_s / I_s$  olarak hesaplanır.

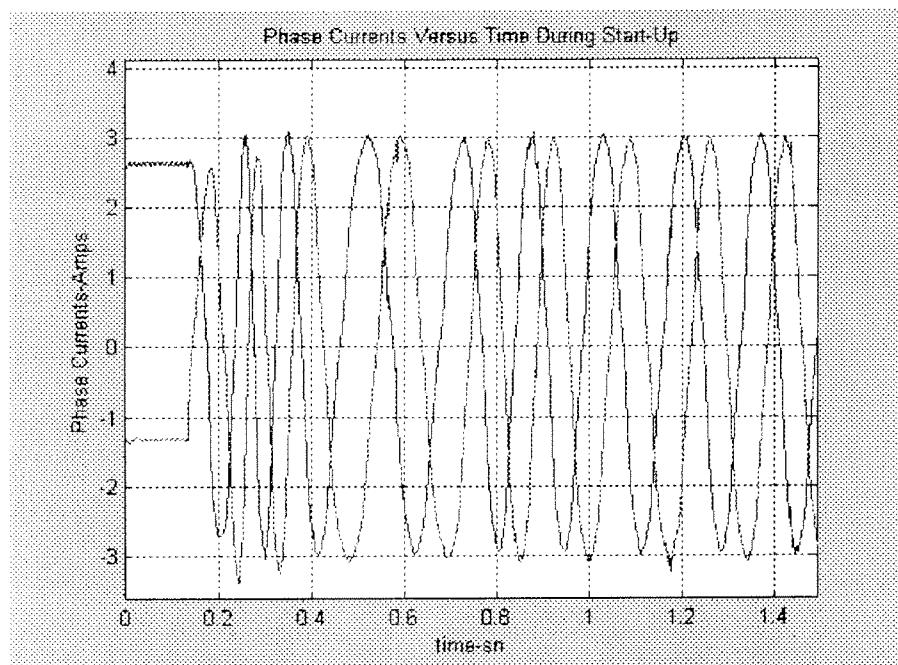


Figure 7.7 Hardware filtrelenmiş stator faz akımları -PWM period 200μs

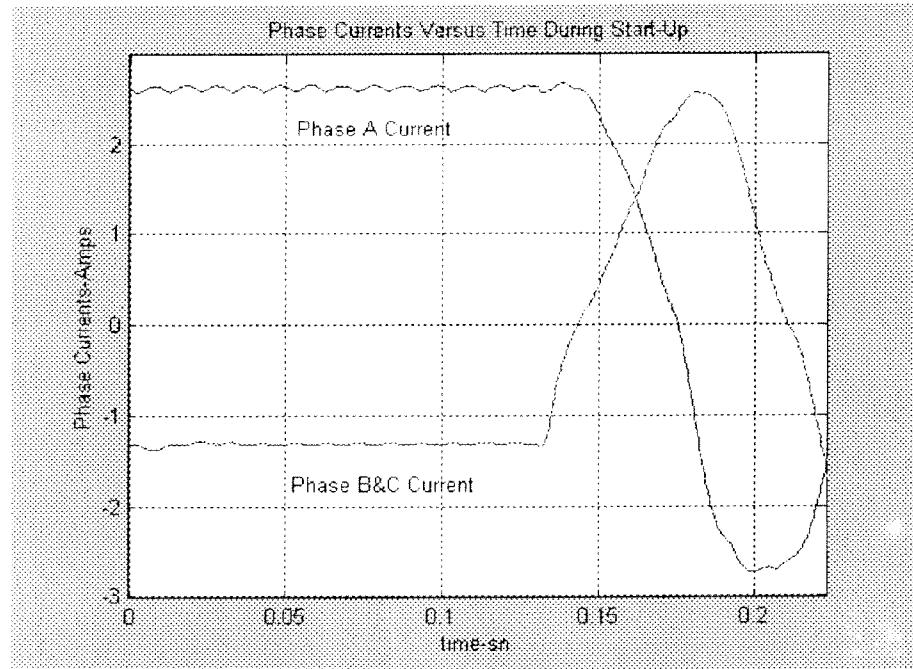


Figure 7.8. Hardware filtrelenmiş stator faz akımları -PWM period 200 $\mu$ s

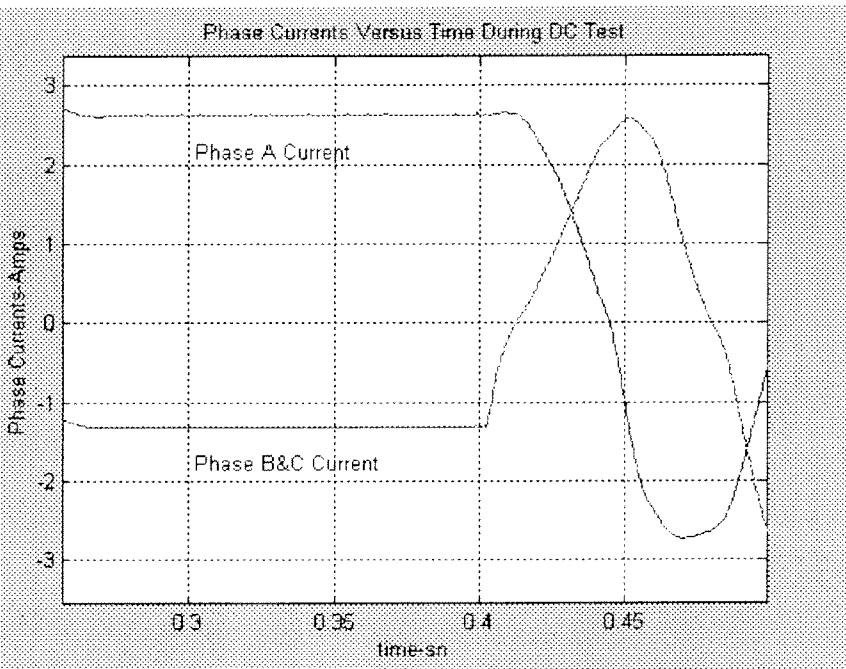


Figure 7.9. Hardware filtrelenmiş stator faz akımları -PWM period 100 $\mu$ s

Stator direnç ölçüm sonuçları:

PWM Period	Test Duration (sn)	Estimated Rs ( $\Omega$ )
120 $\mu$ s	2	4.655
150 $\mu$ s	2	4.689
200 $\mu$ s	2	4.796
200 $\mu$ s	3	4.768
250 $\mu$ s	2	4.553
250 $\mu$ s	3	4.679

Stator direncinin gerçek değeri 4.7 ohm olarak ölçüldü.

### 7.2.1.3. Rotor Direncinin Ölçülmesi

Stator direncinin ölçümünden sonra, rotor direnci iki farklı şekilde ölçülebilir:

- 3 Faz uyartım

Motor duruyor iken motor V/f prensibi ile anma frekansında ancak motor şaftını hareket ettirmeyecek şekilde çok düşük bir gerilim referansı ile sürürlür. Makina tarafından çekilen güç bu esnada:

$$P = \frac{3}{2} (U_{s\alpha} I_{s\alpha} + U_{s\beta} I_{s\beta}) \quad (7.29)$$

$$P = I_s^2 (R_{eq}) \quad (7.30)$$

$$R_{eq} = R_s + R_r \quad (7.31)$$

$$R_r = R_{eq} - R_s$$

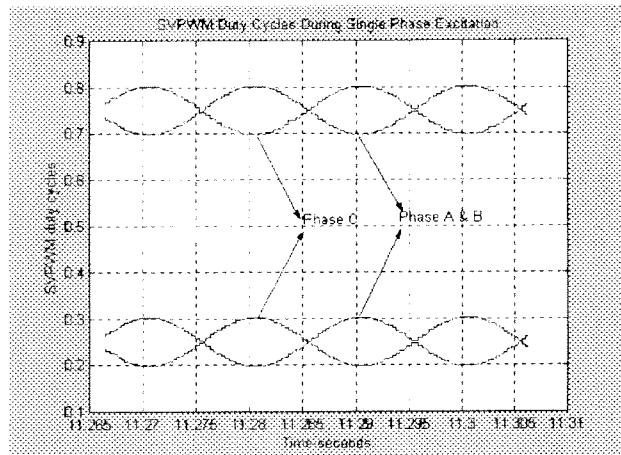
- Tek Faz uyartım

Rotor direnci ölçülürken, motor sargılarından ikisi, yazılımla SVPWM in görev periyotları ayarlanarak, kısa devre edilir. Sargı uçlarından görünür empedans bulunduktan sonra, stator direnci bilindiği için rotor direnci aşağıdaki gibi hesaplanır.

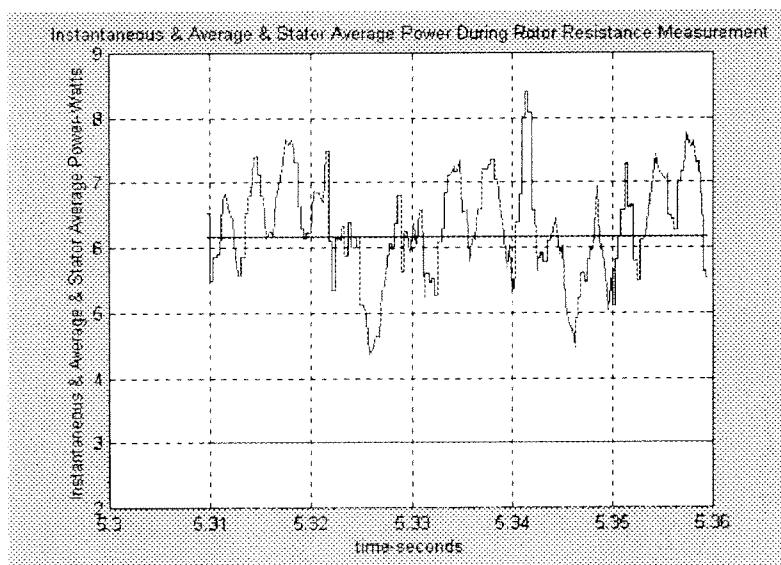
$$|Z_{eq}| = \left| \frac{U_s}{I_s} \right| \quad (7.32)$$

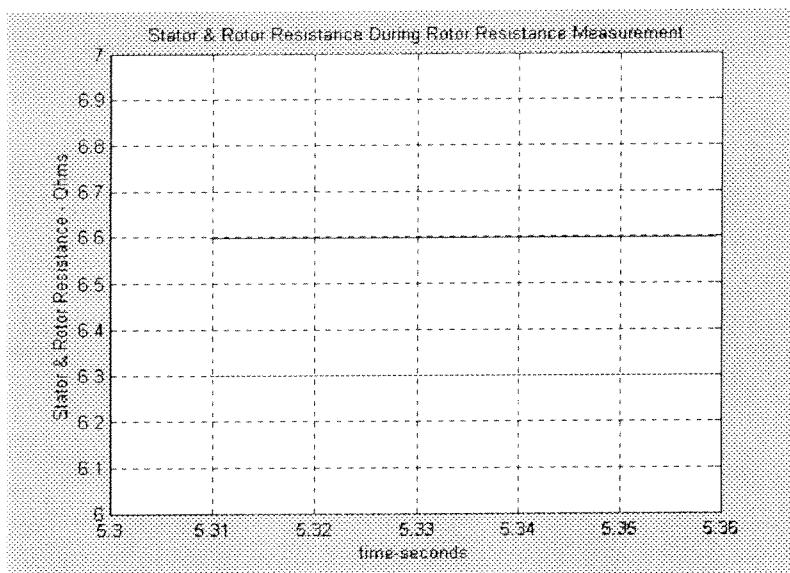
$$|R_{eq}| = \left| \frac{P_s}{I_s^2} \right| \quad (7.33)$$

$$R_f = \frac{2}{3} R_{eq} - R_s \quad (7.34)$$

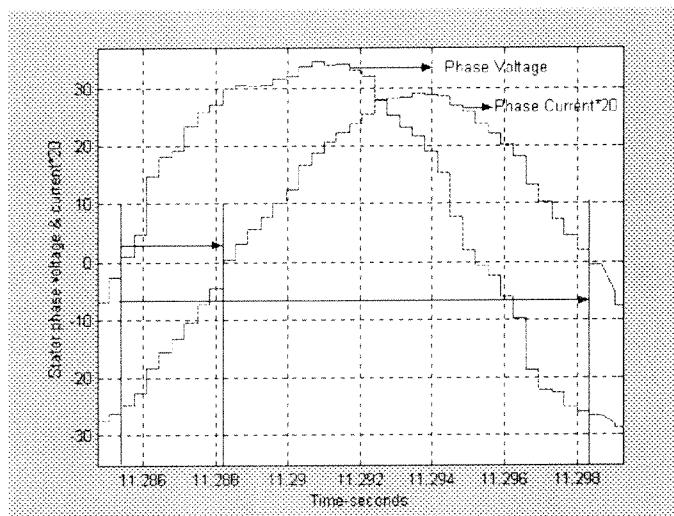


**Figure 7.10.** Tek fazlı uyartım için SVPWM görev periyodları





**Figure 7.11.** a- Ani & Toplam Ortalama & Stator Toplam Ortalama  
b- Stator direnci (6.3 ohm) ve tahmin edilen rotor rirenci (6.4 ohm)  
20V 50Hz referans



**Figure 7.12.** Tek faz uyartım için büyütülmüş stator akım ve gerilim işaretleri

$$S = U * I$$

$$P = U * I * \cos(\theta) = 23.33 * 1.025 * \cos(43) = 17 \text{ Watt}$$

$$P = I^2 * R = (1.025^2) R = 17$$

$$R_{eq} = 16.6 \text{ ohm}$$

$$R_s = 6.8$$

$$R_r = 9.8$$

### 7.2.1. Çalışır Halde Motorun Stator Direncinin Tahmini

Asenkron motorların hız duyargasız vektör kontrolü literatürde hergeçen gün büyük önem kazanmaktadır. Gerilim modeli kullanan rotor ve stator akı yönlendirmeli vektör kontrol algoritmalarında, akı vektörü ve hız gibi sinyallerin tahmini stator direncinin değişmesi durumunda hatalı olmaktadır. Bu hata sıfır hız civarında, makina zıt elektromotiv kuvveti stator sargı direnç gerilim düşümüne yakın değerlerde daha da büyümektedir. Hatalı akı vektör hesabı sadece akının genliğinde değil fakat aynı zamanda faz açısından da hataya sebebiyet verir. Bu sürücünün performansını önemli ölçüde etkiler.

Stator direncinin seakkılıkla değişimi aşağıda gösterildiği gibidir.

$$R_s = R_{s0} + \alpha R_{s0} (T_s - 25^\circ C) \quad (7.35)$$

Burada:

$R_s$        $T^\circ C$  de stator direnç değeri

$R_{s0}$      $25^\circ C$  de stator direnci

$T_s$       stator-sargı sıcaklığı ( $^\circ C$ )

$\alpha$         bakırın sıcaklık katsayısı ( $11.21 * 10^{-3} / ^\circ C$ ).

Stator sargı direnci, stator sargılarına yerleştirilmiş sıcaklık sensörleri ile sargı sıcaklıklarını gözlemlenebilir ve stator direnci tahmin edilebilir. Ancak bu yalaşım duyargasız bir sürücüde kabul edilemez.

### 7.2.2. Önerilen Stator Direnci Ölçüm Yöntemi

Önerilen stator sargı direnci ölçüm yöntemi, stator faz akım ve gerilim dalga şeklinin sinüs formunu kullanarak zıt emk belirlenmesi temeline dayanır. Asenkron motorların stator sargı gerilimi durağan çatıda şu şekilde verilir:

$$V_{sa} = I_{sa} R_s + \frac{d\psi_{sa}}{dt} \quad (7.36)$$

$$V_{sb} = I_{sb} R_s + \frac{d\psi_{sb}}{dt} \quad (7.37)$$

$$V_{sc} = I_{sc} R_s + \frac{d\psi_{sc}}{dt} \quad (7.38)$$

Zıt emk  $\frac{d\psi_s}{dt}$  bilindiği takdirde stator direnci bulunabilir. Geliştirilen tahmin algoritması stator faz akım gerilimin temel bileşenlerinin ölçümüne dayanır.

$$\frac{d\psi_{s(t)}}{dt} = e(t) \quad (7.39)$$

t=t1 anında

$$V(t1) = I(t1) R_s + e(t1) \quad (7.40)$$

t=t2 anında

$$V(t2) = I(t2) R_s + e(t2) \quad (7.41)$$

Bu iki denklem birbirinden çıkarılırsa stator direnci şu şekilde bulunur:

$$R_s = \left[ \frac{(V(t2) - V(t1)) - (e(t2) - e(t1))}{(I(t2) - I(t1))} \right] \quad (7.42)$$

Eğer akım ve gerilim sinüs formunda ise zıt emk da sinüs formundadır.

$e(t2) - e(t1)$  zıt emk terimi, zıt emkının tepe değerinde çok kısa zaman süresinde  $e(t2), e(t1)$  eşit olduğundan sıfıra eşit olur. Bu nedenle stator zıt emksının tepe değeri civarında

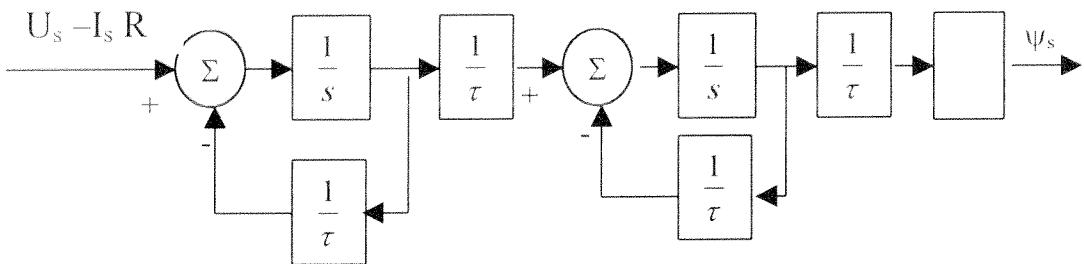
$$R_s = \left[ \frac{(V(t2) - V(t1))}{(I(t2) - I(t1))} \right] \quad (7.43)$$

ile verilir. Burada zıt emkının tahmini toplam akının denkleminde bir önce tahmin edilmiş stator direnci kullanılarak bulunur.

$$\psi_s = \int (U_s - R_s I_s) dt \quad (7.44)$$

Bu nedenle stator toplam akısının sıfır geçiş civarında ard arda yapılan ölçümlerde zıt emkının birbirine eşit olduğu anlarda stator direnci bulunur.

Geliştirilen algoritmada aşağıda sunulan integratör kullanılmıştır.



**Figure 7.13.** Kaskat filtre ile integrasyon

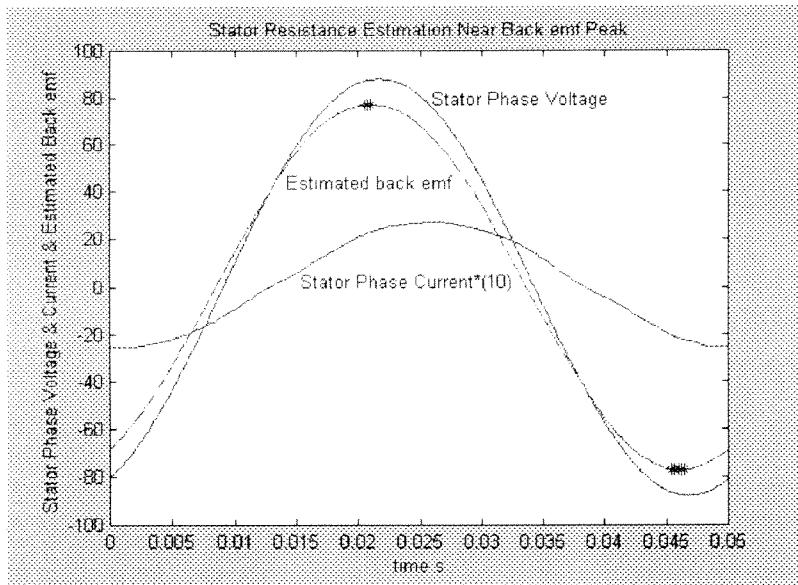
Burada

$$G = \frac{1}{\omega} \sqrt{[1 + (\tau\omega)^2]^n} \quad (7.45)$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \tan\left(\frac{90}{n}\right) \quad (7.46)$$

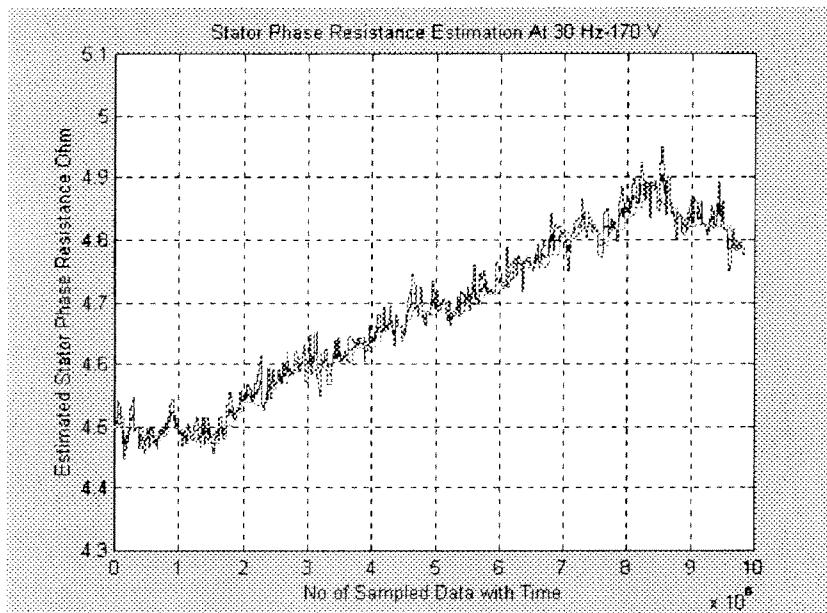
n= filtré sayısıdır ve 2 için

$$n=2 \quad G = \frac{2}{\omega} \quad \tau = \frac{1}{\omega} \text{ olarak hesaplanır.}$$



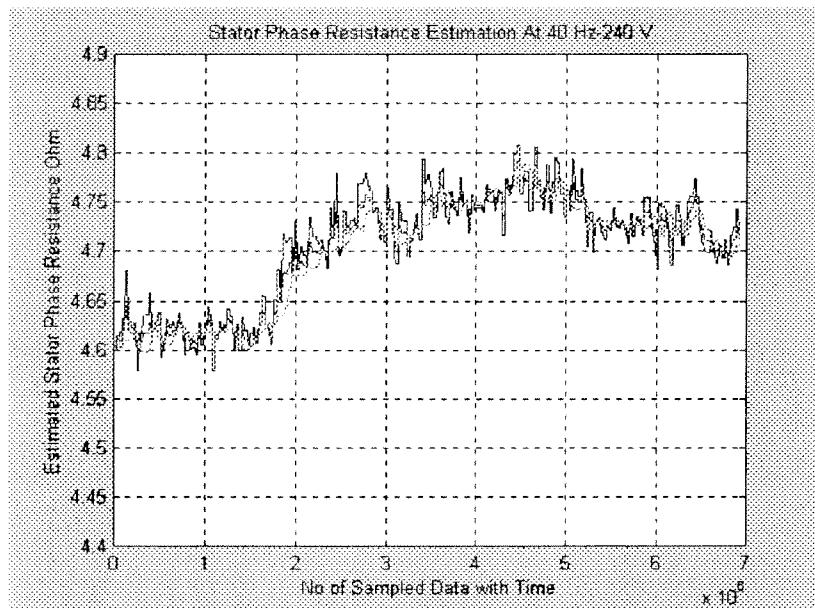
**Figure 7.14.** Stator faz akım, gerilim, zit emksı ile direnci tahmin anları

Tahmin edilen 10000 direnç değerinin ortalaması bir sonraki tahmin için kullanılmıştır.



**Figure 7.15.** Stator faz direnç tahmin algoritmasının 30 Hz civarında tahmini

Deney sonucunda stator direnci 4.9 ohm olarak ölçüldü



**Figure 7.16.** Stator faz direnç tahmin algoritmasının 30 Hz civarında tahmini  
Deney sonucunda stator direnci 4.9 ohm olarak ölçüldü

## **9. KAYNAKÇA**

Bu çalışmada kullanılan kaynaklar ilgili bölüme ilişkin tez çalışmasının arkasında verilmiştir.

## **EEAG197 No’lu Proje ÇerçEVesinde Tamamlanan Tez Çalışmaları**

- 1) Asım Kaygusuz, “Kalman Filtresi ile Asenkron Makinanın Rotor Akısının Gözlenmesi”, İnönü Üniversitesi, 1997
- 2) Nurhan Ozan, “Alan Yönlendirmeli Asenkron Motorunun Düşük Hızlarda Kontrol Performansının Arttırılması”, Fırat Üniversitesi, 1997
- 3) İlhami Çivelek, “Asenkron Motorun Elektriksel Parametrelerinin Otomatik Olarak Ölçümü ve Inverterde Hata Tanısı”, Fırat Üniversitesi, 1998
- 4) Hayrettin Can, “Implementation of Vector Control for Induction Drives”, ODTÜ, 1999
- 5) Ahmet Bedri Özer, “Hız Duyargasız Vektör Kontrol Sisteminin Hız Kontrolünün Gerçekleştirilmesi”, Fırat Üniversitesi, 2000
- 6) Mehmet Karaköse, “Elektrik Motorlarında Fiziksel Büyüklüklerinin Tahmininde Bulanık Mantık Kullanımı”, Fırat Üniversitesi, 2001
- 7) Ertan Murat, “Self Commissioning and online Parameter Identification of Induction Motors”, ODTÜ, April 2002
- 8) Metin Akın, “Bir Vektör Kontrol Yönteminin Uygulama Hız Sınırlarının Genişletilmesi için YÖntem Geliştirme”, Hacettepe Üniversitesi, Eylül 2002

**YÖNETİCİ ÖZETİ**  
Proje Kod No: EEAG197

**YENİ BİR ALAN YÖNLENDİRME YÖNTEMİYLE PARAMETRE ÖLÇME  
VE  
DÜŞÜK HIZDA ÇALIŞMA ÖZELLİĞİ KAZANDIRILMASI**

Bu projede ODTÜ'de tamamlanmış olan bir doktora çalışması sonucunda geliştirilen bir "alan yönlendirme" yöntemi ve donanımına düşük hızlarda çalışma ve otomatik motor parametrelerinin ölçümü özelliği kazandırılması amaçlanmıştır. Bir hedefe ulaşmak için,

- a) Bir simulasyon yazılımı aracılığı ile sistem performansının düşük hızlarda incelenmesi ve bu hızlarda performans kaybına yol açan nedenlerin belirlenmesi (akı hesap hatalarının giderilmesi, evirgeç çıkışında bozulma ve motor parametre değişimleri gibi),
- b) Bu bulgulara dayanarak sorunları giderici yöntemlerin geliştirilmesi ve sınaması,
- c) Motor surmede kullanılan donanımın iyileştirilmesi,
- d) Geliştirilmiş bulunan stator direnci ve kaçak reaktans ölçüm yöntemlerinin donanım üzerinde sınamarak doğruluğunun ve hassasiyetinin geçerli olduğu hız aralığının tanımlanması,
- e) Sürücünün otomatik olarak parametre ölçer duruma getirilmesi için yöntem geliştirme,
- f) Geliştirilen yöntemin sınaması,
- g) Mevcut simulasyon yönteminin yeteneklerinin arttırılması,

hedeflenmiştir.

Projenin Başarı Ölçütleri olarakda;

- a) Erhan Akin'in doktora çalışmasında geliştirmiş olduğu stator direnci ve kaçak reaktans akım yönteminin uygulanması sınaması,
  - b) Düşük hızlarda sistemin çalıştırılması için çözüm önerileri geliştirilmesi,
  - c) Bu yöntemlerin sınaması
  - d) Simulasyon programının geliştirilmesi
- belirtimmişti.

Proje, aşağıda özetlendiği gibi bütün bu hedeflerini gerçekleştirmiştir. Proje sırasında 7 adet (3 ODTÜ, 3 Fırat Üniversitesi, 1 İnönü Üniversitesi) MS tezi çalışması tamamlanmış, ulusal ve uluslararası toplantılda 2 adet bildiri ve uluslararası bir dergide 1 makale yayınlanmıştır. Bir makale de basım için kabul edilmiştir. 3 MS tezi çalışması, 1 doktora çalışması sürdürülmektedir.

**YÜRÜTÜLEN ÇALIŞMALARDADA ELDE EDİLEN SONUÇLAR**

**a) Simulasyon Yazılımı**

Daha önce Pascal dili ile hazırlanmış olan simulasyon yazılımı SIMULINK ortamına geçirilmiş ve çok daha esnek bir yapıya kavuşturulmuştur. Geliştirilen yazılım gerek rotor konumu belirlenmesi, gerek akı hesabı, gerekse çıkış katında kullanılan gerilim modülasyonu

tekniğinin kolayca değiştirilmesine imkan tanımaktadır. Yazılım mikro denetleyici gecikmelerini de benzetebilmektedir.

Bu yazılımdan çalışmanın her safhasında yararlanılmıştır. Raporumuzun 1. bölümü bu yazılımın tanıtımına ayrılmıştır.

### **b) Donanım**

Bu araştırmaya kaynaklık eden doktora tezinin tamamlanmasından sonra, “akıllı IGBT modüller”in kolaylıkla elde edilebilir hale gelmesi çıkış katının yeni teknolojiye göre yeniden ele alınmasını gerektirmiştir. Bu nedenle güç katı yeniden tasarlanmıştır. Benzer şekilde tüm donanım güvenilirliği arttırılarak yeniden tasarlanmıştır. Gerilim modülasyonu için donanım tabanlı bir “hysteresis band” kontrol kartı da geliştirilmiş, araştırmancın çeşitli sahalarında kullanılmış daha sonra “uzay vektörü modülasyonu” yöntemine geçilmiş donanımında bu amaçla kimi ilaveler yapılmıştır.

Bu çalışmada önemli bir problem de vektör kontrollü sistemin performansının ölçülmesi olmuştur. Bu amaçla özel bir deney düzeni de geliştirilmiştir. Bu deney düzeni M. Akin’ın tezinde özetle tarif edilmiştir.

Sistem donanımı raporumuzun 3. bölümünde ele alınmıştır. Detaylı tasarım ve performans incelemesi Can ve M. Akin’ın tezlerinde yapılmıştır. Fırat Üniversitesi ve ODTÜ de çalışır halde iki sürücü mevcuttur.

### **c) Çıkış Gerilim Modülasyonu**

Uzun süre “hysteresis band” yöntemi ile yapılan modülasyonun performans üzerindeki etkileri çeşitli koşullar altında incelenmiş ve iyileştirilmeye çalışılmıştır. Ancak, düşük hızlarda sistem performansının bu yöntemle iyileştirilemeyeceği belirlenerek “uzay vektörü modülasyonu” yöntemine geçilmiştir. Bu yöntemle çok olumlu sonuçlar alınmıştır (Rapor şekil 4.3’e bakınız). Her iki uygulama üzerinde yapılan çalışmalar Can ve M. Akin’ın tezlerinde detaylandırılmıştır. Özette sonuçlar raporumuzun 4. bölümünde verilmiştir.

### **d) Düşük Hızda Çalışma Performansının Arttırılması**

Düşük hızlarda sistem performansı akı vektörünün genlik ve konumunun doğru tanımlanmasına bağlıdır. Burada geliştirilen yöntem akı'nın gerilim vektörünün integralinin alınması ile bulunmasına dayanmaktadır. Doğal olarak düşük hızlarda gerilim seviyesi düştüğünde tahmin hataları artmakta, çıkış katı “dead time” değeri, transistor üzerindeki gerilim düşümü, parametre hataları önemli hale gelmektedir. Bu problemleri aşabilmek için öncelikle değişik sayısal integral alma yöntemleri (geri beslemeli filtre, ardışık filtre, kalman filtresi) ve bunların performans üzerindeki etkileri incelenmiştir. Sonuçta “ardışık filtre” yönteminin en iyi sonucu verdiği görülmüştür. Bu sahada “ardışık filtre”的 performansını iyileştiren bir yöntem bulunmuştur. Bu yöntem COMPEL dergisinde bir makale olarak yayınlanmıştır (Rapor Bölüm 5). Ancak, yine de 5 Hz civarında kontrolün kaybolduğu, bunda “hysteresis modülasyonu” da rol oynadığı belirlenmiştir.

Çözüm olarak “Uzay Vektör Modülasyonu” denenmiş 3 Hz'e kadar moment denetimi başarılı olmuştur. Daha iyi sonuç elde edebilmek için “Yapay Sinir Ağrı” ile akı hesabında etkin olan, transistor gerilim düşümü vb. etkenlerin kompanze edilmesi sunanmış, raporumuzun 6.

bölümünde anlatılan yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntem bir makale olarak hazırlanmış COMPEL dergisinde yayına kabul edilmiştir.

Raporumuzun 5.2.1 bölümünde Şekil 5.3 elde edilen en iyi durumu göstermektedir.

Buraya kadar yapılan çalışmaların yine de “sıfır” hızda kontrol sağlamadığı gözlenmektedir. Bu nedenle “Doğal Alan Kontrolü Yöntemi”nin sınanması karalaştırılmıştır. Bu yöntem ile şekil 5.4 te izlenebileceği gibi “sıfır” hız dahil moment denetimi elde edilmiştir.

#### e) Otomatik Parametre Ölçümü

Erhan Akın’ın tez çalışmasında ortaya konulan stator direnci ve kaçak reaktans ölçüm yöntemi uygulamada değişken hassasiyette sonuçlar vermiştir. Bu nedenle daha başarılı bir benzerinin geliştirilmesi için E. Murat’ın tezinde detaylı bir çalışma yapılmış, güvenilir özgün yöntemler geliştirilmiştir. Bu yöntemlerin ihtira konusu olması muhtemeldir.

Geliştirilen yöntemler bu çalışmada gerçekleştirilen donanım ve geliştirilen “alan yönlendirme” yazılımı ile sınanmıştır. Bu sonuçlardan bazıları raporumuzun 7. bölümünde verilmiştir. Detaylar E. Murat’ın tezinde bulunabilir. İzleneceği gibi geliştirilen sistem güvenilir özellikler sergilemektedir.

### MALİ DEĞERLENDİRME

Proje bütçesi 69 050 DM olarak belirlenmiş ancak TL olarak (4 745 800 000TL) kayıt altında tutulmuştur. Bu nedenle enflasyon sonucu TL alım gücü düşüğünden projede alımı öngörülen

4 no’lu Powder Brake	5 000 DM
6 no’lu Denetimli yük	16 000 DM

tümüyle satın alınamamış, Fırat Üniversitesi’nde kurulması planlanan deney düzeni ancak başka kaynakların bulunması ile yıllar sonra kurulabilmiştir. Fiili harcama 7 502 706 888 TL olarak gerçekleştirilmiştir (1999). Harcama detayları EK 1’de verilmiştir.

### UYGULAMADA KARŞILAŞILAN ZORLUKLAR

Proje önerisinde de belirtildiği gibi TÜBİTAK projelerinde en büyük sorun araştırmacı için ödeme yapılmamasıdır. Projeye en büyük katkısı olan 3 tezi (Hayrettin Can 1999), Ertan Murat 2002 ve Metin Akın 2002 ) yürütecek elemanlar ancak uzun bir zaman süresinde sağlanabilmiş ve bu nedenle projenin tamamlanması gecikmiştir. Bu elemanlardan Hayrettin Can ve Ertan Murat Fırat Üniversitesi öğretim elamanları olup ODTÜ’de tez yapmak üzere görevle gönderilmişlerdir. Bu görevlendirmeler olmadığı takdirde ciddi bir çalışmanın (tam zamanlı çalışan eleman olmadığından) yürütülmesi mümkün olmayacağı. Bu arada TÜBİTAK BİLTER’in de projeye önemli eleman desteği sağladığını (Metin Akın) belirtmek isterim.

Diğer bir sorunda kimi alımlarımızın uygulanan prosedürler nedeni ile 5-6 ayı bulan sürelerde yapılabilmemesidir.

## **GELECEĞE DÖNÜK ÇALIŞMALAR**

Bu uzun süreli araştırmada “Alan Yönlendirme” konusunda bilginin mevcut durumu kavranmış ve geliştirme gereken alanlar tesbit edildiği gibi, denenmesi gereken bir çok yeni fikir de üretilmiştir. Belli başlı çalışma konuları şöyledir;

- 1) Düşük hızda (0 hızda ) moment kontrolunun yapılabilmesi için “Dogal Alan Yönlendirme” yerine daha hızlı bir yöntem kullanılması. Bu amaçla rotor konumunu sensörsüz belirleyebilmek için yeni yöntem geliştirilmesi

Not: Bu konuyu çözmek için sensör kullanımı ve “akım modeli ” dışında frekans enjekte etme üzerinde durulmaktadır. Frekans enjeksiyonu (sensörsüz) genellikle düşük frekanslarda yapılmakta ve duyulabilir bir gürültüye neden olmaktadır.

- 2) Yüksek hızlarda performans kaybını önlemek için geliştirilmiş bulunan yöntemin davranışını incelemek ve iyileştirmek
- 3) Parametre Ölçümü için geliştirilen yöntemleri çok sayıda ürün üzerinde sinamak ve iyileştirmek

## **DESTEKLEYEN KURULUŞ VE SONUÇLARIN UYGULANABILIRLİĞİ**

Bu projeye TUBİTAK BİLTEN de son safhasında destek vermiş eleman ve malzeme sağlanmıştır. Bu safhada geliştirilen ürünü üretime sokmak için bir firma ile görüşmeler son aşamaya gelmiştir.

## **EEAG197 No'lu Proje Çerçevesinde Tamamlanan Tez Çalışmaları**

- 1) Asım Kaygusuz, "Kalman Filtresi ile Asenkron Makinanın Rotor Akısının Gözlenmesi", İnönü Üniversitesi, 1997
- 2) Nurhan Ozan, "Alan Yönlendirmeli Asenkron Motorunun Düşük Hızlarda Kontrol Performansının Arttırılması", Fırat Üniversitesi, 1997
- 3) İlhami Çivelek, "Asenkron Motorun Elektriksel Parametrelerinin Otomatik Olarak Ölçümü ve Inverterde Wate Tanısı", Fırat Üniversitesi, 1998
- 4) Mehmet Karaköse, "Elektrik Motorlarında İníksel Büyüklüklerinin Tahmininde Bulanık Mantık Kullanımı", Fırat Üniversitesi, 2001
- 5) Hayrettin Can, "Implementation of Vector Control for Induction Drives", ODTÜ, 1999
- 6) Ahmet Bedri Özer, "Hız Duyargasız Vektör Kontrol Sisteminin Hız Kontrolünün Gerçekleştirilmesi", Fırat Üniversitesi, 2002
- 7) Ertan Murat, "Self Commissioning and online Parameter Identification of Induction Motors", ODTÜ, April 2002
- 8) Metin Akin, "Bir Vektör Kontrol Yönteminin Uygulama Hız Sınırlarının Genişletilmesi için Yontem Geliştirme", Hacettepe Üniversitesi, Eylül 2002

## **9. KAYNAKÇA**

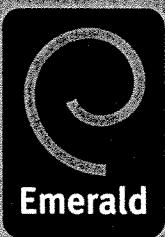
Bu çalışmada kullanılan kaynaklar ilgili bölüme ilişkin tez çalışmasının arkasında verilmiştir.

Volume 21 Number 2 2002

ISSN 0332-1649

# COMPEL

*The International Journal for Computation and  
Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*



[www.emeraldinsight.com](http://www.emeraldinsight.com)



# A new integration algorithm for flux estimation using the voltage model

Hayrettin Can and Erhan Akin

Department of Electrical Engineering, Firat University, Elazig, Turkey

H. Bulent Ertan

Electrical Engineering Department of METU

**Keywords** Induction motor, Control

**Abstract** Vector control has very good transient and steady-state performance in induction motors. Furthermore, most direct stator flux orientation methods do not need speed information and these methods are not sensitive to parameters other than stator resistance. However, the performance of these control strategies depends on accurate estimation of the stator flux. The voltage model is one of the methods used for estimating the stator flux. In this paper, we discuss the integration methods for the voltage model which have an open integration problem, and those which have magnitude and angle errors in the stator flux. We then describe a new compensator to solve the problems associated with the integrator. The limiting level in the feedback loop of this compensator is estimated by using the intersection points of the two phases of the stator flux. The proposed new compensation method, which is computationally fast, has been both simulated and implemented on an experimental system. Experimental results show excellent performance, especially near zero speed.

## Nomenclature

$U_{s\alpha\beta}$  = stator voltages in  $\alpha-\beta$  rotating reference frame which coincides with the rotor flux

$\psi_{s\alpha\beta}$  = rotor fluxes in  $\alpha-\beta$  rotating reference frame which coincides with the rotor flux

$I_{s\alpha\beta}$  = stator currents in  $\alpha-\beta$  rotating reference frame which coincides with the rotor flux

$R_s$  = stator resistance

## Introduction

Performance of a vector control system depends on accurate estimation of the magnitude and phase of the flux vector. Vector control can be realized with directly or indirectly (Ertan *et al.*, 2000). In indirect vector control, the angle of the rotor flux is determined by using either the rotor speed or the rotor position, and the slip frequency is computed in accordance with orientation conditions. In direct vector control, rotor flux is measured by using Hall sensors and search coils, or calculated by using electrical measurements. In a drive system, using a standard motor is often desirable, and use of mechanical sensors introduces space, cost and reliability problems. That is why sensorless field orientation has achieved popularity in industrial applications (Vas, 1998).



Many algorithms to estimate the flux vector have been reported (Jansen and Lorenz, 1992). One way of determining the rotor flux vector is to use the stator voltage and the stator current which is called the voltage model (Vas, 1990). In practice, the voltage model has problems at low speeds and standstill (Holtz, 1993; Hurst *et al.*, 1998). These problems arise because of the open integration process and the parameter variation of the motor. Much research is reported in the literature on the integration problems. For example, Ohtani *et al.* (1992) proposed a  $\delta$  feedback integrator, which added magnitude as a feedback to the integrator, to solve this problem. In order to decrease sampling time of the  $\delta$  feedback integrator, a moving average filter is used in another study (Xu, 1990). Moreover, in this study, dc offset in the current and voltage sensors is eliminated. Another approach, based on flux magnitude and derivative of the flux in the feedback loop, is discussed in (Burgt, 1996). A study by Bose and Patel (1997) employs a cascade connected and automatically adjusted low pass filter instead of the integrator. Bausch *et al.* (1994) used a different model at low speeds to assure that the voltage equations have the correct starting values. Silva *et al.* (1999) used a new form of implementation of low pass filter which uses a combination of a recurrent neural network trained by Kalman filter along with a polynomial neural network. The comparison of different integration algorithms such as PI feedback and  $\delta$  feedback is presented in Akin *et al.* (1998). Moreover, full or reduced order nonlinear observers, extended Kalman filters, and sliding mode observers are studied (Vas, 1998).

A  $\delta$  feedback integrator can be used to overcome the integrator drift problem, which is caused by the dc component in the measured motor back emf. However, this integrator produces magnitude and phase angle errors. These errors become significant especially when the motor runs at a frequency lower than the cutoff frequency. Hence motor drives that use a  $\delta$  feedback integrator can not be used at low speed. In this paper, a compensator for  $\delta$  feedback integrator is developed. The performance of this compensator is simulated and implemented on an experimental system.

### The Voltage model and $\delta$ feedback integrator

In the voltage model, stator flux is calculated by using equation (1), where  $u_s$ ,  $i_s$  and  $R_s$  are the stator voltage, stator current and stator resistance, respectively. The only motor parameter needed in equation (1) is the stator resistance, which can easily be measured. Hence the voltage model is less sensitive to parameter variations than the other models which need more motor parameters (Vas, 1998).

$$\psi_{sa\beta} = \int (u_{sa\beta} - i_{sa\beta} R_s) dt \quad (1)$$

In practice, the measured stator back emf contains a dc component. This dc component, no matter how small, drives the pure integrator into saturation.

There are several causes for the drift in the digitally implemented integrator:

- Numeric integration method and integration step size.
- Errors in current and voltage measurements.
- Variations in motor parameters due to temperature and frequency of the motor.
- Error introduced by finite bit length of the processor, execution time of commands, etc.
- Initial conditions of the model.

This open integrator has a stability problem. A common solution to this problem is to replace the pure integrator with a  $\delta$  feedback integrator. The transfer function and the block diagram of the  $\delta$  feedback integrator are given equation (2), and shown in Figure 1, respectively.

$$y = \frac{1}{s + \delta} x \quad (2)$$

where  $x$  is the input of the integrator and corresponds to  $u_s - i_s R_s$ , and  $y$  is the output of the integrator and corresponds to  $\psi_s$ .

Obviously, the  $\delta$  feedback integrator will produce errors in magnitude and phase angle depending on the value of  $\delta$ . These errors will be especially large when the motor runs at a frequency lower than the filter cut-off frequency. Ohtani *et al.*, 1992 showed that  $\delta$  should be on the order of magnitude of the inverse rotor time constant  $R_r/L_r$ .

In the next section a compensation method is proposed to solve the magnitude and the angle errors of the  $\delta$  feedback integrator.

### Compensation for the $\delta$ feedback integrator

In the literature, different compensation methods are proposed. Burgt (1996) proposes to use both flux magnitude and the flux derivative in the feedback loop. However, the gain of the flux magnitude feedback and the gain of the flux derivative feedback are functions of the load and the speed. Therefore the

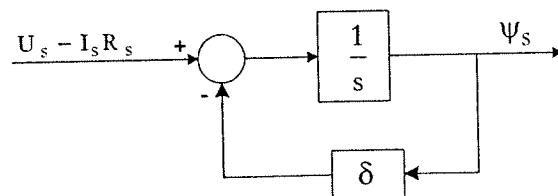


Figure 1.  
Voltage model diagram  
with a delta feedback  
integrator

performance of the system depends on the correct value of these feedback gains.

Another compensation method is proposed by Hu and Wu, 1998. In this study, a modified integrator is developed to solve the problems mentioned above. The output of this integrator is:

$$y = \frac{1}{s + \delta} x + \frac{\delta}{s + \delta} z \quad (3)$$

where  $z$  is the output of the limiter. The block diagram of the compensator is given in Figure 2.

In this compensator, if the limiting level  $L$  in the limiter is not exceeded, the output of the limiter will be equal to its input, and the modified integrator behaves like a pure integrator. If the limiting level is reached, the output of the integrator becomes

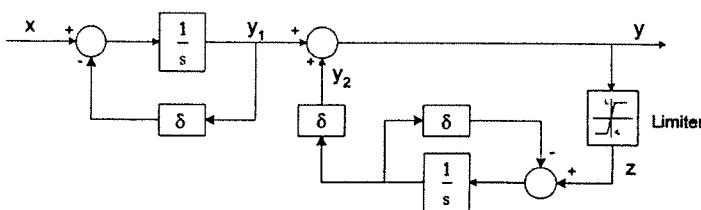
$$y = \frac{1}{s + \delta} x + \frac{\delta}{s + \delta} z(L), \quad (4)$$

where  $z(L)$  is the output of the limiter. The amplitude of  $z(L)$  is limited to  $L$ .

The main difficulty of this algorithm is determining the limiting level  $L$ . In order to eliminate the dc component of the output properly, the limiting level should be set to the actual flux amplitude. An adaptive controller is used to determine the limiting level  $L$  Hu and Wu, 1998. This method is based on the orthogonality of the motor flux and its back emf. A quadrature detector is designed to detect this orthogonality. In the next section we will describe a much simpler method to estimate the limiting level  $L$ . This new method needs very little computational time which is favorable for real-time control systems.

### A new proposed compensator

In this section we will describe a new, computationally simple method to determine the saturation level of the limiter. This method is based on the fact that the intersection points of the stator flux of phase **a** and phase **b** are  $\pi$  radians apart when there is no dc offset added to the flux, and the difference of the flux values at the intersection points gives the flux amplitude. When there is a dc offset in the stator flux, the intersection points can be used to determine



**Figure 2.**  
Block diagram of the  
compensated  $\delta$  feedback  
integrator

the value of the dc offset and the amplitude of the stator flux that is used as the limiting level. In steady state, let  $\psi_{sa}$  and  $\psi_{sb}$  denote the stator flux of phase a and phase b, respectively.

$$\psi_{sa} = A \sin(\omega t + \phi), \quad (5)$$

$$\psi_{sb} = A \sin(\omega t + \phi - 2\pi/3) + \varepsilon, \quad (6)$$

where a dc offset, denoted by  $\varepsilon$ , is added to phase b. For simplicity,  $\phi$  in equations (5) and (6) is assumed to be zero. Assuming that  $\varepsilon$  is small enough,  $\psi_{sa}$  and  $\psi_{sb}$  have two intersection points for one cycle which are denoted as  $\psi(\omega t_1)$  and  $\psi(\omega t_2)$ , respectively, and shown in Figure 3.

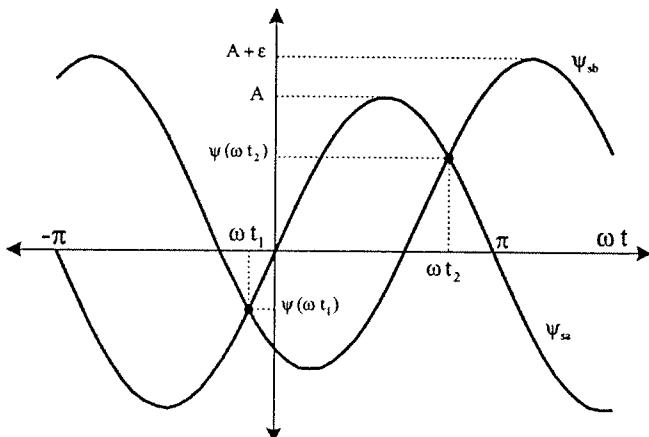
The intersection points can be determined by solving for  $\psi_{sa} = \psi_{sb}$  given in equations (5) and (6).

$$\omega t_1 = -\frac{\pi}{6} + \sin^{-1} \frac{\sqrt{3}\varepsilon}{3A}, \quad (7)$$

$$\omega t_2 = \frac{5\pi}{6} - \sin^{-1} \frac{\sqrt{3}\varepsilon}{3A}, \quad (8)$$

The flux values at the intersection points are:

$$\psi(\omega t_1) = \frac{-3A^2}{2\sqrt{9A^2 + 3\varepsilon^2}} + \frac{\varepsilon}{2}, \quad (9)$$



**Figure 3.**  
The intersection of the flux of phase a and phase b, which can be used to determine the dc offset and the amplitude of the flux

$$\psi(\omega t_2) = \frac{3A^2}{2\sqrt{9A^2 + 3\varepsilon^2}} + \frac{\varepsilon}{2}, \quad (10)$$

The dc offset can be determined by adding the values of intersection points determined in equations (9) and (10),

$$\varepsilon = \psi(\omega t_1) + \psi(\omega t_2). \quad (11)$$

The difference between the values of intersection points is:

$$\psi(\omega t_2) - \psi(\omega t_1) = \frac{3A^2}{\sqrt{9A^2 + 3\varepsilon^2}}, \quad (12)$$

and substituting  $\psi(\omega t_1) + \psi(\omega t_2)$  for  $\varepsilon$  and solving the above equations for  $A$  yields:

$$A = \frac{\psi(\omega t_2) - \psi(\omega t_1)}{\sqrt{2}} \left[ 1 + \left( 1 + \frac{4(\psi(\omega t_1) + \psi(\omega t_2))^2}{3(\psi(\omega t_1) - \psi(\omega t_2))^2} \right)^{1/2} \right]^{1/2}. \quad (13)$$

The saturation level,  $L$ , is set to  $A$  as determined by the values of the intersection points  $\psi(\omega t_1)$  and  $\psi(\omega t_2)$ . In equation (14), notice that, when there is no dc offset ( $\varepsilon = \psi(\omega t_1) + \psi(\omega t_2) = 0$ ), the amplitude of the stator flux is equal to the difference of the intersection point values ( $A = \psi(\omega t_2) - \psi(\omega t_1)$ ).

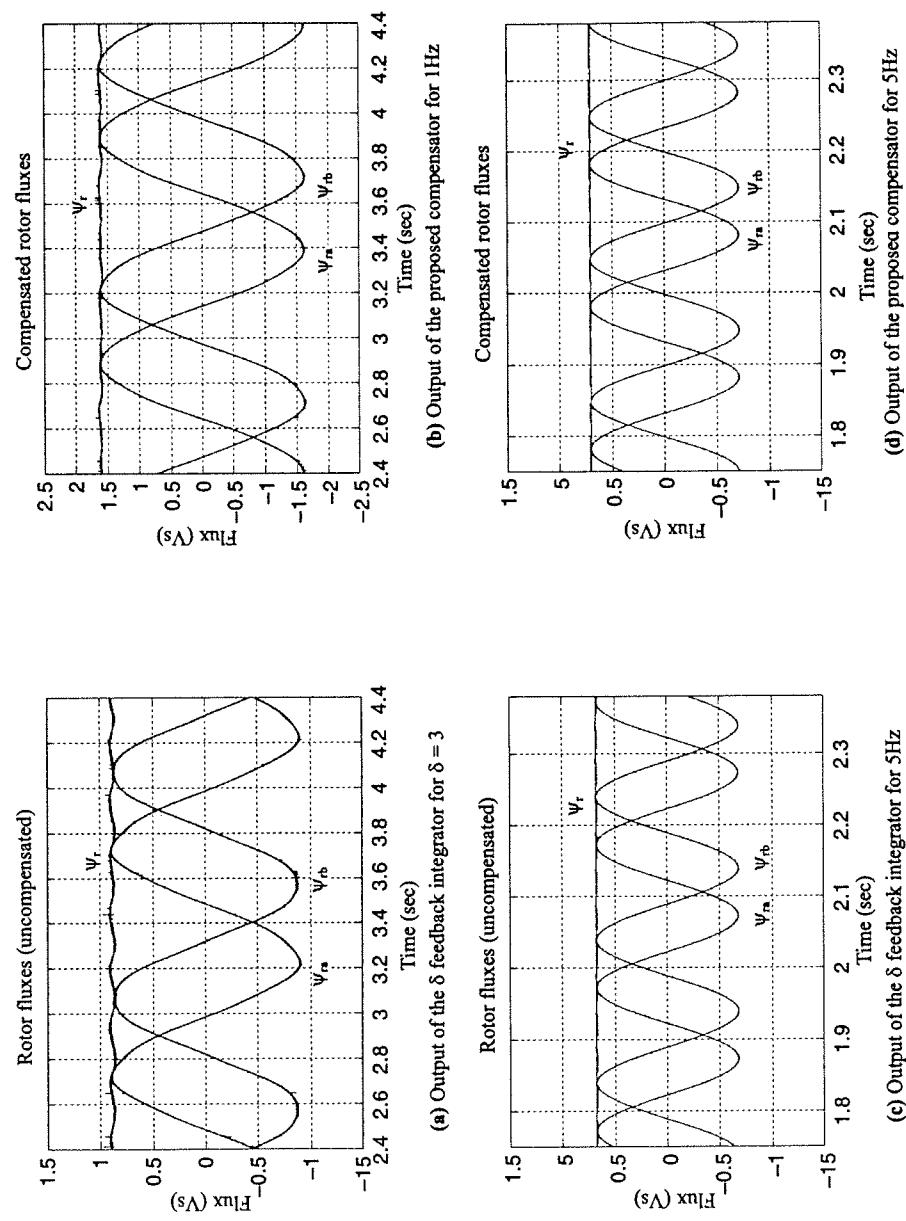
If the limiting level is set higher than the actual flux amplitude, the flux waveform may be shifted up or down due to the dc bias until the positive or negative limiting level is reached. Hence the output waveform has an ac flux component and a dc component. On the other hand, if the limiting level is set below the actual flux amplitude, the output flux waveform does not contain any dc component and the waveform is distorted.

The performance of the proposed method is verified both in dynamic and steady-state conditions. This method is simulated and implemented on an experimental system in the following sections.

### Simulation results

To assess the performance of the proposed compensator, various experiments are simulated with Matlab/Simulink. First, an induction machine model is developed in the synchronously rotating reference frame. Next, the vector control algorithm using the voltage model is added to this induction machine model. Then a compensation algorithm for the  $\delta$  feedback integrator is developed for this simulation.

Simulations are carried out to investigate steady-state performance and dynamic performance of the proposed compensator. In Figure 4a and 4b respectively, the outputs of the  $\delta$  feedback integrator and the proposed



**Figure 4.**  
Rotor flux waveform with phase a and phase b components

compensator are given for 1 Hz. As shown in these figures, the  $\delta$  feedback integrator produces a large error in both phase angle and magnitude of the rotor flux. In these figures, a fluctuation of the rotor flux can be observed, which is caused by the dc drift in  $\psi_{ra}$  and/or  $\psi_{rb}$ . The proposed compensator also reduces fluctuation in the rotor flux waveform.

Similar simulations are performed in Figure 4c and 4d for 5 Hz. During these simulations, the integrator feedback coefficient  $\delta$  is chosen to be 9.5, which is equal to  $R_s/L_r$ . Furthermore, these figures indicate that when the frequency of the rotor flux increases, the phase shift and the magnitude error of the rotor flux decrease. The dynamic performance of the proposed compensator is illustrated in Figure 5. As a result, the proposed compensation algorithm is suitable for both constant flux and variable flux conditions.

### Experimental results

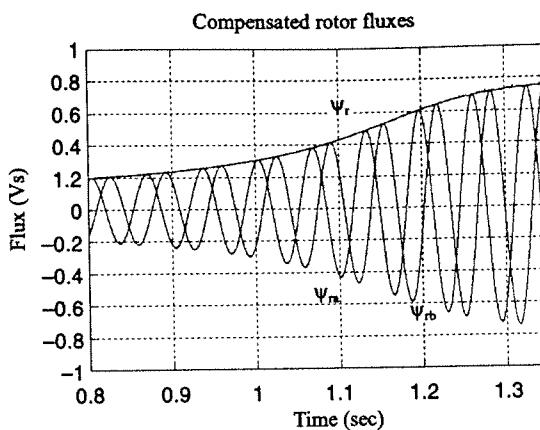
To verify the proposed compensation algorithm, an experimental setup with an asynchronous motor drive was constructed. Figure 6 shows the block diagram of the drive system, where a conventional vector control is implemented. An IGBT inverter, which is controlled by the bang-bang control algorithm, is used to drive the motor. The controller board is a DS1102 from dSPACE GmbH. The processor on the board is a Texas Instruments TMS320C31 32-bit floating point processor with a 60 ns instruction cycle. The DS1102 is also equipped with a four channel ADC (two 16-bit and two 12-bit channels), a four channel 12-bit DAC, and two incremental encoders.

In this experimental setup, LEM sensors are used for current and voltage measurements. The vector control algorithm with the proposed compensation algorithm has a execution cycle time of 50  $\mu$ s. The motor parameters are given in the Appendix.

Experiments are performed to investigate the effects of the value of  $\delta$  on the system and to determine the steady-state and dynamic performance of the proposed compensator. In Figure 7a, the output of the  $\delta$  feedback integrator is given for  $\delta = 3$ . As shown in this figure, there is a substantial fluctuation in the rotor flux waveform. The output of the proposed compensator for  $\delta = 3$  is given in Figure 7b. As shown in this figure, the rotor flux waveform has less fluctuation than the flux waveform of the  $\delta$  feedback integrator. From these figures it can be concluded that the output of the proposed compensator is less dependent on the value of  $\delta$ .

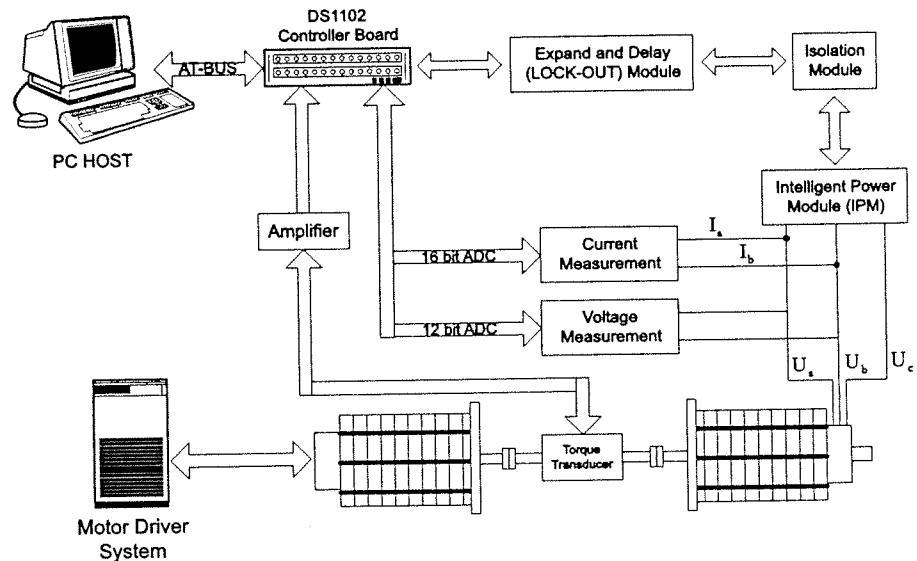
In Figure 8a,b respectively, the outputs of the  $\delta$  feedback integrator and the proposed compensator are given for 1 Hz. As shown these figures, the  $\delta$  feedback integrator produces a large error in both phase angle and magnitude of the rotor flux. These errors affect the motor torque directly. Therefore, if the  $\delta$  feedback integrator is not compensated, it causes significant errors in the motor torque, especially at low speeds. The motor torque is also directly

**Figure 5.**  
Output of the proposed compensator on variable flux condition

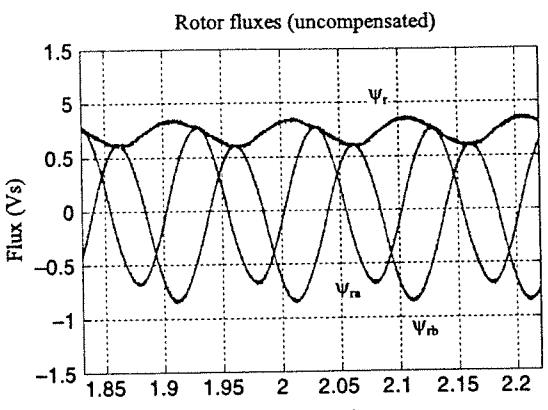


affected by fluctuation of the rotor flux. As shown in Figure 8a,b, the proposed compensator significantly reduces the fluctuation in the rotor flux.

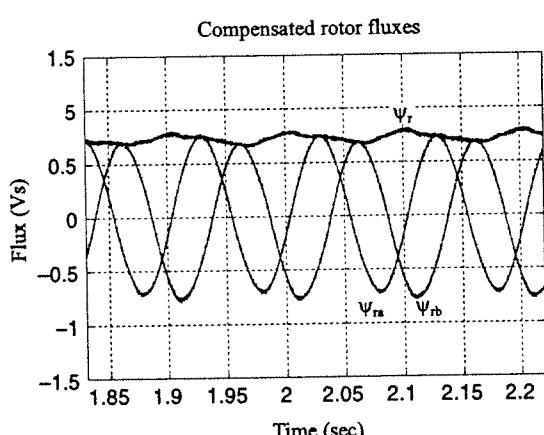
Similar results are shown in Figure 8c,d for 5 Hz. During these implementations, the integrator feedback coefficient,  $\delta$ , is chosen as 9.5 ( $R_s/L_r$ ). The experimental result of the proposed compensator for variable rotor flux are illustrated in Figure 9.



**Figure 6.**  
Block diagram of the experimental setup



(a)

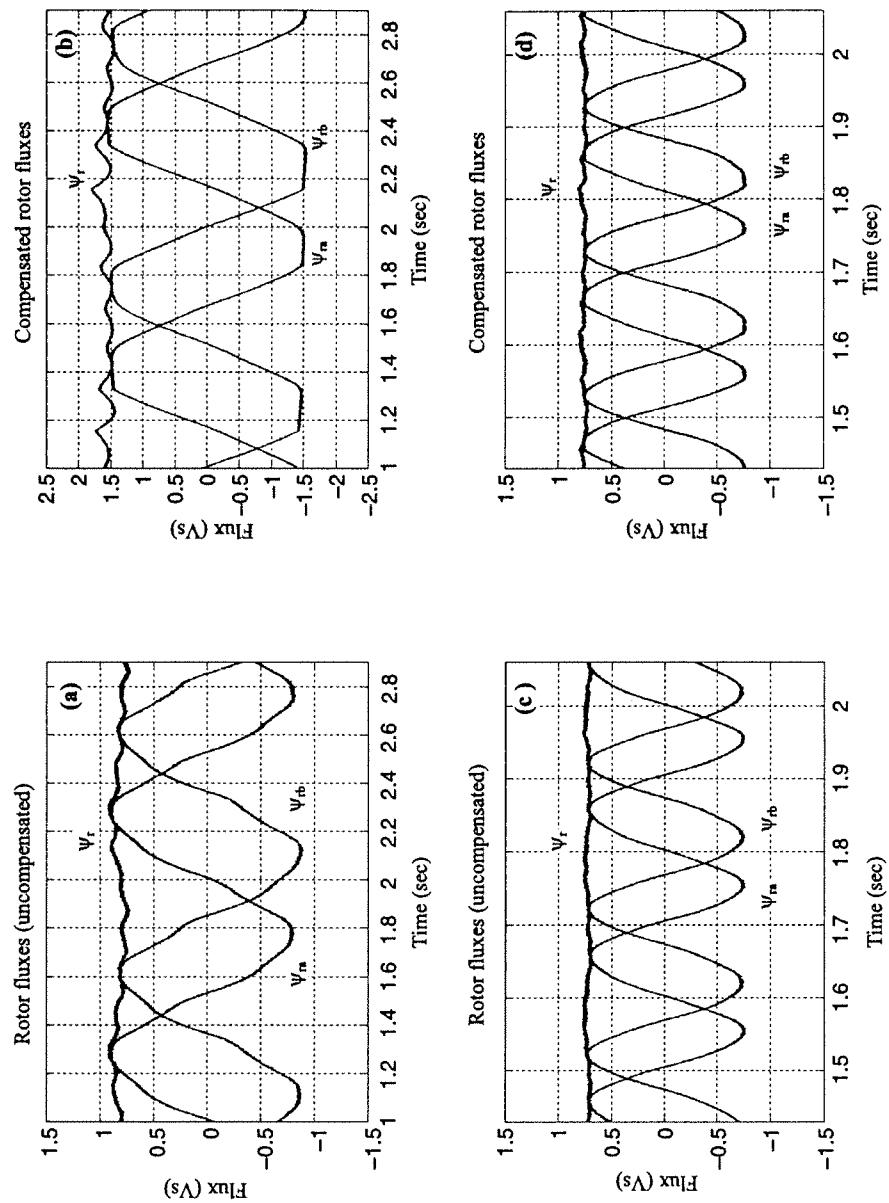


(b)

Figure 7.  
Rotor flux waveform  
with phase **a** and phase  
**b** components (a) Output  
of the  $\delta$  feedback  
integrator for  $\delta = 3$  (b)  
Output of the proposed  
compensator for  $\delta = 3$

## Conclusion

A new compensation algorithm is proposed to calculate the flux vector in the vector control of induction motors with the voltage model. Estimating the rotor flux using a  $\delta$  feedback integrator leads to magnitude error and phase shift, especially at low speeds. To overcome this problem, a new compensator, which is effective in dynamic and steady-state conditions, is proposed. The performance of this method is based on determining the limiting level in the limiter of the compensator. The limiting level is calculated based on the intersection points of the rotor flux of phase **a** and phase **b**. The limiting level of the limiter is predicted before the waveform reaches its peak value for every

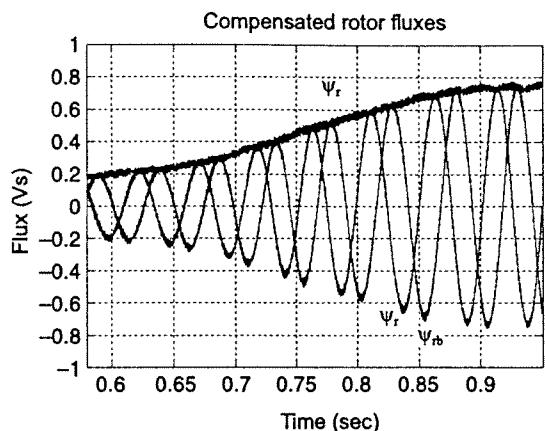


**Figure 8.**  
 Rotor flux waveform with phase **a** and phase **b** components (a) Output of the  $\delta$  feedback integrator for 1 Hz (b) Output of the proposed compensator for 1 Hz (c) Output of the  $\delta$  feedback integrator for 5 Hz (d) Output of the proposed compensator for 5 Hz

Integration  
algorithm for  
flux estimation

263

**Figure 9.**  
The experimental result  
of the proposed  
compensator for variable  
rotor flux



half cycle of the stator flux. The new method is computationally very efficient and can be implemented easily. Moreover, the fluctuation of the torque is significantly reduced by using this method. The performance of the proposed algorithm is verified by simulation and experiment.

References

- Akin, E., et al., (1998), "Comparison of integration algorithms for vector control", *ICEM-98*, Vol. 3, pp. 1626-31 Istanbul.
- Bausch, H., et al., (1994), "Torque control of synchronous and asynchronous drives without mechanical sensors", *Proceedings of ICEM 94*, Vol. 1, pp. 220-5.
- Bose, B.K. and Patel, R.N. (1997), "A programmable cascaded low pass filter based flux synthesis for a stator flux oriented vector controlled induction motor drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 44, pp. 140-3.
- Burgt, J.V.D. (1996), "The voltage/current model in field-oriented AC drives at low flux frequencies", PhD. thesis.
- Ertan, H.B., et al. (2000), *All Modern Electrical Drives*, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht.
- Holtz, J. (1993) "Speed estimation and sensorless control of AC drives", *Proceeding of IECON93*, pp. 649-54.
- Hu, J. and Wu, B. (1998) "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13 No. 5, pp. 969-77.
- Hurst, D.K., et al., (1998), "Zero speed tacholess IM torque control: simply a matter of stator voltage integration", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34 No. 4, pp. 790-5.
- Jansen, P.L. and Lorenz, R.D. (1992), "A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives", *IEEE-IAS Annu. Meet. Conf. Rec.*, pp. 570-7.
- Ohtani, T., Takada, N. and Tanaka, K. (1992), "Vector control of induction motor without shaft encoder", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28 No. 1, pp. 152-65.
- Silva, E.B., Bose, B.K. and Pinto, J.O. (1999) "Recurrent-neural-network-based implementation of a programmable cascaded low-pass filter used in stator flux synthesis of vector-controlled

induction motor drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46 No. 3,  
pp. 662-5.

Vas, P. (1990), *Vector Control of AC Machines*, Oxford University Press, Oxford.

Vas, P. (1998), *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, Oxford.

Xu, X. (1990), "Stator flux orientation a robust control technique for induction machines", PhD.  
thesis University of Wisconsin.

**Appendix. Parameters of the test motor**

Power rating: 3 Hp, 4 pole

Rated voltage: 380 V, Y connected

Stator resistance (25°C): 2.8 Ohm

Referred rotor resistance (25°C): 2.2 Ohm

Stator leakage inductance: 15.1 mH

Rotor leakage inductance: 15.1 mH

Mutual inductance: 215.2 mH

Volume 21 Number 2 2002

In 2002 this journal will consist of 4 printed issues delivered in 4 despatches  
+ Internet Online Publishing with Archive, Active Reference Linking, Key Readings,  
Institution-wide Licence, E-mail Alerting Service and Usage Statistics

## Contents

### Number 2

- 167 Access to *COMPEL* online
- 168 Editorial advisory board
- 169 Abstracts and keywords
- 173 Simulation of submicron pseudomorphic AlGaAs/InGaAs/GaAs high electron mobility transistors  
Nadia Lamari, Mohamed Mfitih and Nabil Nassif
- 193 ANN-based automatic contingency selection for electric power system  
K.L. Lo, W.P. Luan, M. Given, M. Bradley and H.B. Wan
- 208 Improvement of power systems damping using genetic algorithms aided proportional plus derivative output feedback for TCSC  
Y.J. Lin and K.L. Lo
- 223 Design optimization of a non-linear magnetic media system using finite element analysis and Taguchi method  
S.X. Chen, T.S. Low and P.B. Leow
- 235 Time-energy optimal control of vector controlled induction motor  
Hasan Alli and Mehmet İlyas Bayindir
- 252 A new integration algorithm for flux estimation using the voltage model  
Hayrettin Can, Erhan Akin and H. Bulent Ertan
- 265 Ferroresonance in electrical systems  
A.G. MacPhee, S. McKee and R.R.S. Simpson
- 274 An efficient time discretization procedure for finite element-electronic circuit equation coupling  
Patrick Dular and Patrick Kuo-Peng
- 286 Reducing the complexity order of the algorithms for magnetic field nonlinear problems  
Urina Munteanu, Cătălin Ciobotaru and Daniel Ioan
- 296 Finite element simulation of a magnetic brake with a soft magnetic solid iron rotor  
Herbert De Gersem and Kay Hameyer
- 307 Recent developments in sensorless and quasi-sensorless drives  
P. Vas, M. Rashed, A.K.M. Joukhadar and C.H. Ng
- 323 Sensorless induction motor and permanent magnetic synchronous motor drives using natural field orientation  
P. Vas, M. Rashed, A.K.M. Joukhadar and C.H. Ng
- 338 Field-weakening in high-performance PMSM drives  
M. Zordan, P. Vas, M. Rashed, C.H. Ng, S. Bolognani and M. Zigliotto



[www.emeraldinsight.com](http://www.emeraldinsight.com)



Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi

## *TOK'2000*

### OTOMATİK KONTROL ULUSAL TOPLANTISI

21-22 EYLÜL 2000

HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ BEYTEPE KAMPÜSÜ  
ANKARA

## BİLDİRİLER KİTABI

### DERLEYENLER

Turhan Çiftçibaşı  
Alper Uraz  
Hüseyin Demircioğlu  
Yakup Özkanç

### DÜZENLEYEN KURUMLAR

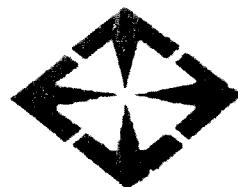
HACETTEPE  
ÜNİVERSİTESİ



DOĞUŞ  
ÜNİVERSİTESİ



BAŞKENT  
ÜNİVERSİTESİ



TÜBİTAK



ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI ANKARA SUBESİ

<u>BİLDİRİ</u>	<u>Sayfa</u>
"Deneysel Çok Değişkenli Bir Sistemin Dayanıklı Denetim Uygulaması" Dağhan Çandır, Eşref Eşkinat	64
"Universal Haberleşme Güç Kaynaklarının Sayısal Denetimi" Yiğit Çadircı, A. Yafavi, K. Kutluay, İşık Çadircı	72
"Yükseltici Tip Bir Dönüştürücü Devrede Güç Katsayısının Bulanık Denetimle Düzeltilmesi" Servet Tuncer, Yetkin Tatar	77
"Yürüyen Dalga Tip Ultrasonik Motorun Sürülmesi ve Hız Kontrolünün Geçekleştirilmesi" Erdal Bekiroğlu	82
"İki Esnek Kirişli Bir Robot Kolanının Uç Noktasının Denetimi" Gülay Öke, Yorgo İstefanopoulos	90
"Sinir Ağları Kullanarak Yürüyen Robot Denetimi" Şahin Yıldırım, Şeref Sağıroğlu	98
"Tam Aktif İnsan-Robot Etkileşiminin Hareketli Robot Üzerinde Uygulanması" Ali Şafak Sekmen, Zafer Bingöl	102
"AC-AC Çeviriciden Beslenen Üç Fazlı Asenkron Motorun Kayma Regülasyonu Kullanarak Hız Kontrolü" Sedat Sümer	107
"Hız Duyargasız Vektör Kontrol Gerçekleştirilmesi" A. Bedri Özer, Hayrettin Can, Erhan Akın	112
"Vektör Kontrollü Asenkron Motorun Minimum Zaman-Enerji Kontrolu" Hasan Alli, Mehmet İlyas Bayındır, Mehmet Özdemir, Hayrettin Can	119
"Sinir Ağlarıyla Buhar Isıtımı Kazan Denetimi" Uğur Halıcı, Kemal Leblebicioğlu, Canan Özgen, Serhat Tuncay, Mustafa T. Dokucu	127
"Bulanık ve Nöral Kontrol Teknikleri üzerine Deneysel Bir Sınaması." Cihan Karakuş	133

# HIZ DUYARGASIZ VEKTÖR KONTROL GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

A. Bedri ÖZER

Bilgisayar Mühendisliği Bölümü  
Fırat Üniversitesi  
23119-ELAZIĞ  
E-mail : bozer@firat.edu.tr

Hayrettin CAN

Bilgisayar Mühendisliği Bölümü  
Fırat Üniversitesi  
23119-ELAZIĞ  
E-mail : hcan@firat.edu.tr

Erhan AKIN

Bilgisayar Mühendisliği Bölümü  
Fırat Üniversitesi  
23119-ELAZIĞ  
E-mail : eakin@firat.edu.tr

Anahtar Kelimeler: Vektör Kontrol, Duyargasız Kontrol , Asenkron Makina

**ÖZET:** Maliyet ve bakım gerektirmeme gibi koşullarda avantajları olan asenkron makinaların, hız ve moment kontrolünde doğru akım makinalarına göre dezavantajları vardır. Asenkron makinaları kontrol bakımından doğru akım makinalarına benzer hale getirebilmek için vektör kontrol uygulanmaktadır. Vektör kontrol hız ve veya konum bilgisine ihtiyaç duymaktadır. Bunun için kullanılan hız ölçütleri ise sistemin güvenilirliğini azaltıp aynı zamanda ek maliyet getirirler. Bu çalışmada motorun ölçülebilen elektriksel büyüklüklerinden yararlanarak sistemin hızını düşük hızlarda da doğru bir şekilde tahmin eden bir algoritma geliştirilmiştir.

## I. GİRİŞ

Asenkron makinalar birim hacim başına verdikleri güç bakımından, maliyetleri bakımından diğer motorlara üstünlük sağlarlar. Özellikle sincap kafesli asenkron makinalar bu üstünlüklerinin yanı sıra bakım gerektirmeme ve çevresel koşullardan (nem, toz vb.) daha az etkilenme gibi özelliklere sahiptirler. Bu tip motorlar alan zayıflatmalı çalışma durumunda verimli olarak ulaşabildiği yüksek hızlardan dolayı da diğer motorlarla baş edebilecek durumdadır.[1].

Asenkron makinanın dezavantajlarına gelince; Bu tip motorların hız ve moment kontrolü doğru akım motorlarına göre daha güçtür. Bilindiği gibi doğru akım makinalarının momenti endüvi akımı ve uyarma akısı ile kontrol edilebilmektedir ve bu iki bileşen birbirinden bağımsızdır. Benzer bir yöntem asenkron makinalarda doğrudan görülmemektedir.

Değişken hızlı sürücü sistemlere sahip asenkron motorlu düzeneklerde ilk olarak skalar kontrol yöntemleri kullanılmıştır. Skalar yöntemlerin kullanıldığı bu tip düzeneklerin performansı doğru akım motorlu sürücülerden elde edilen performansa ulaşamamaktadır.

Asenkron motorlu düzenekleri doğru akım motorlu düzeneklerde olduğu gibi kontrol edebilmek için asenkron makinanın moment bileşenlerinin ayrıstriilmiş olduğu bir yönteme

gereksinim vardır. Hasse ve Blaschke tarafından ortaya atılan alan yönlendirme yöntemi ile asenkron makinanın momenti birbirinden bağımsız akı ve moment bileşenleri üzerinden kontrol edilebilmektedir[2,3]. Vektör kontrol veya transvektör kontrol isimlerinin de kullanıldığı bu yöntem temel olarak tüm döner alanlı makinalara uygulanabilemektedir. Vektör kontrol doğrudan ve dolaylı alan yönlendirme olarak iki değişik şekilde gerçekleştirilebilmektedir. Vektör kontrol sayesinde asenkron motorlar doğru akım motorlarındakine benzer şekilde kontrol edilebilmektedir. Böylece asenkron makinanın bir dezavantajı da ortadan kalkmaktadır.

Son yıllarda yüksek performanslı asenkron motor sürücüler için hız duyargasız konum kontrolü yöntemleri üzerinde durulmaktadır. Motor mili üzerindeki hız duyargasını ortadan kaldırarak maliyet avantajı, hız duyarlı kablosunun ortadan kalkması ve mekanik bileşenlerden dolayı güvenilirlikte de artış sağlanmaktadır.

Hız duyargasız kontrol gerçekleştirmek için ilk olarak özel dizayn edilmiş makinalar yapılmıştır. Bu yöntemde çözüm sağlanmasına rağmen endüstride yaygın kullanılan standart motorlar göz önüne alındığında bu yöntemin verimli olmadığı görülmüştür[4].

Son yıllarda yapılan çalışmalar yazılan makale ve yayınlar ile sunulan konferanslar incelendiğinde hız duyargasız asenkron makinanın tüm problemlerine çözüm bulabilecek standart bir yöntem üzerinde çalışmalar devam etmektedir[5,6]. Bir çok bilim adamı ve araştırmacı kendi yöntemlerini yayılmıştır, bir çok firma bu konuda kendi ürününü çıkarmıştır fakat hiç birinin her yönyle mükemmel bir uygulama sağlayamadığı görülmektedir. Hız duyargasız kontrol yapabilen metodlar kullanılan yöntemlerdeki benzerlik açısından 5 ana gruba ayrılabilir[5].

- 1) Hız tahmin ediciler
- 2) Model Referans Adaptif Sistem
- 3) Hız gözlemleyicileri
- 4) Kalman Filtresi Tekniği
- 5) Rotor oluklarındaki dalgacıklar

Bu çalışmadaki yöntem ilk gruba girmektedir.

Bu çalışmanın amaçları aşağıdaki gibidir: Düşük güç seviyesindeki sürücülerde (birkaç KW'lik) hız duyargasının maliyeti motorun maliyetinden kat kat fazla olabilmektedir. Bu dezavantajın hız duyargası kullanmayarak giderilmesi gerekmektedir. Bazı uygulamalarda deney düzeneğinde hız duyargası için yer olmayabilir veya koşullar hız duyargası kullanımına izin vermeyecek şekilde olabilir. Hız duyargasız çalışma bu sorunu da çözmeliidir. Diğer bir nokta ise gürültüden dolayı meydana gelmektedir. Akım, gerilim ve diğer ölçümlelerde ölçüm sürücünün içinde yapılmaktadır. Uzun kablodan kaynaklanan gürültü problemi oluşmaktadır. Eğer motorun sıcaklığı ölçülecekse bunu filtrelemek kolaydır. Fakat hız duyargası makinanın mili üzerindedir. Bunun anlamı metrelerce kablo kullanılmasıdır. Endüstriyel koşullarda analog bir girişe sahipseniz bunu standartlara uygun hale getirmek gerçek bir problem olarak karşımıza çıkabilir.

Hız duyargasız bir sistemin tam başarılı sayılabilmesi için aşağıdaki şartları sağlaması gerekmektedir.

- Düşük hız bölgesinde çalışabilmesi
- Frenmede çalışabilmesi
- Alan zayıflatma modunda çalışabilmesi
- Parametre değişimine karşı kararlılık göstermesi
- On-line parametre tanımlanması yapılması
- Saturasyon (doyum) etkisinin dikkate alınması
- Örneklemdeki gecikme etkisinin hesaba katılması
- Statik doğruluk ve hız tanımlanması
- Dinamik yük altındayken beklenmedik hız değişimi olduğunda uyum sağlama
- Dead-time'ı göz önüne alma
- Deri olayının hesaba katılmış olması
- Doğru tip sayısal integrasyon metodunun seçilmiş olması
- PI kontrolör tipinin seçimi
- PWM'deki akım ölçümünü doğru sonuç verecek şekilde eş zamanlı yapmak

## II. ASEKRON MAKİNANIN DUYARGASIZ HIZ KONTROLÜ

Alan yönlendirmeli kontrol sistemleri rotor hızını ölçmek için motor miline bağlı elektromekanik hız dönüştürücü kullanırlar. Kullanılan bu dönüştürücü mekaniksel sürücüye engel olur ve asenkron motorun mekaniksel basitliğini ve sağlamlığını genel karakteristiğini bozar. Bu sebeplerden dolayı hız duyargasız bir sistem tercih edilir. Hız duyargası olmayan bir çok asenkron motor sürücü sistemi yakın zamanda yapılmıştır. Bu çalışmada hız duyargasız sürücü sistem gerçekleştirilirken sadece akım duyargası kullanılmıştır.

### Rotor Hızının Bulunması

#### A. Geleneksel hız hesaplama metodları

Rotor akısını hesaplamak için iki farklı denklemden yararlanılabilir.

$$\lambda_r = \frac{L_r}{L_m} (v_s - R_s i_s - \sigma L_s i_s) \quad (1)$$

ve

$$\dot{\lambda}_r = \left( \frac{-1}{T_r} I + w_r j \right) \lambda_r + \frac{L_m}{T_r} i_s. \quad (2)$$

İlk denklem rotor hızını içermemektedir. İkinci denklem ise içermektedir. Bu iki denklem kullanılarak rotor hızı hesaplanabilir. İlk olarak rotor akı vektörünün elektriksel açısı  $\theta$ 'yi tanımlarsak

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_{qr}}{\lambda_{dr}} \right) \text{ dir.} \quad (3)$$

Bu denklemin türevi alınırsa

$$w = \dot{\theta} = \frac{\lambda_{dr} \dot{\lambda}_{qr} - \lambda_{qr} \dot{\lambda}_{dr}}{\lambda_{dr}^2 + \lambda_{qr}^2}. \quad (4)$$

$\lambda_{dr}$  ve  $\lambda_{qr}$  denklem (2)'de yerine konulursa

$$w_r = w - \frac{L_m}{T_r} \frac{(i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr})}{\lambda_{dr}^2 + \lambda_{qr}^2} \quad (5)$$

elde edilir.

Denklem (5) anlık rotor hızı  $w_r$ 'nin rotor akısının hesaplanması ile bulunabileceğini göstermiştir. Rotor akısı hesaplanması dayandırılmış hız ölçme yönteminde iki sorunla karşılaşmaktadır. Birincisi ideal bir integratöre gereksinim duyması ikincisi ise parametre değişimi karşısındaki hassasiyete özellikle düşük hızlarda etkisi büyük olan stator direncine olan bağımlılıktır. Senkron hızın % 10'undan daha düşük hızlarda bu tip hız hesaplama algoritmasının iyi sonuç vermediği bilinmektedir.

Burada  $i_s$  stator akımı,  $v_s$  stator gerilimi,  $\lambda_r$  rotor akısı,  $R_s$  stator direnci,  $R_r$  rotor direnci,  $L_s$  stator öz induktansı,  $L_r$  rotor öz induktansı,  $L_m$  ortak induktansı  $w_r$  rotorun açısal hızı,  $T_r = (L_r/R_r)$  rotor zaman sabiti,  $\sigma = 1 - (L_m^2/L_s L_r)$  kaçak katsayı,  $dq$  ise senkron hızda dönen referans çatıdır.

#### B. Stator akısı yardımıyla hız tahmini

Hızı basit bir şekilde hesaplamak ve parametre bağımlılığını azaltmak için rotor akısı yerine stator akısı kullanılır. Bunun yanında stator gerilimleri ölçmek yerine inverterin anahtarlama konumuna göre tahmin edilebilir. Bu yüzden aşağıda bahsedilen metodda sadece akım

duyargaları kullanılacaktır. İlk olarak stator akısı hesaplanır.

$$\hat{\lambda}_s = \int (v_s - R_s i_s) dt \quad (6)$$

$$\text{burada } \hat{\lambda}_s = [\hat{\lambda}_{ds}, \hat{\lambda}_{qs}]^T.$$

İkinci olarak stator açısı aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\hat{\lambda}_{qs}}{\hat{\lambda}_{ds}} \right) \quad (7)$$

Üçüncü olarak stator açısının türevi alınarak senkron hız hesaplanırsa

$$w = \dot{\theta} = \frac{\hat{\lambda}_{ds} \hat{\lambda}_{qs} - \hat{\lambda}_{qs} \hat{\lambda}_{ds}}{\hat{\lambda}_{ds}^2 + \hat{\lambda}_{qs}^2} \quad (8)$$

Son olarak yukarıdaki denklem birinci dereceden ileri yönlü fark denklemi kullanılarak örneklenmiş data modeline dönüştürülürse

$$\hat{w}(k) = \frac{\hat{\lambda}_{ds}(\hat{\lambda}_{qs}(k) - \hat{\lambda}_{qs}(k-1)) - \hat{\lambda}_{qs}(\hat{\lambda}_{ds}(k) - \hat{\lambda}_{ds}(k-1))}{T(\hat{\lambda}_{ds}^2 + \hat{\lambda}_{qs}^2)} \quad (9)$$

$$\hat{w}(k) = \frac{\hat{\lambda}_{ds}\hat{\lambda}_{qs}(k) - \hat{\lambda}_{ds}\hat{\lambda}_{qs}(k-1) - \hat{\lambda}_{qs}\hat{\lambda}_{ds}(k) + \hat{\lambda}_{qs}\hat{\lambda}_{ds}(k-1)}{T(\hat{\lambda}_{ds}^2 + \hat{\lambda}_{qs}^2)} \quad (10)$$

$$\hat{w}(k) = \frac{\hat{\lambda}_{ds}(k-1)\hat{\lambda}_{qs}(k) - \hat{\lambda}_{qs}(k-1)\hat{\lambda}_{ds}(k)}{T(\hat{\lambda}_{ds}^2 + \hat{\lambda}_{qs}^2)} \quad (11)$$

olarak bulunur.

Burada T örnekleme zamanıdır.

Kayma hızı da hesaplanırsa

$$w_k = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \quad (12)$$

rotor hızı  $w_r(k)$  aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\hat{w}_r(k) = \hat{w}(k) - w_k \quad (13)$$

### III. DENEY DÜZENEĞİ

Hız duyargasız vektör kontrol uygulamasında kullanılan deney düzeneğinin blok diyagramı şekil-1 de verilmiştir.

Hız duyargasız vektör kontrol bir gerçek zamanlı işaret işleme uygulaması olup deney düzeneğinde TMS320C31 sayısal işaret işlemcisi kullanılmıştır. TMS320C31 sayısal işaret işlemcisi; 32 bit floating point, 60 MHz olup 4 adet yüksek çözünürlüklü ADC ve 4 adet yüksek çözünürlüklü DAC içermektedir.

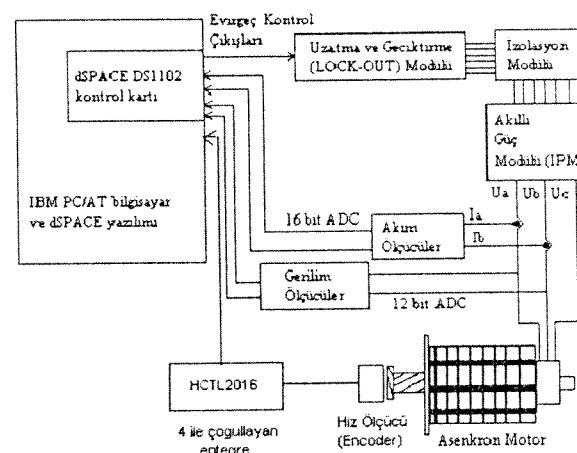
Hız duyargasız vektör kontrol uygulamasında ölçülen elektriksel büyüklüklerden geliştirilen algoritma ile hız tahmini yapılmıştır.

Aynı zamanda hız ölçücü kullanılarak tahmin edilen hızın doğruluğu gözlenmiştir. Burada kullanılan hız ölçünün hassasiyetini artırmak için ölçünün dijital çıkışını 4 ile çoğullamaya yarayan devre kullanılmıştır. Bu çalışmada kullanılan hız ölçücü 1 devirde 228 pulse vermektedir. Bu hız ölçünün çıkışı çoğullama devresine uygulandığında devrenin çıkışı 1 devirde 912 pulse vermektedir. Böylelikle hız ölçünün hassasiyeti 4 kat artırılmıştır. Hız duyargasız vektör kontrol yapılabilmesi için motorun stator akım ve gerilim bilgilerine, stator direncine, stator ve rotor kaçak endüktansları ile karşılıklı endüktans değerinin bilinmesi yeterlidir.

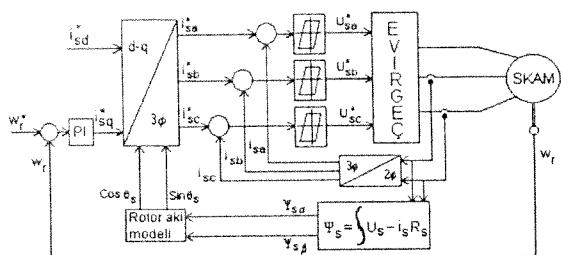
Uygulamada vektör kontrol yazılımı C programa dilinde yazılmış ve daha sonra derlenerek TMS320C31 assemblisine çevrilmiştir. Vektör kontrol yazılımının her bir çalışma döngüsü (execution loop) yaklaşık 30  $\mu$ s lik bir zaman almaktadır. Bu süre geçici durumlarda vektör kontrolün performansını ölçme açısından oldukça düşük bir süredir.

Rotor akısını hesaplamak için kullanılan akım bilgileri LEM akım modülleri kullanılarak ölçülülmüştür. Devrede kullanılan asenkron motorun etiket değerleri ve motor parametreleri aşağıda verilmiştir.

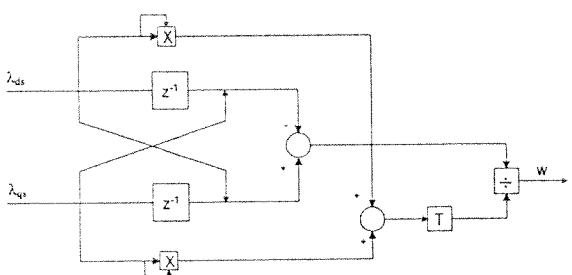
Motor gücü	: 1.5 Hp
Motor Δ/Y gerilimi	: 220/380 Volt
Stator direnci	: 7 Ohm
İndirgenmiş rotor direnci	: 6 Ohm
Stator kaçak akısı	: 0.02 H
Rotor kaçak akısı	: 0.02 H
Karşılıklı endüktans	: 0.5 H
Yük ataleti	: 0.0085 kg-m <sup>2</sup>



Şekil-1 Deney Düzeneği



**Şekil-2 Hız duyargasız vektör kontrolün blok seması**



Sekil-3 Stator hız algoritmasının blok şeması

#### IV DENEYİN YAPILISI

Deney yapılmırken ilk olarak 1 ile 7. saniye arasında bir referans değeri verilmiştir. Daha sonra 7 ile 13. saniye arasında ilk verilen referans değerinin negatif işaretlisi referans olarak verilmiştir. 13. saniyeden sonra tekrar ilk referans değer verilerek sistemin performansı incelenmiştir. Deney dört değişik referans için tekrarlanmıştır. Bu değerler  $2000\text{dev/dak}$ ,  $1000\text{dev/dak}$ ,  $250\text{dev/dak}$  ve  $150\text{dev/dak}$ 'dır.

Motor çalışır durumdayken TRACE31 yazılım programı kullanılarak motorun hız ve moment değerleri MATLAB dosyası olarak kaydedilmiştir. Daha sonra bu veriler MATLAB ortamında şekil 4-şekil 7'de gösterildiği gibi çizdirilmiştir. MATLAB'ın zoom opsyonu kullanılarak bu şekiller üzerinden motorun referans hız değerlerinde geliştirilen algoritma ile hesaplanan hız bilgisi ile hız ölçütüden alınan hız bilgisi aynı grafik üzerine çizilerek karşılaştırma imkanı sağlanmıştır.

Şekil -2 deki vektör kontrol şemasından da görüldüğü gibi girilen referans hız ile hesaplanan hızın farkı alınarak bir PI kontrol ediciye uygulanmıştır. PI kontrol edici parametreleri istenen hız performansını verecek şekilde seçilmistir.

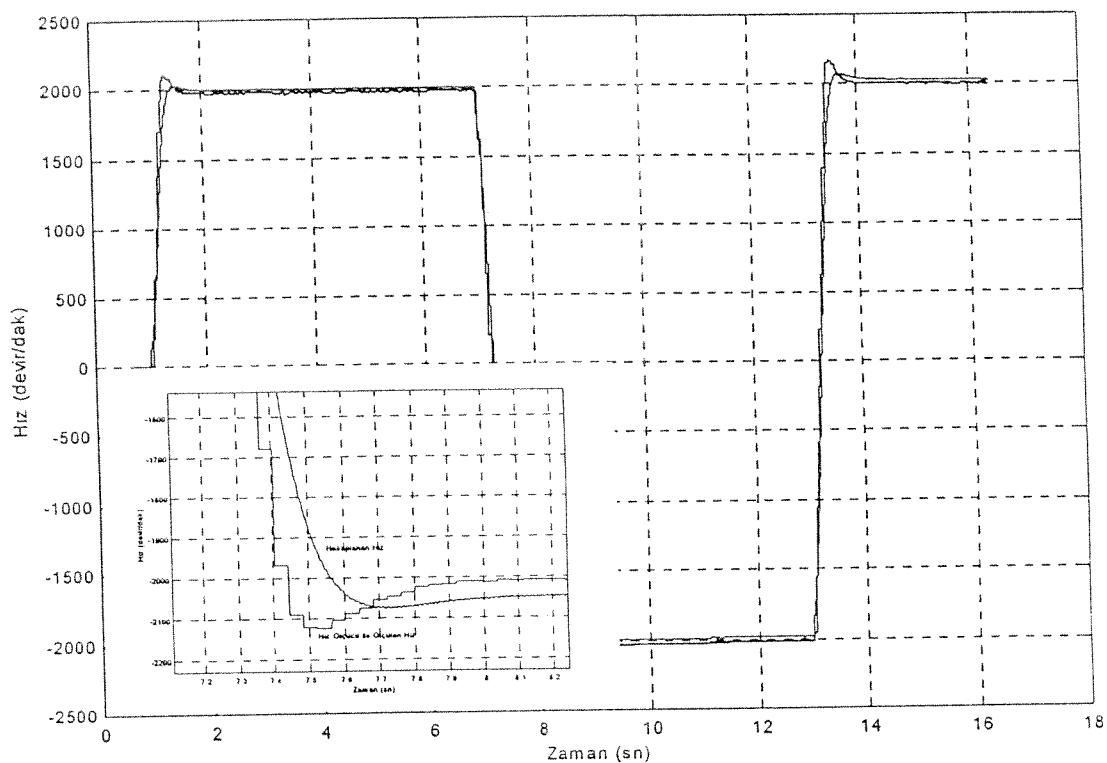
Ayrıca yapılan algoritmada hızın dış etki ve gürültülerden arındırılması için özel bir filtre dizayn edilerek sistem çıkışına uygulanmıştır. Filtreden sonra hesaplanan hız çıkışının çok daha iyi sonuc verdiği görülmektedir.

## V SONUÇ VE TARTIŞMA

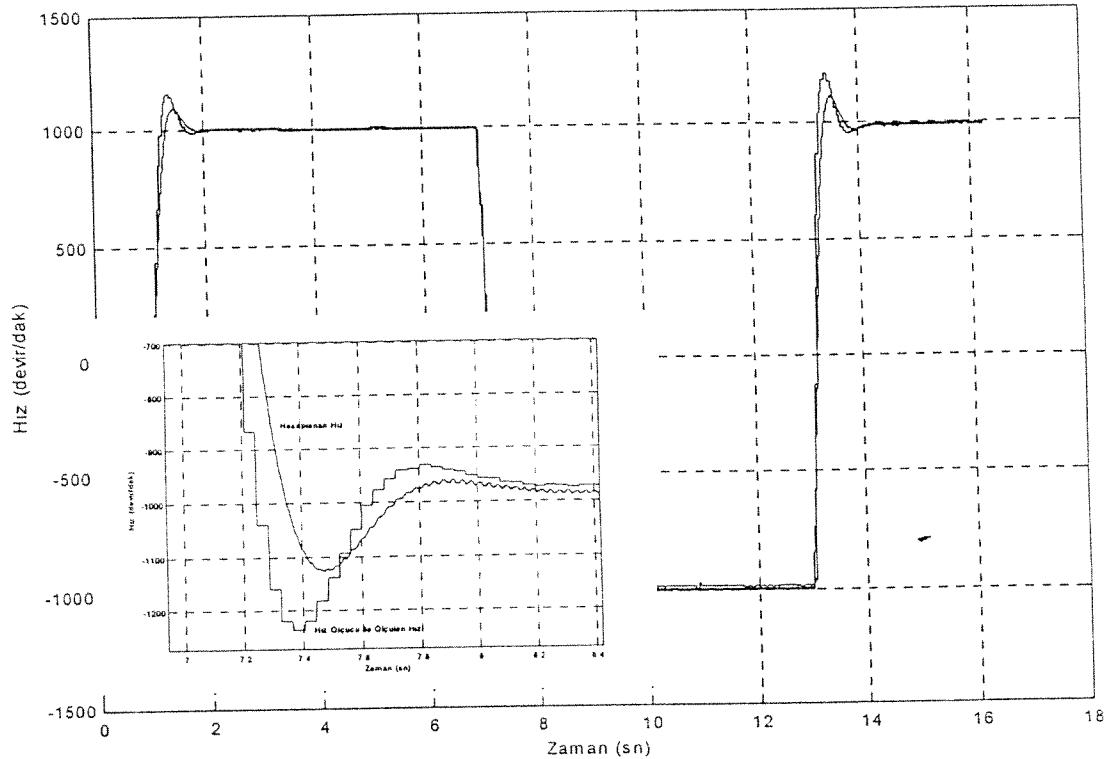
Deneyde uygulanan dört değişik referans değeri için (2000dev/dak, 1000dev/dak, 250dev/dak, 150dev/dak) hesaplanan ve ölçülen hızlar aynı grafik üzerinde aşağıda gösterildiği gibi çizilmiştir. Sonuçlardan da görüldüğü gibi gerçekleştirilen algoritma üzerinden hesaplanan hız ile hız ölçütüden alınan sonucun büyük bir doğrulukla aynı olduğu gözlenmiştir. Özellikle düşük hızlarda hız ölçütüden alınan hız bilgisindeki aşırı dalgalanmanın sebebi hız ölçütünün hassasiyetinin düşük olmasından kaynaklanmaktadır. Bu hızlarda hesaplanan hızın, hız ölçütüden aldığımız hız'a göre daha doğru sonuç verdiği de böylece görülmüştür. Nominal hızın %5'nin altındaki hızlarda: stator direncindeki gerilim düşümünün stator gerilimine göre baskın olmasından dolayı ve stator direncinin sıcaklık, deri olayı ve diğer şartlarda değişmesinden dolayı akı doğru ölçülememektedir. Bu yüzden algoritma iyi sonuç vermemektedir. Bundan sonra yapılacak çalışmalarında düşük hız bölgesindeki sonuçlar iyileştirilmeye çalışılacaktır.

Referanslar

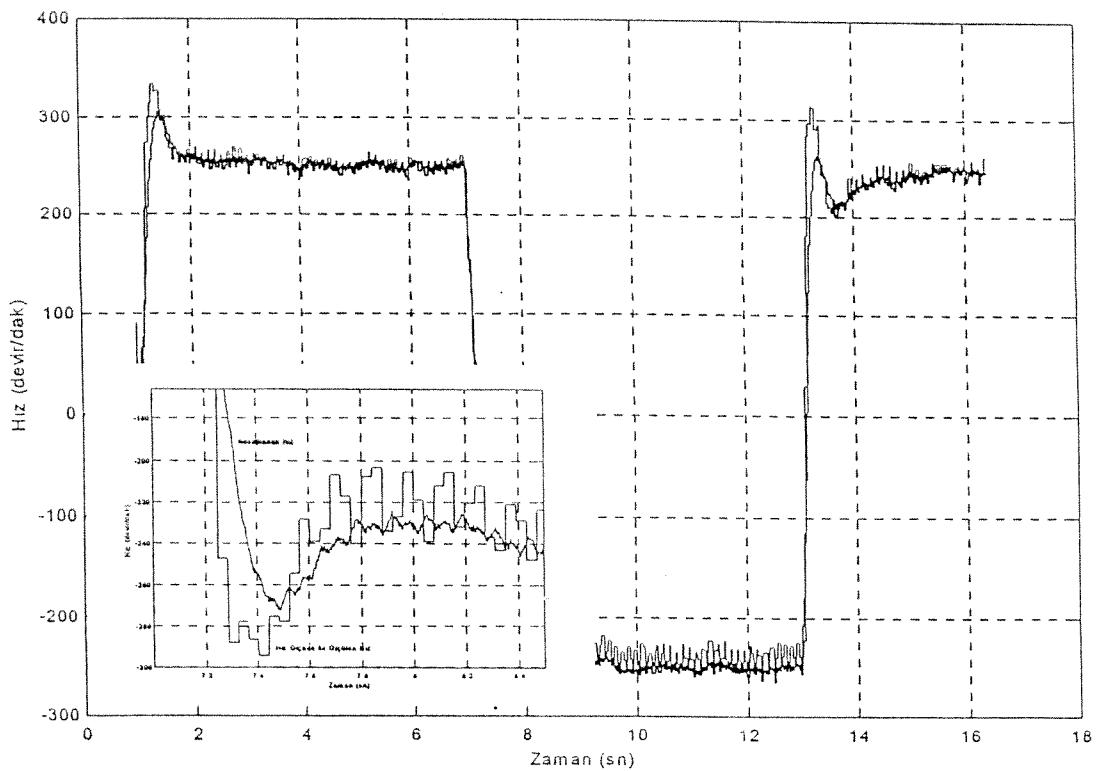
- 1) Erhan AKIN, "Stator Akısı Üzerinden Asenkron Motorun Rotor Akısı Alan Yönlendirmesi İçin Bir Yöntem" Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı Doktara Tezi, Elazığ, 1994.
  - 2) Hasse,K., Zur Dynamik drehzahlgeregelter Antriebe mit Stromrichtergespeisten Asynchronkurzschlufermotoren (1969).
  - 3) Blaschke,F., (1972). The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvektor Closed Loop Control System for Rotating Field Machines. Siemens Rev.
  - 4) Joachim Holtz , "Sensorless Position Control of Induction Motors-An Emerging Technology", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.45,no 6. December 1998
  - 5) C.Ilas,A.Betini,L.Ferrais,G.Griva,F.Profum "Comparison of Different Schemes without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drives",1994 IEEE.
  - 6) Lazhar Ben-Brahim , Atsuo Kawamura,"A Fully Digitized Field Oriented Controlled Induction Motor Drive Using Only Current Sensors", IEEE Transactions on Industrial Electronics,vol.39,no.3, June1992
  - 7) Vas Peter "Sensorless Vector and Direct Torque Control". Oxford University press,1999



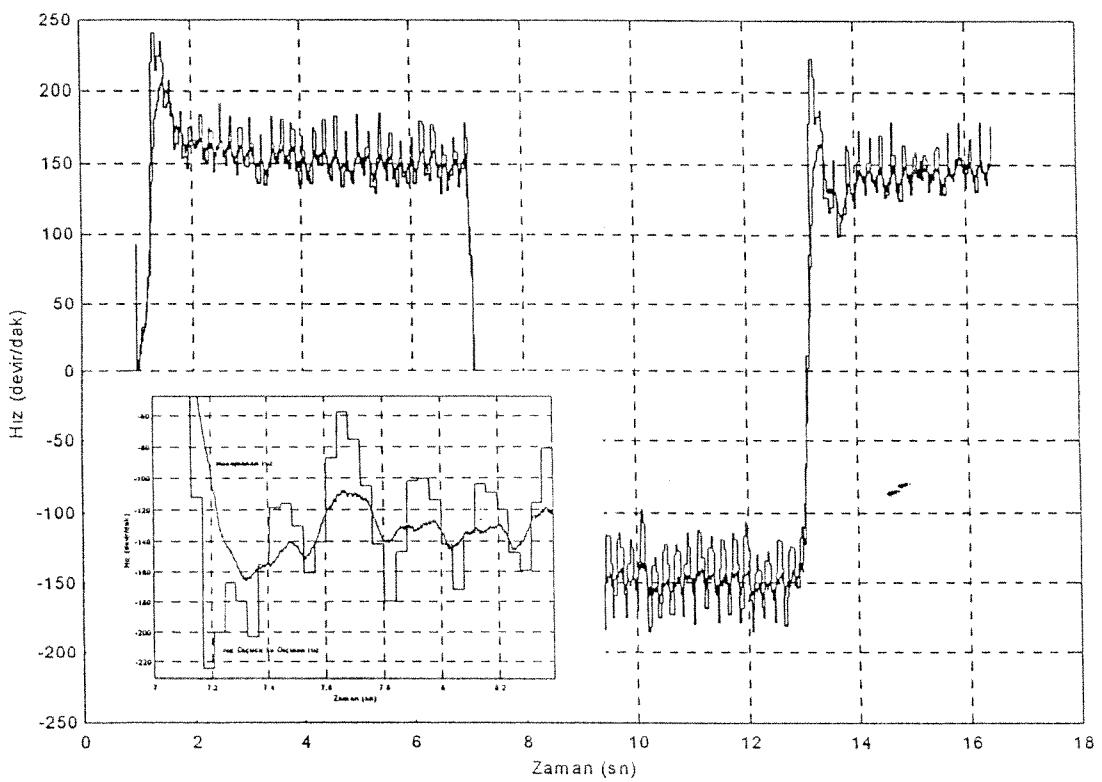
Şekil 4  $\pm 2000$  dev/dak'da hesaplanan ve ölçülen hız



Şekil 5  $\pm 1000$  dev/dak'da hesaplanan ve ölçülen hız

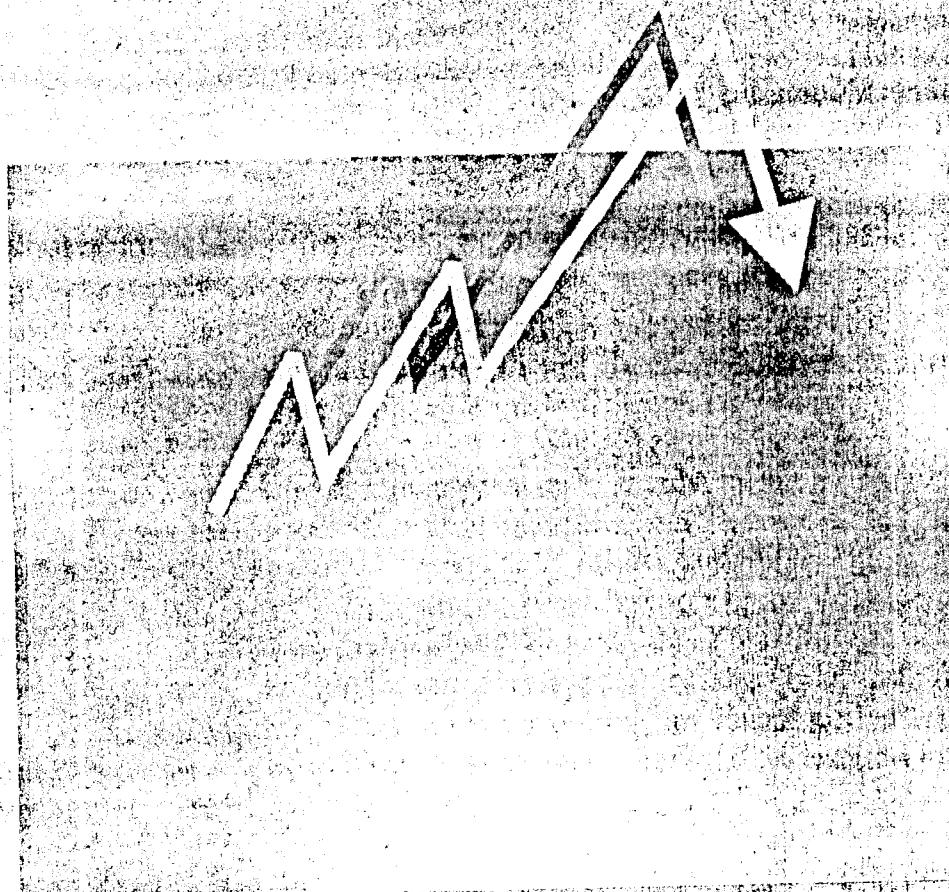


Şekil 6  $\pm 250$  dev/dak'da hesaplanan ve ölçülen hız



Şekil 7  $\pm 150$  dev/dak'da hesaplanan ve ölçülen hız

# MMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI



Elektrik-Elektronik  
Bilgisayar Mühendisliği  
Sistem Mühendisliği  
6-10 TEMMUZ 1999



## SAYISAL İŞARET İŞLEMÇİ KULLANILARAK GERÇEKLEŞTİRİLEN VEKTÖR KONTROLUN PERFORMANS DEĞERLENDİRİMESİ

**Hayrettin CAN, Erhan AKIN**  
Bilgisayar Mühendisliği Bölümü  
Fırat Üniversitesi  
23279-ELAZIĞ  
E-mail : hcan@sirat.edu.tr  
eakin@sirat.edu.tr

**II.Bülent ERTAN**  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
Orta Doğu Teknik Üniversitesi  
**ANKARA**

## ABSTRACT

Although scalar control methods for induction motor control is low cost, they have poor control characteristics and restrict inverter-motor performance. On the other hand, these restrictions disappear when field orientation is used. In this approach, motor transient performance becomes superior to other control methods, for example, output torque can be controlled to follow its reference with minimum delay and without fluctuations. In this study, the performance of the vector control is investigated for transient state conditions of induction motors. In addition, implementation of vector control has been performed in order to observe performance of the vector control.

GİRİŞ

'ektör kontrol, günümüzde bir endüstri standartı olarak kullanılmaya başlanmıştır. Alternatif akım motorlarına uygulanan bu yöntem ilk olarak 70'li yılların başında Hasse ve Blashke [1969,1972] tarafından önerildikten sonra, yaklaşık 80'li yıllarda mikroişlemci teknolojisindeki gelişmeler ve güç elektroniki元件larının hız ve güç tekniklerinin artması ile popülerliğini artırmıştır [1,4].

'ektör kontrol üzerine yapılan araştırmalar rotor akısının elirlenmesi, parametre duyarlılığı ve hız duyargasız vektör ontrol gerçekleştirilmesi üzerine güncellliğini koruyarak devam etmektedir.

İ çalışmadada hız duyarlısı ve parametre duyarlılığı en az indirgenmiş olan bir vektör kontrol algoritması erkeklestirilmiştir [3].

**. VEKTÖR KONTROL METODUNA GENEL BAKIŞ**  
 Doğru akım motorlarında moment, uyarma akısı ve endüvi kütüm bir fonksiyonudur. Uyarma akısı sabit tutularak moment, endüvi akımı ile doğrudan kontrol edilebilir. Asenkron motorun genel makine teorisinden bilinen d-q modeli üzerinden denklem (1) de görüldüğü gibi momentadesini yazacak olursak [3], aynı durum asenkron motorlarda mümkün değildir. Asenkron motorun stator kımı değiştirildiği zaman, stator akımına bağlı olarak otor akısı da değişmekte ve doğal olarak denklem (1) de

verilen moment kontrolü sadece stator akımı ile mümkün olamamaktadır.

$$T_s = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{rd} i_{sq} - \Psi_{rq} i_{sd}) \quad (1)$$

d-q: senkron olarak dönen referans çatı

$L_m$ : karşılıklı endüktans

P : kutup sayısı

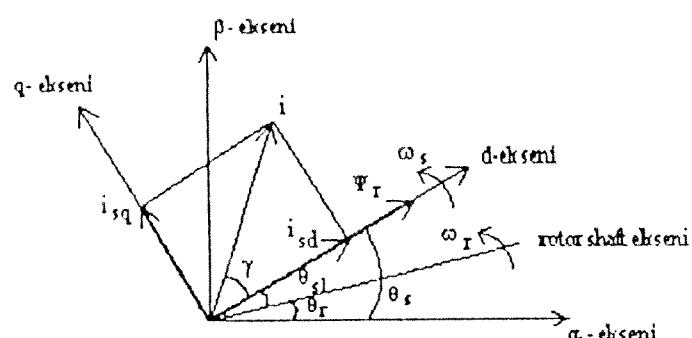
$i_{sd}$  : stotor akımının d bileşeni ( d-q ekseninde )

$i_{sq}$  : stator akımının q bileşeni ( d-q eks.

$\Psi_{rd}$ : indirgenmiş rotor akısı d bileşeni

$\Psi_m$ : indirgenmiş rotor akısı  $q$  bileşeni

Asenkron motorun duran referans çatı ve senkron olarak dönen referans çatıdaki vektör diagramı şekil-1 de verilmiştir. Bu diagramda, senkron olarak dönen referans çatının  $d$  eksenini, rotor akısı ile çakıştırılırsa rotor akısının  $q$  eksenine bileşeni sıfır olacaktır. Böylece denklem (1) de verilen moment ifadesi denklem (2) 'deki gibi ifade edilebilir



Şekil-1 Asenkron motorun d-q dönen referans çatıdaki ve  $\alpha$ - $\beta$  duran referans çatıdaki vektör diagramı

$$T_s = \frac{p}{2} \frac{3}{2} \frac{L_n}{L_i} \psi_{rd}^{-1} \dot{\gamma}_{sq} \quad (2)$$

Denklem (2) den görüldüğü gibi eğer stator akısının d ekseni bileşeni sabit tutulursa, moment stator akımının q ekseni bileşeni ile kontrol edilecektir. Denklem (3) de görüldüğü gibi rotor akısının d ekseni bileşeni, birinci

erededen bir diferansiyel denklem ile stator akımının  $i_{sd}$  ileşeni cinsinden ifade edilebilir.

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \psi_{rd} = L_m \frac{1}{\tau_r} i_{sd} \quad (3)$$

$\tau_r$  : rotor zaman sabiti

İrekli durumda  $\psi_{rd}=0$  olacağından moment ifadesi denklem (4) deki gibi yazılabilir.

$$\frac{d}{dt} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} \quad (4)$$

öylece DA motorlarındaki moment kontrolüne benzer olarak, asenkron motorlarda da moment ifadesi  $i_{sd}$  ve  $i_{sq}$  kümeleri cinsinden ifade edilebilir. Denklem (4) de elde edilen bu moment ifadesinde  $i_{sd}$  bileşeni ile rotor akısı kontrol edilebilir. Rotor akısı sabit tutulduğu takdirde motor momenti doğrudan  $i_{sq}$  bileşeni ile kontrol edilebilecektir[2]. Motor momenti doğrudan  $i_{sq}$  akımına bağlı olduğundan, motorun moment değişimlerine cevabı oldukça hızlı olacaktır. Bu çalışmada, değişen moment değerlerinde vektör kontrolün performansı üzerinde durulmuştur.

## DENEY DÜZENEĞİ

Vektör kontrol uygulamasında kullanılan deney düzeneğinin blok diagramı şekil-2 de verilmiştir.

Vektör kontrol bir gerçek-zaman işleme uygulaması olup deney düzeneğinde TMS320C31 sayısal işaret işlemcisini kullanılmıştır. TMS320C31 için bir geliştirme kartıullanılmıştır. Sayısal işaret işlemcisi; 32 bit kayan noktalı  $\pm 60$  MHz saat frekansındadır. Ayrıca geliştirme kartı üzerinde 4 adet yüksek çözünürlülük ADC ve 4 adet yüksek çözünürlülük DAC bulunmaktadır.

Bu çalışmada doğrudan vektör kontrol algoritması gerçekleştirilirken, hız bilgisine gereksinim duyulmadan rotor akısı alan yönlendirmesi yapılmıştır. Rotor akısı alan yönlendirmesinde rotor akısının hesaplanabilmesi için motorun stator akım ve gerilim bilgilerine, stator direncine, stator ve rotor kaçak endüktanslar ile karşılıklı endüktans değerinin bilinmesi gerekmektedir. Rotor akısı hesaplamasında aşağıdaki denklemler kullanılmıştır [2].

$$\Psi_{sa} = \int U_{sa} - i_{sa} R_s dt \quad (5)$$

$$\Psi_{sb} = \int U_{sb} - i_{sb} R_s dt \quad (6)$$

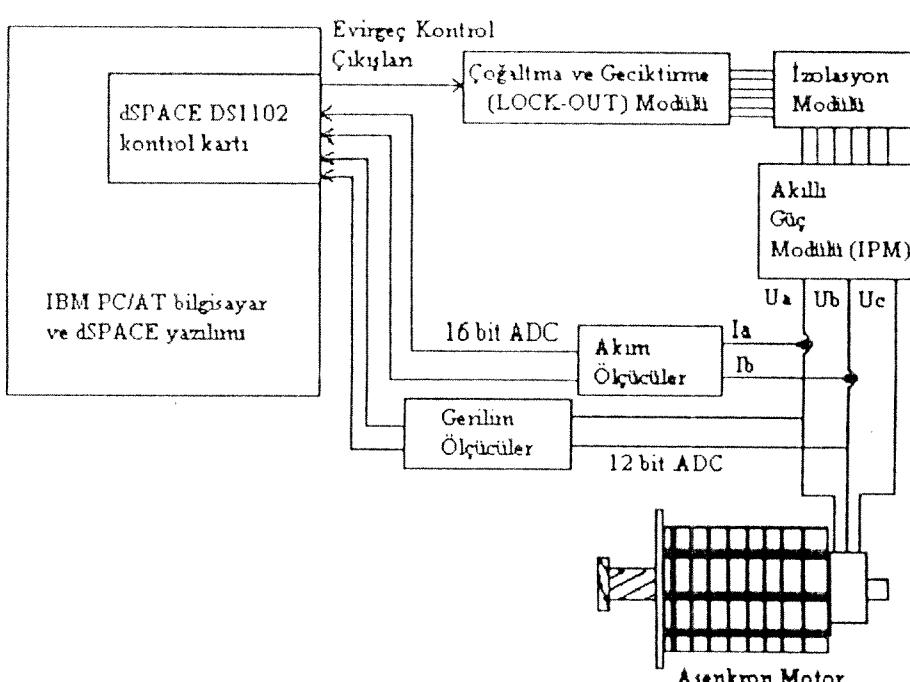
$$\Psi_{ra} = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{sa} - \sigma L_s i_{sa}) \quad (7)$$

$$\Psi_{rb} = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{sb} - \sigma L_s i_{sb}) \quad (8)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad (9)$$

Uygulamada vektör kontrol yazılımı C programlama dilinde yazılmış ve daha sonra bu yazılım derleyici programlar kullanılarak TMS320C31 assemblere çevrilmiştir. Geliştirilen vektör kontrol yazılımı gerçek-zamanlı çalışan bir program olup, yazılımın her bir çalışma döngüsü (execution loop) yaklaşık 30  $\mu$ s lik bir zaman almaktadır.

Sayısal işaret işleyicide (TMS320C31) rotor akısını gerçek-zamanda hesapladıktan sonra Şekil-2 de görüldüğü gibi histeresis band kontrollu olarak çalıştırılan evirgeç kontrolü için akım referanslarını izleyecek anahtar konum sinyalleri



Şekil-2 Vektör kontrolde kullanılan donanımın blok diagram

1., P2, P3) sayısal işaret işleyici kartından çıkararak alıma ve geciktirmeye modülüne girmektedir.

Ayrıca bu modülde inverterdeki tıst IGBT'leri tetikleme yolu ile alt IGBT'leri tetikle sinyalleri arasında bir ölü zaman gecikmesi (dead time delay) oluşturulmaktadır. Ayrıca ek olarak, bu modül üzerinde akıllı güç diliünden(IPM) gelen hata çoğaltma ve geciktirmeye diliünden çıkan sinyaller izolasyon modülünde bulunan ocoupler entegreler kullanılarak izole edilmekte ve AIM(Intelligent Power Module) modüle girmektedir.

Ney düzeneğinde kullanılan IPM 25A, 1200 Volt gerilimlerine sahiptir[5]. Ayrıca modülde; kısa devre, yüksek in ve yüksek ısı lata çıkışları bulunmaktadır.

Motor akışını hesaplamak için kullanılan akım ve gerilim bilgileri LEM akım ve gerilim modülleri kullanılarak bulunmaktadır. Ölçülen akım ve gerilim bilgileri üzerinde bulunan offsetleri elime etmek için denklem (5-6) da gösterilen integrasyon işlemi sabit katsayılı geribeslemesi olan kontrol sisteminden geçirilmiştir[3].

Crede kullanılan asenkron motorun etiket değerleri ve motor parametreleri aşağıda verilmiştir.

Motor gücü	: 1.5 Hp
Motor Δ/Y gerilimi	: 220/380 Volt
Stator direnci	: 7 Ohm
İndirgenmiş rotor direnci	: 6 Ohm
Stator kaçak akısı	: 0.02 H
Rotor kaçak akısı	: 0.02 H
Karşılıklı endüktans	: 0.5 H
Yük ataleti	: 0.0085 kg-m <sup>2</sup>

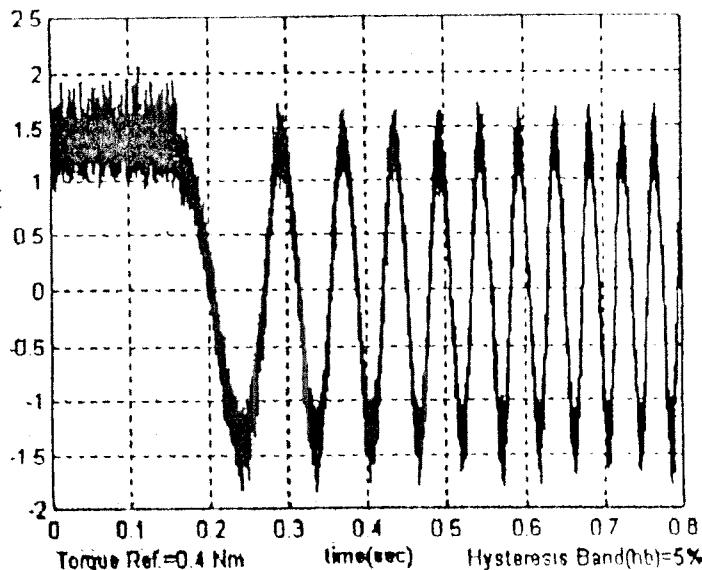
#### 4- DENEY SONUÇLARI

Önceki bölümde anlatılan vektör kontrol düzeneğinin geçici durumlardaki performansını ölçmek için aşağıdaki test yapılmış ve bu test sonuçları daha sonra teorik hesaplamalarla karşılaştırılmıştır.

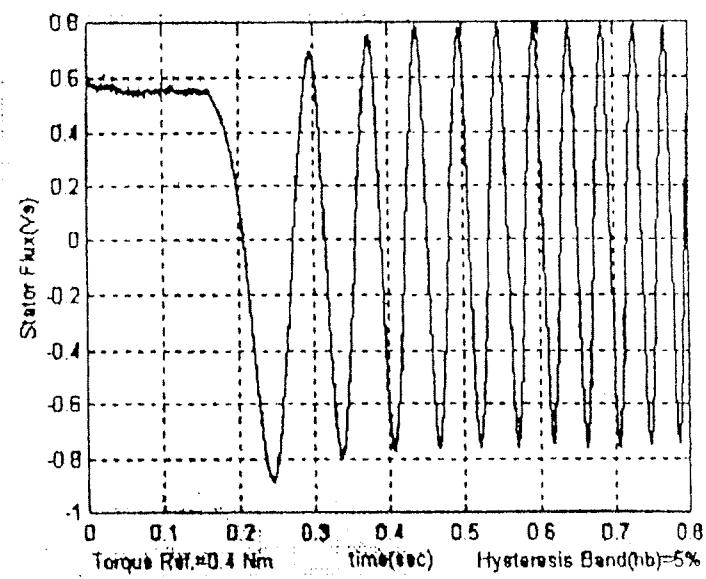
Deneye ilk olarak, vektör kontrolün gerçekleştirilmesi için gereklili olan motor parametreleri vektör kontrol yazılımına girilmiştir. Daha sonra  $i_{sd}$  referans değeri 1.4A girilerek motorun rotor akısı doyum noktasına yakın bir noktada çalışması sağlanmıştır. Motorun aki seviyesi rotor akısı referans değerine ulaşınca kadar beklenildikten sonra (Bu süre deneye kullanılan asenkron motor için yaklaşık 0.16 s)  $i_{sq}$  referans değeri, denklem (4) kullanılarak yapılan hesaplamalarda motorun elektriksel momenti 2 Nm olacak şekilde 1A değerine ayarlanır. Şekil-3 ve şekil-4 de motorun başlangıç anındaki stator akım ve aki dalga şekilleri deneye düzeneğinden ölçülerek gösterilmiştir. Deneye motorun gerçek akım değerlerinin, girilen referans akım değerlerini takip edebilmesi için histeresiz band kontrolü yapılmıştır. Şekil-3 ve şekil-4 deki akım ve aki dalga şekilleri histeresiz bandın %5 olduğu değerde alınmıştır.

Deneye ikinci adım olarak motorun moment referans değeri 2 Nm olacak şekilde çalıştırıldıktan sonra motor 5Hz ve 20Hz referans hız değerlerine ulaşlığında  $i_{sq}$  akım referansı -1Ampere yapılarak motorun moment referansı -2Nm olacak şekilde ters çevrilmiştir. Bu durumun tekrarlanması sonucunda motora ±2Nm değerinde kare dalga moment referans değeri uygulanmış olacaktır. Şekil-5 ve Şekil-6 da sırasıyla 5Hz ve 20Hz referans hız değerleri için motor hızının değişimi test amaçlı kullanılan ölçücü üzerinden gösterilmiştir.

Motor çalışır durumdayken TRACE31 yazılım programı kullanılarak motorun hız ve moment değerleri MATLAB dosyası olarak kaydedilmiştir.



Şekil-3 Asenkron motorun başlangıç anında stator akımının ( $i_{sq}$ ) dalga şekilli



Şekil-4 Asenkron motorun başlangıç anında stator akısının ( $\psi_{sq}$ ) dalga şekilli

hazır sonra bu veriler MATLAB ortamında şekil-5 ve şekil-6 gösterildiği gibi çizdirilmiştir. MATLAB'ın zoom özelliği kullanılarak bu şekiller üzerinden motorun erans hız değerlerine ulaşma zamanı hassas olarak unabilir. Diğer bir deyişle bu grafikler üzerinden torun ivmesi ( $dw/dt$ ) hesaplanmış ve bu değerler teorik  $v/dt$  değerleri ile karşılaştırılmıştır. Tablo-1 de herbir erans hız değeri için pratik ve teorik ( $dw/dt$ ) değerleri almaktadır.

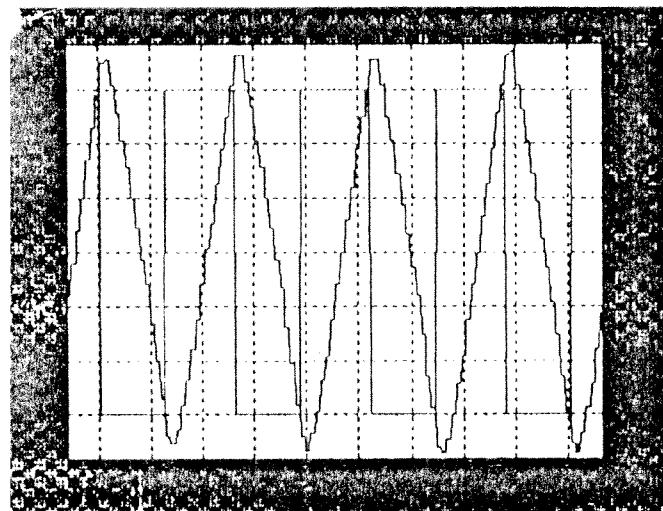
nek Hesaplama:

İtik olarak  $dw/dt$  nin bulunması:  
Şekil-3 de hız -15.7 rad/sec hızdan +15.7 rad/sec hız'a 37 saniyede ulaşmıştır. Böylece:

$$/dt = 31.41 / 0.137 = 229.27 \text{ rad/sec}^2 \text{ olarak bulunur.}$$

teorik olarak  $dw/dt$  nin hesaplanması:

$$dw/dt = T_e - T_f / J \quad (10)$$



Şekil-5 Değişen moment referansında motor hızının değişimi (hız referansı 5 Hz için)

## SONUÇLAR

z duyarsız vektör kontrol gerçekleştirilmesi hem yükü hatalarının performans üzerindeki etkileri hem de çlü işlemci gerektirmesi dolayısıyla önemli bir uygulama elliği taşımaktadır. Bu çalışmada, düşük hız bölgesindeki vektör kontrol performansının iyileştirilmesi için bir deney zeneği ortaya konulmuştur. Bu düzeneğten elde edilen sonuçlar ile vektör kontrol performansının istenen düzeyde lugu gösterilmiştir. Bu düzeydeki sonuçlar aki tahmini n kullanılar gerilim modelindeki aki integrasyon eminin doğru sonuç verdiği göstermektedir. Çalışmanın vam eden bölümlerinde düşük hızlar için (nominal hızın 10'nun altı) garantiili çalışma sağlayacak bir algoritma listirilmektedir.

$T_e$  : elektriksel moment

$T_f$  : sürtünme momenti

$J$  : motorun ataleti ( $0.0085 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ )

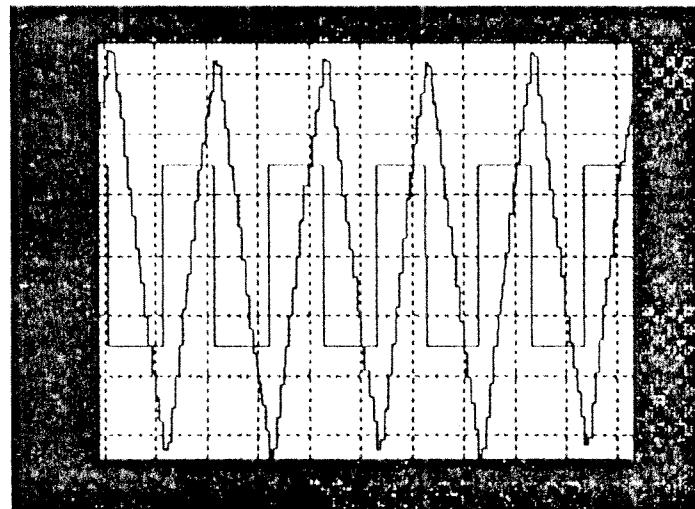
Hızın  $\pm 5$  rad/sec aralığında ortala sürtünme momenti  $0.1 \text{ Nm}$  olarak hesaplanmıştır. Böylece  $dw/dt$  değeri teorik olarak

$$dw/dt = 2 - 0.1 / 0.0085 = 223.52 \text{ rad/sec}^2 \text{ olarak hesaplanır.}$$

Aynı hesaplamalar şekil-4 için de yapılmış ve tablo-1 de verilmiştir.

Tablo-1 Pratik ve teorik  $dw/dt$  sonuçları

	$dw/dt$ (pratik) $\text{rad/sec}^2$	$Dw/dt$ (teorik) $\text{rad/sec}^2$	hata
5 Hz	229.27	223.52	%2.50
20 Hz	230.15	225.88	%1.85



Şekil-6 Değişen moment referansında motor hızının hızının değişimi (hız referansı 20 Hz için)

## 6. KAYNAKÇA

- [1] Novotny D. W., LIPO T. A., *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Oxford Science Publications. 1997.
- [2] Krause C. P., *Analysis of Electric Machinery*. McGraw-Hill. 1987.
- [3] Can H., *Implementation of Vector Control for Induction Motor Drives*. M.S. Thesis. ODTÜ. 1999.
- [4] Vas P., *Vector Control of AC Machines*. Oxford Univ. Press. 1990.
- [5] Semiconductors Power Module. Data Book. Mitsubishi. 1995.

# COMPARISON OF INTEGRATION ALGORITHMS FOR VECTOR CONTROL

E. Akın H. Can  
Fırat University  
Dept. of Electrical and Electronic Eng.  
Elazığ TURKEY

H. B. Ertan Y. Üctüg  
Middle East Technical University  
Dept. of Electrical and Electronic Eng.  
Ankara TURKEY

## Abstract

Voltage model for vector control is advantageous in vector control, since a sensorless implementation is possible. However, the open integration in the calculation process introduces problems. In this paper two existing algorithms to overcome this problem are briefly described. Then a new algorithm is introduced. The performance of the three algorithms are compared on the basis of measurements on a test set up. The advantages of the new algorithm are pointed out.

## 1 Introduction

Good performance from a vector controlled drive largely depends on correct prediction of the magnitude and phase of the flux vector. From the point of prediction of flux vector vector controlled drives may be separated into two categories. One of these categories is called indirect vector control and require measurement of speed or rotor position and calculation of the slip. The other category is called direct control and involves either measurement of the flux or its calculation over a model based on electrical measurements. In drive systems using a standard motor is often desirable, furthermore use of sensors introduce space, cost, reliability problems. For this reason, sensorless vector control has become the common type of control in industrial applications. In the application of vector control algorithms the flux vector chosen for orientation determines the model to be used for the calculation of the flux vector. The reason why prediction of the flux vector using a model is preferred, rather than direct flux measurements is obvious. For direct measurement of the flux vector, sensors are needed. Such methods also suffer from the variation of parameters of the motor during operation and also the difficulty of accurate measurement of electrical quantities.

Rotor flux orientation is one of the most favourite method of vector control and in such applications the prediction of the rotor flux is based on voltage

and current measurements. In practice, it is either necessary to measure two of the phase currents and two phase voltages or the DC link voltage measurement and estimation of the phase voltages from this measurement.

A flux prediction model known as the "voltage model" has problems in practice at low speeds and also when the motor is stationary [1]. These problems arise because of the open integration process and the parameter variation during the course of operation. To obtain better performance from the motor at low speeds a different model may be used until the motor reaches a certain speed after which the "voltage control" model takes over.

Quite a number of research is encountered in the literature on the integration problem of sensorless type direct vector controlled drives. Amongst the various solutions proposed to the problem a few will be mentioned here. For example Ohtani [2] proposes to add a flux magnitude feedback to the integration algorithm to solve the problem. In this study a steady state analysis of the issue is presented. The results indicate to quite a satisfactory solution. In reference [3] another approach is studied. This is based on two phase voltage and current measurements and a stability analysis is made under dynamic conditions. A study by Patel [4] employs a cascade connected and automatically adjusted low pass filter instead of the integrator. In this study to predict the flux at low speeds the model known as Blaschke equations [5] are used. Bausch [6] also uses a different model at low speeds to assure that the voltage equations have the correct starting values when employed.

In this paper various algorithms used to handle the open integration problem in the voltage equation model will be compared and a new approach to handle the problem will be presented. The algorithms considered here are;  $\delta$  feedback integration algorithm and zero point controlled PI integration algorithm and an algorithm developed by the authors[7]. The comparison of the algorithms are made on the basis of simulations and by

experimental results. Parameter variation effects are not considered in the comparisons here.

## 2 Voltage Model

There are two models which are commonly used to predict the stator and rotor flux. These are "current model" and the "voltage model". The "current model" necessitates speed measurement and needs rotor parameters for the calculations, however, this method avoids open integration. Because of this last property it is possible to calculate the flux even at standstill. The voltage model on the other hand, requires voltage and current measurements and the less difficult to measure stator parameters. The flux (flux linkage) calculation is as follows:

$$\psi_{sa} = \int (U_{sa} - I_{sa} R_{sa}) dt \quad (1a)$$

$$\psi_{sb} = \int (U_{sb} - I_{sb} R_{sb}) dt \quad (1b)$$

From these equations it is possible to calculate  $\psi_{sa}$  and  $\psi_{sb}$  [7]. The transformation angle  $\theta_s$ , then can be calculated as follows.

$$\theta_s = \arctg \frac{\psi_{sb}}{\psi_{sa}} \quad (2)$$

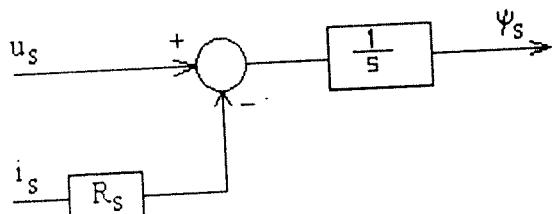


Figure 1. Voltage model block diagram

The block diagram in Fig. 1 shows the flux calculation process described by Eqs. 1a and 1b. It is obvious that the integration process has no feedback. This open integration process causes uncertainties and drift in the integration. The source of these is as follows

- Integration method and integration step size
- errors in current and voltage measurements
- Variations in motor parameters due to temperature and frequency applied to the motor.
- Error introduced due to finite bit number of the processor, execution time of command etc.

As can be understood from the discussion above that the voltage model is dependent on stator resistance. This resistance gains further importance at low speed operation where the voltage drop on this resistance becomes significant.

## 3 Integration Algorithms

Because of the reasons indicated in the previous section the drift in the open integration is inevitable. One way of assuring that the errors in the integration decay is to introduce a feedback as shown in Fig. 2. This of course introduces a certain error to the integration but that can be kept acceptably small.

The transfer function of the integrator with feedback is as shown in Eq. 3.

$$F(jw) = \frac{1}{jw + \delta} \quad (3)$$

It is obvious that when the frequency is such that  $jw \gg \delta$  the integrator functions well. However, when  $jw$  becomes comparable to  $\delta$  both magnitude and phase errors appear and affect the performance both at steady state and transient conditions. Fig. 3 shows the Bode plots for such an integrator.

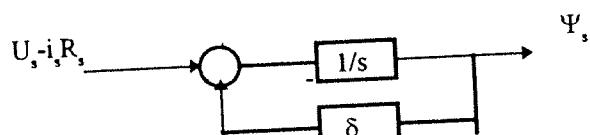


Figure 2.  $\delta$  feedback integrator

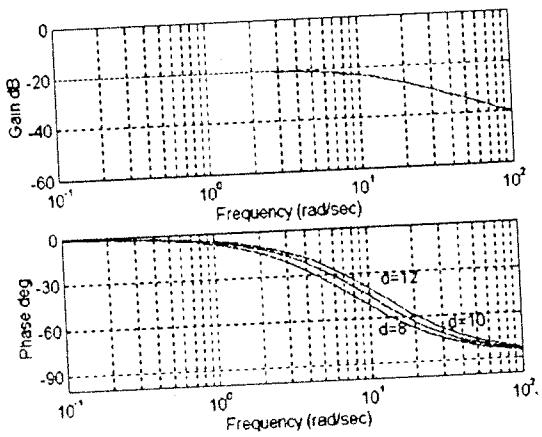


Figure 3. Bode plots for a  $\delta$  feedback integrator

Fig. 3 illustrates both the deviations from the ideal integrator characteristics and the effect of the value of  $\delta$  on the performance.

Another method is proposed by Drieseitl [8] to avoid integration problems. This approach involves an analogue controlled PI integrator. The block diagram of this integrator is given in Fig. 4. The transfer function of the block diagram of the integrator is given by Eq. 4.

$$F(jw) = \frac{s}{s^2 + K_p \cdot w \cdot s + K_i \cdot w^2} \quad (4)$$

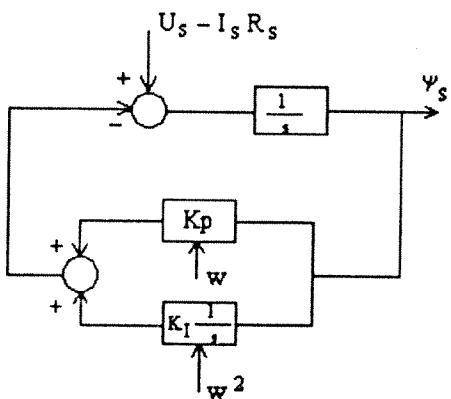


Figure 4. Controlled PI integrator

In this circuit it can be observed that the integrator feedback is now dependent on the speed  $w$  and its square  $w^2$ .

In Fig. 5 performance of such an integrator is compared with a  $\delta$  integrator. The improvement in the integrator performance due to frequency dependent feedback is obvious. However Fig. 5 indicates that there is room for improvement even with the PI controlled integrator.

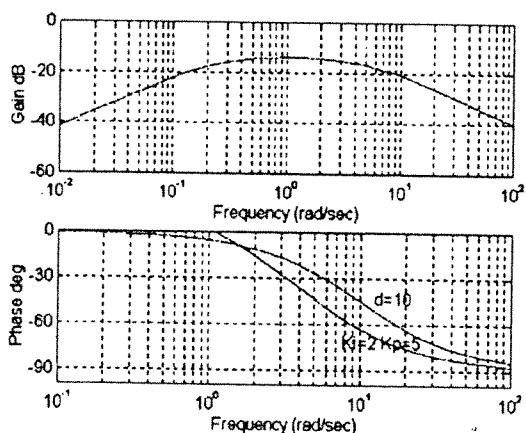


Figure 5. Comparison of phase shift characteristics of controlled PI and  $\delta$  feedback integrator

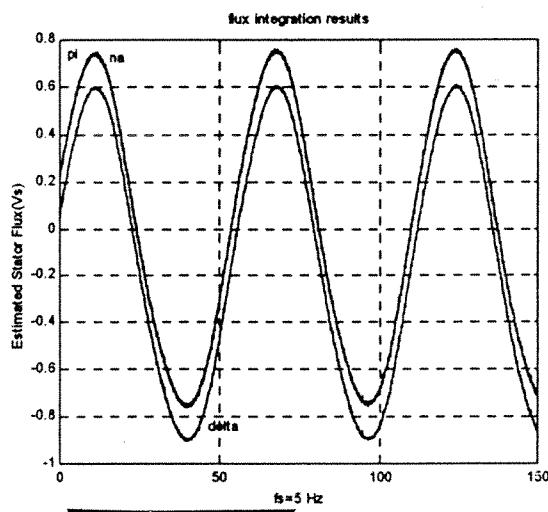


Figure 6. Flux linkage waveforms obtained from simulation of a vector controlled drive with different integrators (5 Hz)

The authors of this paper have developed an alternative solution to the open integration problem. This is based on deletion of the any average value that may exist in the integrator output at every cycle. This is justified if the flux magnitude can be kept close to the reference level and a sinusoidal shape is maintained. Fig. 6 shows the flux waveforms calculated from the measurements on the experimental vector controlled drive with various algorithms. The nearly perfect sinusoidal shapes (especially for the PI and the new integration algorithm) support the validity of the assumption.

The block diagram of the proposed integrator is as given in Fig. 7. In calculation of the average value to be subtracted from the integrator output, zero crossing points of the current waveform are considered, and the average value is thus calculated for that particular cycle. Such a calculation naturally extends the computer time used in vector control hardware but as shown in section 5 also improves the performance of the drive.

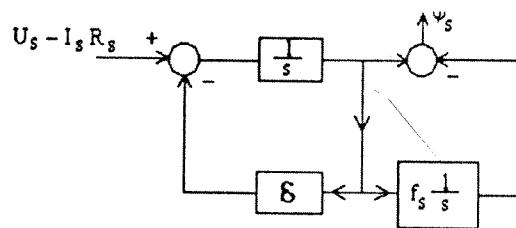


Figure 7. The proposed integrator

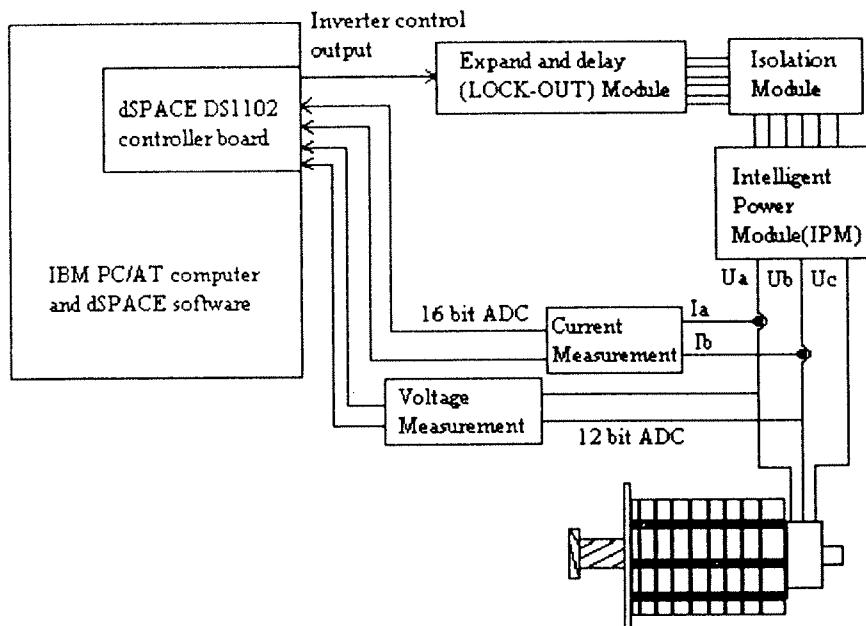


Figure 8. The experimental set up

#### 4 Experimental set up

The experimental set up consists of an IGBT inverter stage with hysteresis controlled modulation. The controller is a TMS320G31 based development card. The development card has two encoder inputs and four ADC inputs. The DSP processor has a 60 ns instruction cycle. The block diagram of the experimental set up is given in Fig. 8. In this set up for current and voltage measurements Hall sensors are used. The vector control algorithm used here has a cycle time of 35  $\mu$ s.

The load used on the vector controlled motor is an inertia ( $J=0.0085 \text{ kgm}^2$ ). The parameters of the test motor are as follows.

Power rating 1.5 Hp ,4 pole  
 Rated voltage 380 V, Y connected  
 Stator resistance (25 °C) 7 Ohm  
 Referred rotor resistance (25 °C) 6 Ohm  
 Stator Leakage inductance 0.02 H  
 Rotor leakage inductance 0.02 H  
 Mutual inductance 0.5 H

#### 5 Experimental results

To Assess the performance of the proposed integrator various tests are performed with the experimental set up described in section 4. The drive is operated with the 3 integrators described here at about 5 Hz and 20 Hz. The frequencies define a range in which to performance of the drive

is most affected by the integrator performance. In all cases, a torque reference of 2 Nm is applied during the tests and the direction of rotation is reversed in 0.5 sec intervals. Figs 9 and 10 display the performance of the drive with the new integrator. The linear variation of the motor speed with the constant torque reference is a good indication that the required constant torque is produced by the motor.

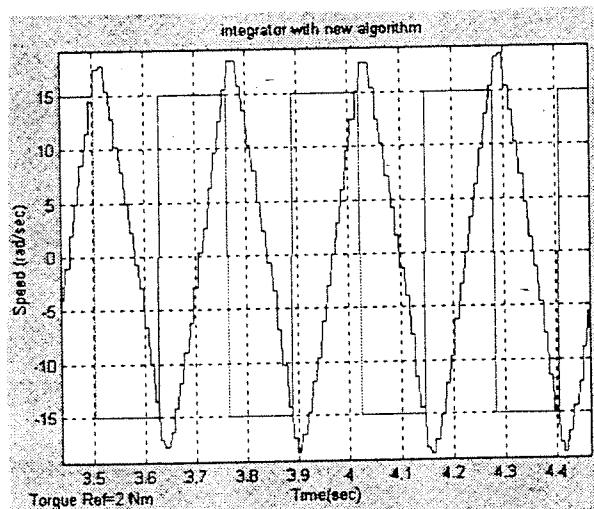


Figure 9. Performance of the new integrator ( $\approx 5$  Hz)

Table 1. Acceleration times measured for different algorithms

	5 Hz	20 Hz
$\delta$ feedback	0.137	0.546
Controlled PI	0.124	0.526
New algorithm	0.126	0.523

The acceleration time to reference speed for each of the integration algorithms is taken to be a measure of "goodness" of the approach used. Table 1 summarizes the findings. It can be observed from the table that at 5 Hz with the  $\delta$  algorithm the acceleration time is 10% longer than the PI and the new algorithm results. At 20 Hz however, all 3 methods give results which are close to each other as one might expect.

Since it was not possible to directly measure the flux vector, its time variation is obtained through calculations from electrical measurements. Table 2 shows the harmonic content of the flux waveforms obtained.

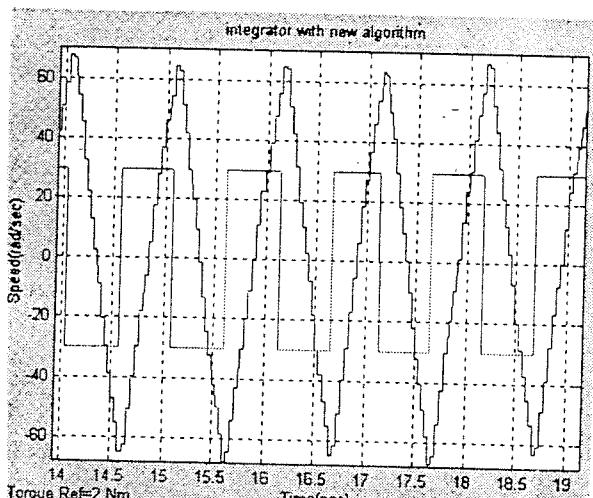


Figure 10. Performance of the new integrator ( $\approx 20$  Hz)

It can be observed from this table that while  $\delta$  feedback algorithm contains quite a significant DC component, PI and the new algorithm virtually have no DC component. Harmonics other than the

fundamental are also very small. In general perform however, the new algorithm can be observed to better. This finding supports the assumption made at the development phase.

## 6. Conclusion

In this paper a new integration algorithm that can be used to calculate the flux vector within the "voltage model" for vector control of induction motors is presented. Experimental results and simulations show that this algorithm in comparison with  $\delta$  feedback method gives a far better result, regarding acceleration time in the lower frequency range where integration errors are especially apparent. When compared with the PI method. On the other hand the new algorithm is only slightly better. Studies are in progress to find out the lowest frequency at which the new algorithm satisfactorily operates.

## References

- [1] Holtz J., Speed estimation and sensorless control of AC drives., Proceeding of IECON93, 1993, pp. 649-654.
- [2] Ohtani T., Takada N., Tanaka K., Vector control of induction motor without shaft encoder. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol 28, No:1, 1992, pp. 152-165.
- [3] Burg, Jos Van Der , The voltage/current model in field oriented AC drives at low flux frequencies, Ph.D Thesis, 1996.
- [4] Patel R.N. and Bose B.K., A Programmable cascaded low pass filter based flux synthesis for a stator flux oriented vector controlled induction motor drive. IEEE Trans. on Ind. Elec. Vol 44, 1997, pp 140-143.
- [5] Blaschke F., The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed loop control system for rotating field machines. Siemens Rev., 1972.

Table 2. Harmonic analysis of the rotor flux vector

Integration method	5 Hz	Harmonic No.			20 Hz	1	2	3
		Dc	1	2				
$\delta$ feedback	0.30	0.755	0.03	0.015	0.17	0.76	0.04	0.035
Controlled PI	0.042	0.76	0.02	0.01	0.02	0.75	0.03	0.025
New algorithm	0.02	0.76	0.01	0.005	0.005	0.755	0.02	0.02

- 6] Bausch H., Kanelis K, Lange B., Zeng W., Torque control of synchronous and asynchronous drives without mechanical sensors, Proceedings of ICEM 94, 1994, Vol. 1, pp 220-225.
- 7] Akın E., Stator akısı üzerinden asenkron motorun rotor akısı alan yönlendirmesi için bir yöntem. Fırat Üniversitesi, 1994.
- [8] Drieseitl W., etc. Schaltungsanordnung zur Bildung eines Elektrischen Spannungssignals, das einer Flubkomponente in einer Drehfeldmaschine proportional ist. patentschrift Nr DE 2833593.C2., 1980.

# HIZ DUYARGASIZ VEKTÖR KONTROL ALGORİTMALARINDA GERİLİM MODELİNİN UYGULAMA SORUNLARI

Erhan Akın

Fırat Üni. MühFak. Elk.-  
Elektro. Müh. ELAZIĞ

Bülent Ertan

ODTÜ Elk. Elektro. Müh.  
ANKARA

Yıldırım Üçtuğ

ODTÜ Elk. Elektro. Müh.  
ANKARA

**Özet:** Gerilim modeli üzerinden aki hesaplaması sırasında açık integrasyon probleminin çözümü gerekmektedir. Bu makalede problemlerin çözümüne yönelik özgün bir algoritma önerilmiş ayrıca gerilim modelinde parametre etkileri incelenmiştir.

TMS320E14 DSP işlemcisi üzerinden gerçek zamanda gerçekleştirilen kestirim algoritması, uygulama sorunları bakımından ele alınıp, çözüm önerileri tartışılmaktadır. Geliştirilen sistemin çalışma hızı aralığı nominal hızın %10'unun üzerindeki hızlar olarak ortaya çıkmıştır. Ancak bildiride, düşük hızlar için alternatif modellerin de bir karşılaştırılması verilmektedir. Ayrıca elde edilen sonuçların ilgili literatürdeki sonuçlar ile uyumluluğu gösterilecektir.

## 1. Giriş

Modern sürücü sistemleri büyük oranda aki veya moment kestirim yöntemleri kullanmaktadır. Özellikle aki kestirimini, döner alanlı alternatif akım motorlarında alan yönlendirme yöntemi olarak bilinen vektör kontrol yönteminde gerekli avuçstanmanın yapılabilmesi amacıyla önem kazanmaktadır. Aki kestiriminin kullanıldığı diğer yerler dolaylı moment ve hız büyülüklерinin hesaplanmasıdır.

Döner alanlı alternatif akım motorlarında aki bilgisi ya doğrudan ölçme veya diğer elektriksel ve/veya mekanik büyülüklereinden hesaplama yoluyla elde edilebilir [1]. Ancak aki ölçümü veya kestiriminde göz önünde bulundurulması gereken bazı kriterler vardır. Bunlar motorun standart yapısında değişiklik olmaması, bazı endüstriyel uygulamaların hız ölçücü istememesi ve model üzerinde hesaplamaların fazla zaman tüketmemesi olarak sayılabilir. Bu durumda motor modeli üzerinden aki kestirimini ön plana çıkarmaktadır [4]. Model üzerinden aki kestiriminin üstünlükleri aşağıdaki gibi sayılabilir.

- Aki işaretleri, Hall etkili duyargaların kullanıldığı durumun aksine yerel ölçümler temeline dayanmaz ve oluk harmoniklerinden etkilenmez.

- Ek duyargalar kullanılmadan (motor üzerinde) standart motor kullanılabilir.
- Uygun aki modellerinin kullanılması ile akının sıfır hıza kadar sezilmesi mümkündür.

Buna karşılık motor modeli üzerinden aki kestiriminin eksiklikleri ise şunlardır:

- Model yanlış başlangıç koşullarının girilmesi
- Doğru olmayan veya çalışma sırasında değişen makina parametreleri sonucu olumsuz etkiler.
- Sistemi uyarın ve ölçülemyen girişlerin etkileri istenmeyen sapmalar doğurur.

Bu makalede, vektör kontrol uygulamalarında yaygın olarak kullanılan gerilim modeli incelenecaktır. Model hem sayısal işaret işleme tekniklerinden kaynaklanan, hem de parametre bağımlılığından kaynaklanan sorunlara sahiptir. Makalede bu sorunlara önerilen çözümler sistematik olarak incelencek ve yeni bir çözüm önerisi gösterilecektir.

## 2. Açık Döngü Aki Kestirimi

Asenkron motorun bilinen kompleks vektör modeli kullanılarak rotor akısının elde edilmesi için değişik modeller geliştirilmiştir [1]. Bunlar akım ve gerilim modelleri olarak iki genel sınıfa ayrılabilir. Akım modeli denklem (1)'deki gibi (duran eksen sisteminde) yazılabilir.

$$p\psi_{r_\alpha} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{r_\alpha} - w_r \psi_{r_\alpha} \quad (1.a)$$

$$p\psi_{r_\beta} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{r_\beta} + w_r \psi_{r_\beta} \quad (1.b)$$

Akim modeli hız ölçümü gerektirmesinin yanısıra rotor parametrelerine bağımlıdır. Ancak model sıfır hızdan itibaren oldukça iyi sonuç vermektedir [6].

Rotor hızını ölçmeksızın sadece stator akım ve gerilimlerinin ölçümleriyle "gerilim

modeli" olarak bilinen model üzerinden rotor akısı hesaplanabilir (denklem 2)

$$p\psi_{r_a} = \frac{L_s}{L_r} (U_{s_a} - i_{s_a} R_s - L_s p i_{s_a}) \quad (2.a)$$

$$p\psi_{r_b} = \frac{L_s}{L_r} (U_{s_b} - i_{s_b} R_s - \sigma L_s p i_{s_b}) \quad (2.b)$$

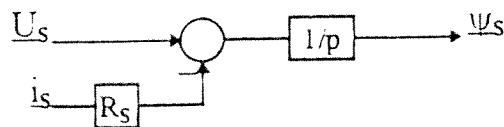
Ayrıca aynı model üzerinden stator akıları da hesaplanabilir

$$\psi_{s_a} = \int (U_{s_a} - i_{s_a} R_s) dt \quad (3.a)$$

$$\psi_{s_b} = \int (U_{s_b} - i_{s_b} R_s) dt \quad (3.b)$$

Bu modelin kullanılması sırasında eğer gerilim bilgisi mikroişlemci gerilim anahtarlama bilgisinden elde edilebilirse o zaman sadece akım ölçüclere ihtiyaç duyulacaktır. Ancak bu durumda D.A. ara devre gerilimindeki dalgalanmalar ve ölü zaman etkileri dikkate alınmalıdır.

Gerilim modeli, hem asenkron hem de senkron motorlarda halkalama akılarının kestiriminde motor yapısında değişiklik yapılmaksızın kullanılabilir. (3) denklemi yardımıyla gerçek zamanda yapılan hesaplamalarla stator akısının belirlenmesinden sonra, hem hava aralığı akısı hem de (2.a,b) denklemelerinde olduğu gibi rotor akısı hesaplanabilir. Gerilim modelinin hesaplanan akısı Şekil.1'deki gibi gösterilebilir.



Şekil.1. Stator akısının hesaplanması gösteren yapı.

Bu yapı (1) denklemiyle verilen akım modeliyle karşılaştırıldığı zaman integral işleminde geribesleme olmadığı görülür. Böylece açık integrasyon problemi ortaya çıkar. Gerilim modeli, stator akısının hesaplanması sırasında sadece stator direncine bağımlıdır. Rotor akısı hesabı için geçici stator indüktansı da dikkate alınmalıdır. Aşağıdaki alt bölümlerde gerilim modeli üzerinde etkili olan olaylar ele alınmaktadır.

### 3. Açı Integrasyonu

Stator akılarının integrasyon ile hesaplanması sırasında bazı problemler oluşmaktadır. Bu problemlerin kaynakları farklıdır. Integrasyonun doğru bir şekilde uygulanabilmesi için ortaya çıkan sorunları ayrı ayrı ele alıp çözmek gereklidir. Integrasyonun doğruluğuna etki eden hata kaynakları aşağıdaki gibidir.

- Akım ve gerilim ölçütlerdeki off-setler integratör çıkışında sürüklenebilere yol açar.

- Örtüşme ve parametre hatalarının olumsuz etkileri integral sonucunun yanlışmasına yol açar.

- Ölçme amacıyla kullanılacak ADC'lerin dönüştürme hızları ve bit sayıları önemlidir. Örneğin 8 bitlik ADC'ler için olusacak hata %0.4 olmaktadır.

- Integrasyon adımı integrasyon sonucunu etkiler. Bu nedenle integrasyon adımının yeterince küçük olması istenir.

- Sonlu kelime uzunluğu (Finite word length) integral işlemini etkilemektedir.

Gerilim modeli aracılığıyla rotor akısının hesaplanmasında düşük hızlarda problemler oluşmaktadır. Düşük hızlarda  $R_s$  stator direncindeki farklılaşmalar büyük önem kazanmaktadır. Gerilim ölçülmüşinde, düşük hızlarda darbe sürelerinin kısa olmasından dolayı ölçme hataları büyümektedir. Ayrıca düşük hızlarda akının temel bileşeninin küçük olması da hatalara yol açmaktadır [7].

Bu sorunlara karşı aşağıdaki önlemler alınabilir.

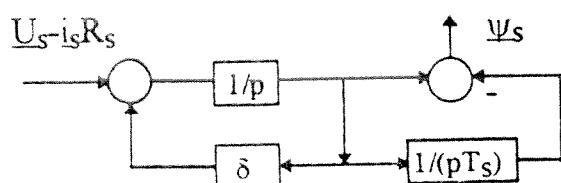
- Ölçütlerdeki off-set sorunları için, motorun çalışmaya başlamasından önce, bu değerler defalarca okutularak, ortalaması alınmak suretiyle off-set değerleri belirlenir ve daha sonraki ölçme değerlerinden çıkarılır.

- Sonlu kelime uzunluğundan kaynaklanan problemlerin çözümü için kayan noktalı işlem yapabilen işlemciler ve daha büyük kelime uzunluğu integrasyon işleminde avantaj sağlar. 16 bitlik işlemci için bazı işlemlerin 32 bit yapılması doğruluğu artırır [5].

- Örtüşme olayının önlenmesi için yürüyen ortalamalı suzgeç kullanımı ve yüksek ömekleme oranı seçilmelidir.

Açık integrasyon işleminde yukarıda sayılan nedenlerden dolayı aki işaretin ortalama değere sahip olur ve sürüklenebilir. Teknik olarak bu duruma çözüm olarak integratöre düşük geribesleme katsayısına sahip bir geribesleme yolu

eklenir [7]. Yazarlar geliştirdikleri integratörde, ayrıca sürekli durumda ortalama değeri yok eden bir ekleme yapmışlardır [2]. Geliştirilen integratör Şekil 2.'de gösterilmiştir.

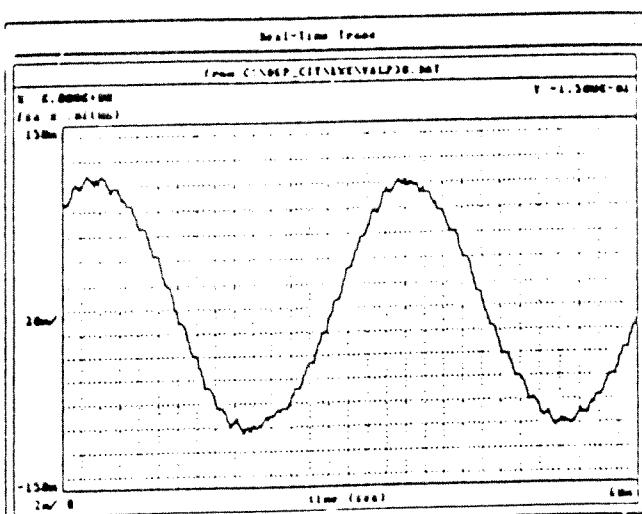


Şekil 2. Geliştirilen integratör.

Bu integratörde ortalama değer hesabı göz ardı edildiği zaman transfer fonksiyonu

$$F(jw) = \frac{1}{jw + \delta} \quad (4)$$

olarak yazılabilir. Böylece  $\delta \ll w$  olduğu durumda  $F(jw) = 1/jw$  yani, saf integrator davranışları elde edilir.  $\delta$ 'ya bağlı olarak düşük frekanslarda bu durum bozulur. Sürekli durumda eklenen ortalama değer hesaplayıcı üzerinden, yukarıda anlatılan nedenlerden kaynaklanan ortalama değer bütün frekanslarda elimine edilmektedir. Şekil 3. PWM çıkışlı sisteminde elde edilen gerçek zaman akı değişimini göstermektedir.



Şekil 3. Gerçek zamanda hesaplanmış stator akısının değişimi.

#### 4. Parametre Değişiminin İncelenmesi

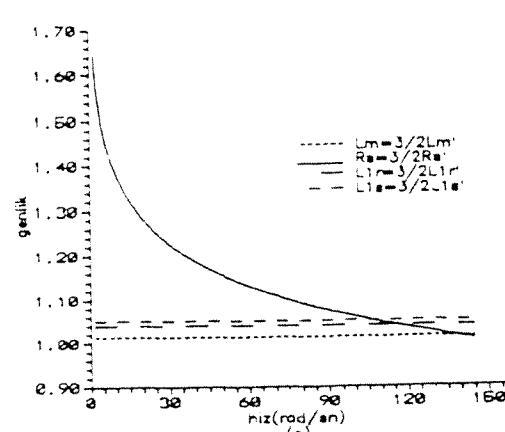
Rotor veya stator akısının gerilim modeli üzerinden belirlenmesi sırasında özellikle stator direncindeki değişimlerin düşük hızlardaki etkisi önemlidir. Stator direnci çalışma sırasında %35 civarında bir değişim göstermektedir. Bu değişim özellikle düşük hızlarda ve 65 KW'ın altındaki motorlar için son derece önemli olmaktadır. Büyük güçlü motorlarda ve yüksek hızlarda stator direnci hesaba katılmayabilir. Gerilim modeli bu özelliğinden dolayı alan zayıflatmalı çalışma için çok üstün bir yöntemdir.

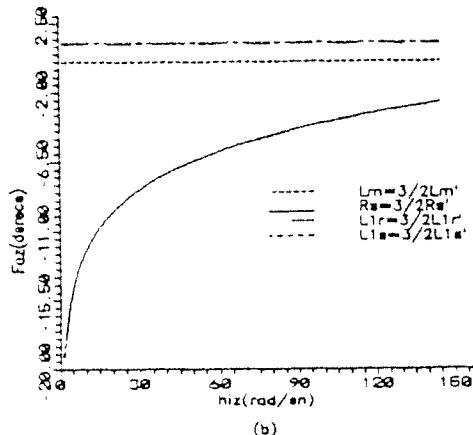
(2 a, b) denklemleriyle verilen rotor akısının hesaplanması sırasında makina parametrelerinin etkisini göstermek amacıyla gerçek motor parametreleriyle, model parametrelerinin oranı kullanılabilir [8].

$$\frac{\psi}{v} = \frac{L_r'}{L_m'} \frac{L_m}{L_r} (1 + \frac{1}{R_r} \frac{L_r^2}{L_m^2}) \frac{\psi_k}{v_k} + \frac{R_r}{L_r} \left[ \frac{R_s - R_s'}{R_s - v_k} + d_s - \sigma L_s' \right]$$

Bu fonksiyonun değişik rotor hızlarında değerlendirilmesi ile Şekil 4.'de gösterilen sonuçlar elde edilir.  $v$  lü değişken ve sabitler hesaplamalarda kullanılan değerleri belirtmektedir.

Şekil 4'ün incelenmesinden görüleceği gibi düşük hızlarda stator direncinin farklılaşmasının etkisi büyktür. Bu durumda stator direnci değerinin düzeltilmesi için bir algoritma eklenmesi çözüm olabileceği gibi, düşük hızlarda stator direncine bağımlı olmayan bir akı kesürüm algoritması kullanılabilir.





Şekil 4. Hesaplanan değerlerden belirtilen oranlarda sapan gerçek makina parametreleri ile frekans cevabı fonksiyonunun (a) genlik, (b) faz çizimi.

## 5. Sonuç

Bu makalede doğrudan vektör kontrol uygulamalarında hız ölçucusunu ortadan kaldırmak amacıyla yaygın olarak kullanılan gerilim modelinin sorunları ve çözüm yolları tartışılmıştır. Aki integrasyonu ile ilgili elde edilen çözümler, stator direncinin düzeltilemesine ilişkin bir algoritma eklenmesi ile geliştirilebilir.

## 6. Kaynaklar

[1]. *Vas P.*, Parameter estimation, condition Monitoring and Diagnosis of Electrical Machines. Clarendon Press Oxford 1993.

[2]. *Akin E.*, "Stator akısı üzerinden Asenkron motorun rotor akısı alan yönlendirmesi için bir yöntem". Doktora Tezi. F.U. Fen Bilimleri Enstitüsü 1994.

[3]. *Jansen P.L ve Lorenz R.D.*, "A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives", In Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meet. pp. 570-577, 1992.

[4]. *Zagelin W.*, "Speed Regulation of Asynchronous Motors Using an Observer with Reduced Parameter Sensitivity" Doktora Tezi, Universität Earlangen. Nürnberg (1984).

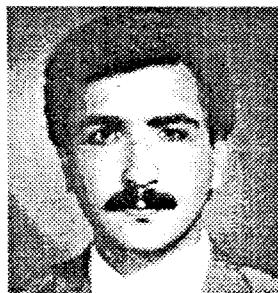
[5]. *Bausch H., Zeng*, "Flux Reconstruction of Induction Machines Based on Line Currents and Terminal voltages" Teknik Rapor Almanya (1991).

[6]. *Gabriel R.*, "Feldorientierte Regelung einer Asynchron Machine mit einem

Mikrorechner". Diss. TU. Braunschweig, 1982.

[7]. *Xu Y.*, "Stator Flux Orientation a Robust Control Technique for Induction Machines." Doktora Tezi. Wisconsin University U.S.A., 1990.

[8]. *Ozan N.*, "Gerilim modelinde motor parametre etkilerinin incelenmesi", F.U. Çalışma Raporu, 1995.



**AKIN Erhan**

1963 yılında Kemerliye'de doğdu.

1984 F.U. Mühendislik Fakültesi Elektronik

Mühendisliği Bölümünden mezun oldu. 1985 yılında F.U. Fen Bilimleri Enstitüsünde Yüksek Lisans öğrenimine başladı. Aynı yıl bu Bölümde Araştırma Görevlisi olarak göreveye başladı. 1994'de doktora çalışmasını tamamladı. Halen Fırat Üniversitesi Elektronik Mühendisliği bölümünde Yrd. Doç. olarak çalışmaktadır.

**ERTAN Bülent**

Samsun'da doğdu. Lisans ve Yüksek Lisansını ODTÜ'de, Doktorasını University of Leeds, İngiltere'de tamamladı. Profesör Ertan, halen ODTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde görevine devam etmektedir.

**ÜÇTUĞ Yıldırım**

Istanbul'da doğdu. Lisans, Yüksek Lisansını ve Doktorasını 1986'da ODTÜ'nde tamamladı. Profesör Üçtuğ, halen ODTÜ Rektör Danışmanlığı görevini yürütmektedir.

# A Method for Stator Resistance Measurement Suitable for Vector Control

E. Akın\*, H.B. Ertan\*\*, M.Y. Üçtug\*\*\*

\*Fırat Univ., Dept. of Electrical Eng., Elazığ-Turkey

\*\* Middle East Technical Univ., Dept. of Electrical Eng., 06531, Ankara-Turkey  
Phone: 0-90-312 210 1332; Fax: 0-90-312 210 1261

\*\*\* Middle East Technical Univ., Dept. of Electrical Eng., 06531, Ankara-Turkey  
Phone: 90-312 210 1205; Fax: 90-312 210 1105; e-mail: uc tug at tr.metu

In this paper a method is introduced which can be predict the stator resistance of an asynchronous motor current and voltage measurements without interrupting the er or motor operation. This approach takes minimal ntroller time. It is illustrated through realistic simulations an be successfully used for stator resistance measurement late in field orientation schemes under both accelerating ns and constant speed operating conditions of the motor ning output torque within 0.5% of the reference value en a 10% abrupt change occurs in stator resistance of the Work is in progress for implementation of the scheme.

## INTRODUCTION

Orientation techniques have been a matter of great interest in two decades and have found their way to commercial applications. Application of field orientation techniques requires the estimation of motor parameters irrespective of whether "direct" or "t" methods are used. This is essential for both self tuning of the motor and also for compensation of the variation of the rotor or stator resistance with temperature during operation.

group of orientation methods is sensitive to rotor resistance and a large number of research is reported on this issue [1]. Some other methods, especially in speed sensorless drives, the del is sensitive to stator resistance variation with temperature, etc. The time taken for the calculation of these parameters from terminal measurements, (stator voltages, currents) may not be for the tuning of the drive. However, once the operation on line measurements and computations become essential. Case speed and accuracy of the measurement and correction of errors are extremely important both from the point of view of utilizing microprocessor time and also for maintaining a high tolerance.

This paper presents a simple to apply, very fast and accurate method developed for on-line determination of leakage reactance and stator resistance of a motor driven by a vector controlled drive. The method is illustrated in relation to a direct orientation method which requires stator and current measurements for rotor flux estimation. The next section briefly describes the field orientation method first and then the parameter determination method.

## VECTOR CONTROL VIA STATOR FLUXES

Fig. 1 shows the schematic diagram of the rotor flux orientation via stator flux used in this paper. To obtain the vector control well known d-q model in synchronously rotating reference has been used [3].

In this case, the stator currents used as control variables can be expressed in terms of the stator fluxes [4]. Then, for the field orientation the following relations can be derived:

$$\Psi_{ds} = [M \cdot \beta / (\beta - 1) \tau_r + M \cdot \tau_r (\beta - 1) p] \Psi_r \\ = (K_1 + K_2 p) \Psi_r \quad (1)$$

$$\Psi_{qs} = [M^2 / (\beta - 1) L_r] I_{qs} = K_3 I_{qs} \quad (2)$$

where  $\tau_r = L_r / R_r$ ,  $p = d/dt$  and

$$\beta = L_s L_r / (L_s L_r - M^2)$$

Then, the torque can be written as:

$$T_e = k \Psi_r \Psi_{qs} \quad (3)$$

Equations 1 and 3 show that the motor torque can be controlled with the q-axis component of the stator flux.

For prediction of present position of components of stator flux the orientation method here requires stator voltage and current measurements. The advantage of the scheme adopted here is that no additional sensor or components are used and the location of the rotor flux can be determined independently of the variations in the value of rotor resistance which is quite difficult to measure. It is known that the stator flux can be expressed in terms of the stator current, voltage and machine parameters as:

$$\Psi_s = \int (v_s - i_s R_s) dt \quad (4)$$

and the rotor flux can be obtained from the rotor flux as:

$$\Psi_r = (L_r / M) (\Psi_s - \sigma L_s I_s) \quad (5)$$

where  $\sigma = (1 - M^2 L_s L_r)$  is total leakage factor.

This method involves an open integration and its accuracy depends on stator resistance and motor inductances. In the calculation of stator flux the integration becomes more difficult especially at low speeds due to fact that the voltage pulses are of shorter duration, the back e.m.f is small and the effect of  $R_s$  is more pronounced. To overcome open integration problems, various solutions are proposed in the literature such as using fast and 32 bit  $\mu$ p (or DSP), small integration step, offset correction etc. [5, 6]. A solution to this problem has also been developed by the authors, but will not be discussed here [4].

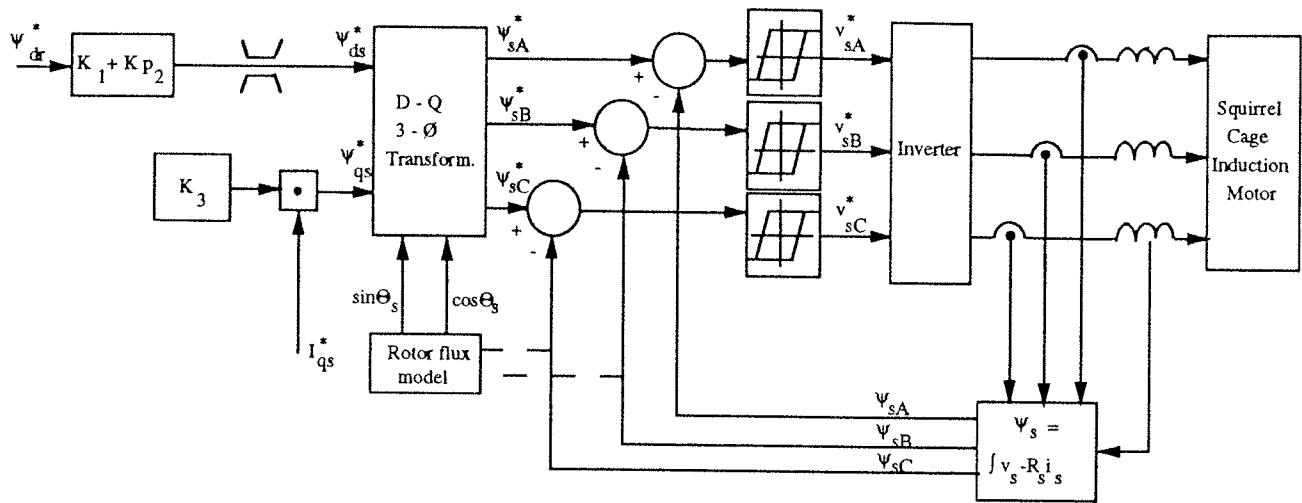


Figure 1. Schematic Diagram of the System

The method in Fig 1 is realized and applied utilizing dSPACE S1101 development board for TMS320E14. Execution time of this algorithm is about 125  $\mu$ s including bang-bang control for the output inverter. In combination with bipolar inverter, the drive system can be 100% digitally controlled.

#### ON-LINE STATOR RESISTANCE MEASUREMENT ALGORITHM

Investigation of Equations 1-5 reveals that for prediction of the stator flux position, to maintain field orientation it is sufficient to know the value of the motor parameters  $L_s$ ,  $L_t$ ,  $M$  and  $R_s$ .

The leakage inductances  $L_s$  and  $L_t$  may be assumed to be constant in the operating range.  $M$  is dependent on the resultant flux level. Various methods exist for measurement of these parameters. In vector control since the flux level is known an appropriate value of  $M$  may always be used if this information is previously obtained through tests. However, the situation is somewhat different for stator

resistance. This parameter is temperature dependent. The change in  $R_s$  may be in the order of 34% for a B-class motor for an allowable temperature rise of 80° K. Investigation of equation 4 indicates that the correct calculation of the stator flux depends on the precise knowledge of the stator resistance. Therefore, it is essential to continuously measure and update  $R_s$  during the operation. One may consider measuring the temperature of the winding, but the temperature of the coil is not uniform, furthermore insertion of sensors is not desirable as this makes the application non standard. The alternative is to correct (or measure) stator resistance based on voltage and current measurements which are essential also for field orientation. Different methods have been proposed for this purpose.

Harashima (1986) has estimated the actual value of stator resistance by comparing the measured and the reference values of the stator current [8]. Doncker has used stator and rotor thermal models for real time resistance correction calculations [7]. Williams et.al, on the other hand, have used the phase relation between the third harmonics of the stator voltage and the airgap flux for the saturated operating condition for the same purpose [9].

Despite the approaches mentioned above it is very desirable to discover a stator resistance measurement technique which consumes less  $\mu$ p time, does not interrupt the operation of the controller, does not need additional elements and yet is accurate.

The method presented here relies on three successive current measurements in a given voltage pulse duration at the inverter output, the magnitude of the pulse being measured only at the first instant. With the assumption of constant leakage inductance, the following equations can be written:

$$v_s - e - R_s i_1 - L_{1s} (\Delta i_1 / \Delta t_1) = 0 \quad t_0 \leq t \leq t_1 \quad (6)$$

$$v_s - (e + \Delta e) - R_s i_2 - L_{1s} (\Delta i_2 / \Delta t_2) = 0 \quad t_1 \leq t \leq t_2 \quad (7)$$

where  $v_s$  and  $e$  are the applied stator voltage pulse and the back emf, respectively,  $L_{1s}$  is stator leakage inductance and  $i$  is the average value of two successive current measurements.

$$\Delta i_1 = i_1 - i_0 \quad \Delta i_2 = i_2 - i_1$$

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 \quad \Delta t_2 = t_2 - t_1$$

Then  $R_s$  can be obtained as:

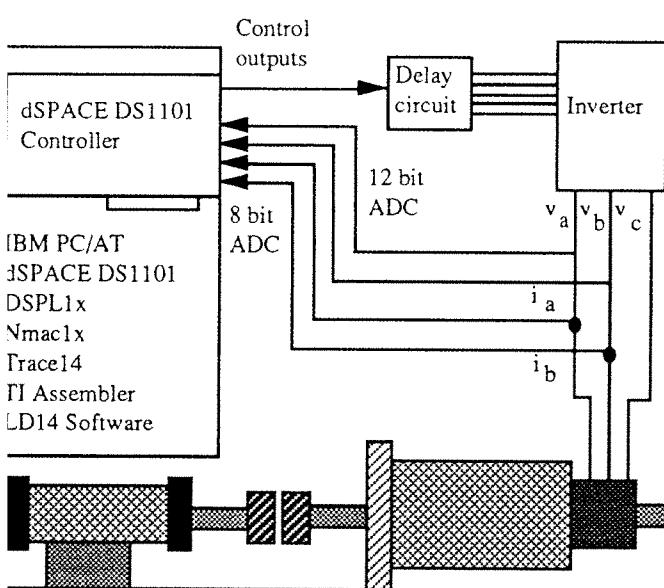


Figure 2 Block scheme of vector controlled induction motor

$$L_{1S} [\Delta i_1 \Delta t_2 - \Delta i_2 \Delta t_1] + (\Delta e/2) \Delta t_1 \Delta t_2$$

$$\Delta t_1 \Delta t_2 (i_1 - i_2)$$

$\Delta e$  can similarly be obtained without any additional parameter measurement as:

$$L_{1S} [\Delta i_{20} \Delta t_1 - \Delta t_{20} \Delta i_1]$$

$$\Delta t_{20} \Delta t_1$$

$$\Delta t_{20} = \Delta t_1 + \Delta t_2$$

$$\Delta i_{20} = \Delta i_1 + \Delta i_2$$

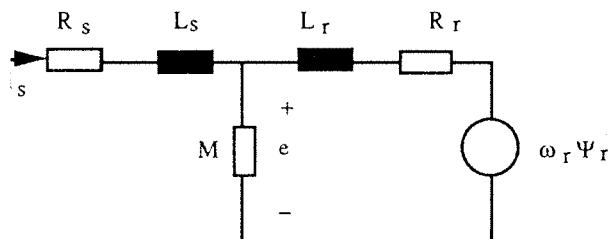


Figure 3. Equivalent circuit of induction motor for stator resistance correction.

is clear from the derivation above that measurements can be anytime in a given cycle. Here however, in order to be able to either a correction for  $\Delta e$  can be avoided, measurements are to be taken at the zero crossing instants of stator flux, which corresponds to the peak value of the induced phase emf. About this time stays nearly constant (variation is only within  $\pm 5\%$  in a  $12^\circ$  slot, which corresponds to approximately  $660 \mu\text{sec}$  at  $50\text{Hz}$ ). However, simulation results indicated that if an estimation for  $\Delta e$  is used (i.e., if  $\Delta e$  is taken as zero), an accurate value for  $R_s$  can not be obtained and the system is unstable. However, when  $\Delta e$  is estimated from Eq.9 and inserted in Eq.8 the system becomes stable.

The real time calculation of  $R_s$  correction algorithm consumes 15 us using TMS320E14 DSP. The flow-chart of this algorithm is as follows. In this flow-chart SA is a parameter to identify the starting of output pulse within which voltage and successive current measurements are to be taken.

#### LINE STATOR LEAKAGE REACTANCE MEASUREMENT

Approach described above can also be used for determining the value of stator leakage reactance if the value of  $R_s$  is already known. For example, if the drive is self commissioning itself for an unknown motor at a known temperature  $R_s$  can be determined by applying a rated voltage to a phase and current can be measured with acceptable accuracy. Then using measured value of  $R_s$ ,  $L_{1S}$  can be found by simultaneously solving Eqs.8 and 9. As discussed earlier unless the current excessively changes,  $L_{1S}$  may be assumed to be constant. However, under transient conditions where phase current is

(8)

(9)

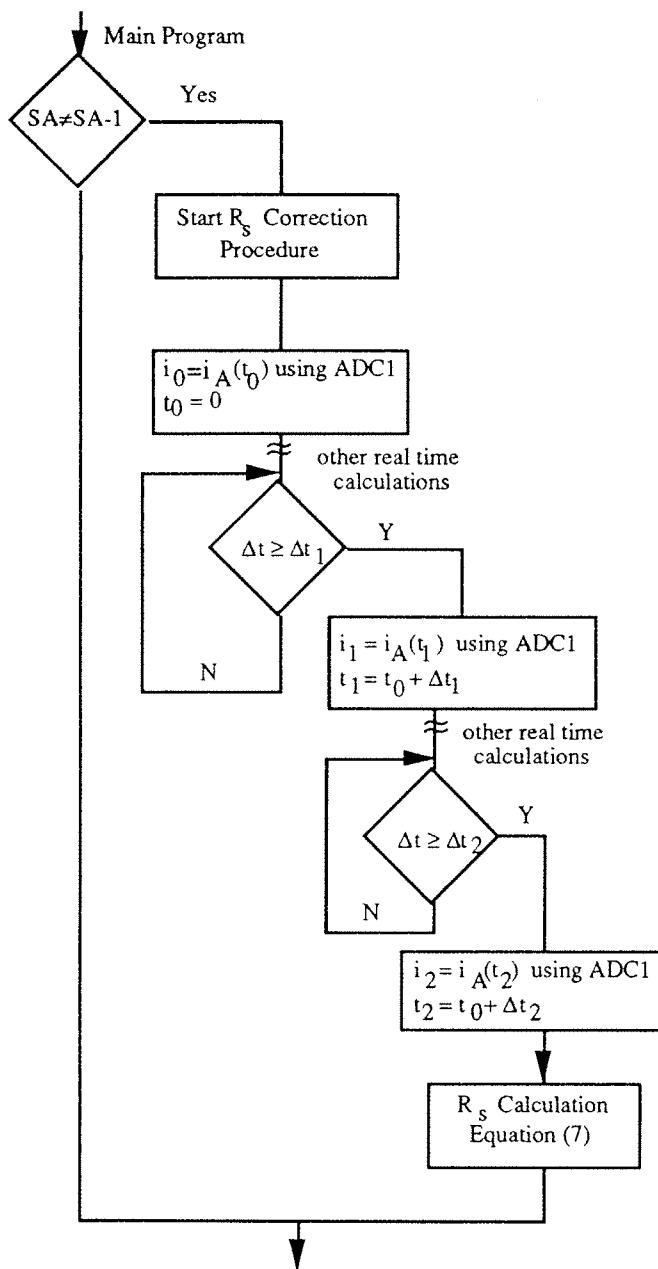


Figure 4. The flow-chart of  $R_s$  correction algorithm in DSP

much higher than rated motor current  $I_{1S}$  may considerably change. If the drive is keeping track of  $R_s$  during relatively slow changes of winding temperature, the simple approach described here will prove useful for determining value of  $L_{1S}$  on the assumption that the temperature of the coil and hence  $R_s$  can not show an abrupt change.

#### SIMULATION RESULTS

To assess the effectiveness of the algorithm developed for measurement and correction of stator resistance a computer simulation is performed. In this simulation the motor model is a d-q model in synchronously rotating reference frame. The field orientation scheme given in Fig 1 is simulated taking into account also the computation

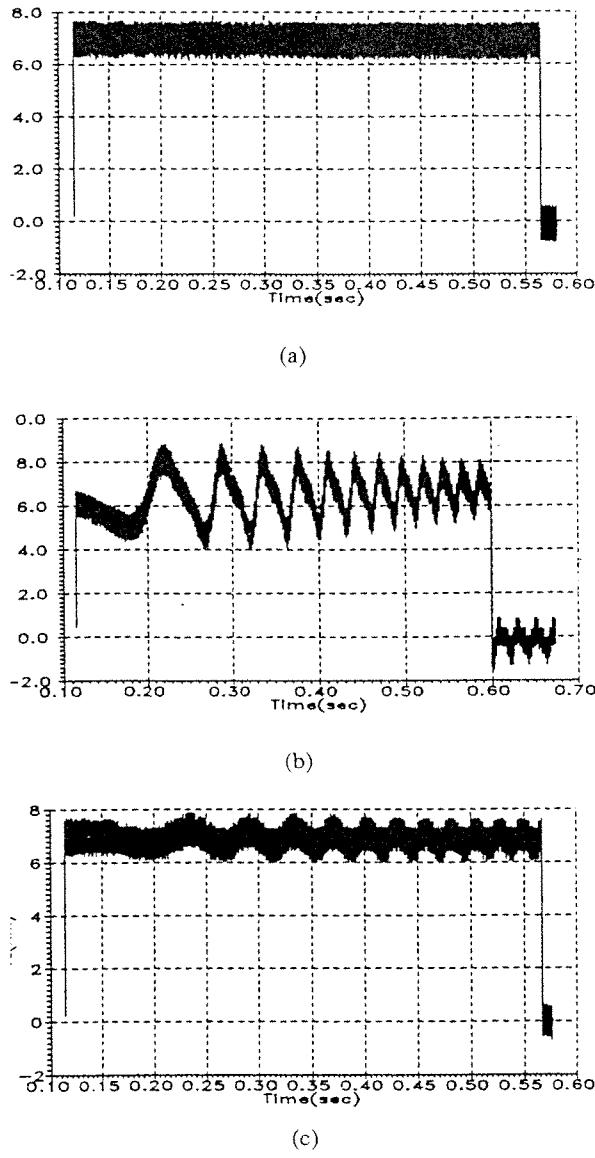


Figure 5. Torque transient response

- a)  $R_s$  unchanged
- b)  $R_s$  uncorrected
- c)  $R_s$  corrected

ys introduced by the  $\mu$ p. All parameters are assumed to be constant except  $R_s$  which is predicted using the algorithm described above.

The simulations are performed while the motor is accelerating and then it is running at constant speed. To find out whether the stator resistance measurement algorithm is useful a 10% change is introduced to  $R_s$  in the motor model and the output of the prediction algorithm and variation of the motor output torque are observed.

Fig 5 presents the simulation results while the motor is desired to accelerate at constant torque. Reference value is 7 Nm for all of the simulations. Fig.5a shows the motor torque when  $R_s$  remains unchanged during the operation. The motor torque can be seen to follow the reference very closely. The result in Fig 5b shows the torque output when  $R_s$  is changed by 10% in the motor model with no correction for  $R_s$  in the control system. As seen, the motor output torque starts oscillating. Peak of the deviations from reference value is in the order of 30-40 %. The oscillations gradually settle to a mean

value of approximately 6.5 Nm which is 10% lower than the set reference.

When the stator resistance measurement and correction algorithm is implemented the result shown in Fig 5c is obtained. In this case the

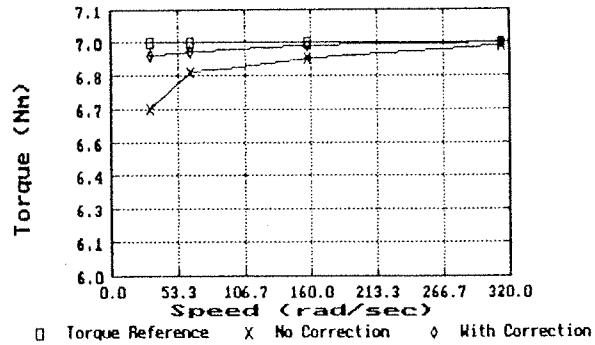


Figure 6. Effect of  $R_s$  correction algorithm on the average torque at steady-state.

oscillations in output torque is of much smaller magnitude and the average torque finally settles to the reference value again.

Fig 6 displays the effect of introducing the stator resistance measurement algorithm, while the motor is operating at various constant speeds. This figure shows that without  $R_s$  correction, the motor output torque deviates from the reference value (7 Nm) by about 5 % if the actual stator resistance is 10 % higher than the value used by the controller. When the correction algorithm is introduced the deviation of the output torque from the reference value becomes about 0.5% even at low speeds.

The measurement method introduced here can be used with any vector control scheme and its advantages mentioned above make it very attractive. Work is in progress at the moment, for its implementation to the control system shown in Fig.1.

## CONCLUSIONS

Measurement and correction of motor parameters constitute an important problem in application of field orientation schemes. Most vector control schemes require online measurement of rotor resistance for rotor field orientation. Rotor resistance is especially difficult to measure and requires complex computations which occupy the microcontroller time. Alternative rotor flux orientation schemes exist which avoid the requirement for measurement of rotor resistance, but they are sensitive to stator resistance measurement. Although numerous approaches are available for online measurement of  $R_s$ , the technique introduced here is much simpler to implement, does not require modifications on the motor and does not interrupt the controller operation. The scheme uses voltage and current samples already needed for control purposes and only takes about 15  $\mu$ sec on a TMS320E14 DSP (for comparison computations for control cycle take about 125  $\mu$ s).

The realistic simulation results presented in this paper (taking into account sampling delays and computation delays) consider a worst case situation where stator resistance  $R_s$  suddenly changes by 10%. Under this condition the controller without compensation can not prevent serious oscillations in output torque and deviation from reference value.

However, when the correction scheme presented here is introduced the simulations show that output torque remains within 0.5% of the reference value. The approach introduced can also be used for determining stator leakage inductance (under both accelerating and constant speed conditions) when the value of  $R_s$  is known.

## REFERENCES

., *Vector Control of AC Machines*. Oxford University Press,

onhard, *Control of Electrical Drives*. Springer Verlag, 1985.

rause, *Analysis of Electric Machinery*. Mc Graw Hill, 1987.

n, H.B. Ertan and M.Y. Üçtuğ, "Vector control of induction  
ough rotor flux orientation with stator flux components as  
, in *Proceedings of ICEM'92*, Manchester, UK, pp.853-857.

reiseitl, et. al. "Schaltungsanordnung zur Bildung eines  
n Spannungssignals, das einer Flußkomponente in einer  
maschine Proportional ist." Patentschrift Nr DE 2833593 C2

, *Stator Flux Orientation: a Robust Control Technique for  
Machines*. Ph.D. Thesis, University of Wisconsin-Madison,  
0.

Doncker, A. Vandeput, and W. Geysen, "Thermal models of  
ed asynchronous machines suited for adaptive temperature  
ation of field oriented controllers", in *Proceedings of IEEE-  
al Meeting*, Denver, Colorado, USA, 1986, pp.132-139.

rashima, et.al, "Control robustness against motor parameter  
in induction motor drive", in *Proceedings of International  
ce on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines*,  
aly, 1986, pp.452-457.

Williams and T.C. Green, "Steady-state control of induction  
estimation of stator flux magnitude", *IEE Proceedings B*,  
, 1991, pp. 69-74.

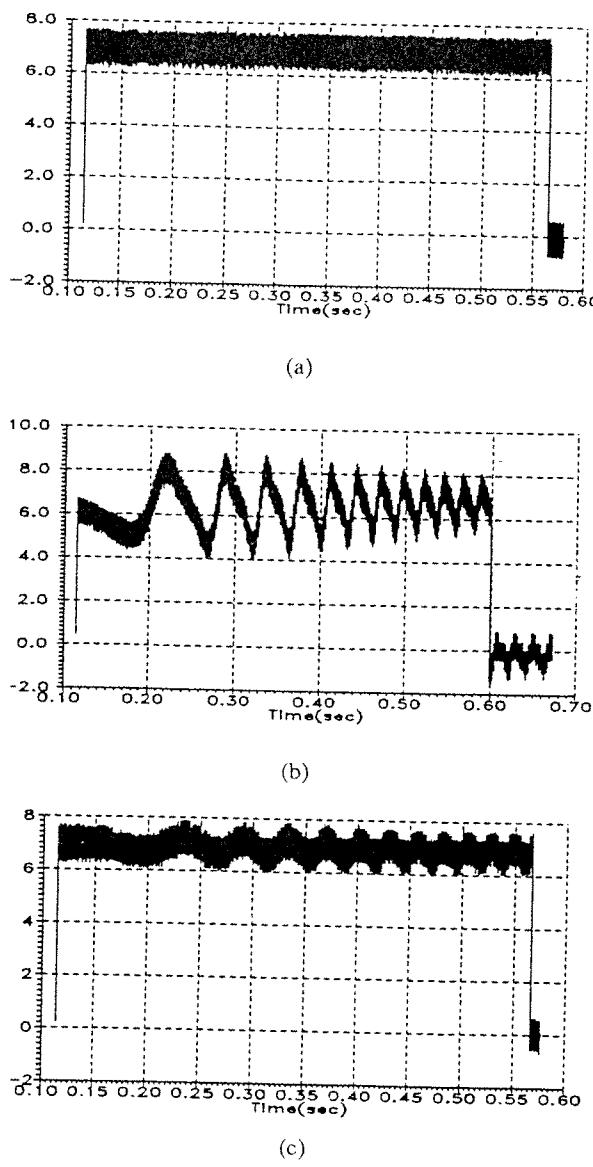


Figure 5. Torque transient response

- a) Rs unchanged
- b) Rs uncorrected
- c) Rs corrected

introduced by the  $\mu$ p. All parameters are assumed to be constant except  $R_s$  which is predicted using the algorithm described

simulations are performed while the motor is accelerating and it is running at constant speed. To find out whether the measurement algorithm is useful a 10% change is added to  $R_s$  in the motor model and the output of the prediction unit and variation of the motor output torque are observed.

Fig. 5 presents the simulation results while the motor is desired to operate at constant torque. Reference value is 7 Nm for all of the simulations. Fig. 5a shows the motor torque when  $R_s$  remains unchanged during the operation. The motor torque can be seen to track the reference very closely. The result in Fig. 5b shows the output when  $R_s$  is changed by 10% in the motor model with no compensation for  $R_s$  in the control system. As seen, the motor output starts oscillating. Peak of the deviations from reference value is of the order of 30-40 %. The oscillations gradually settle to a mean

value of approximately 6.5 Nm which is 10% lower than the set reference.

When the stator resistance measurement and correction algorithm is implemented the result shown in Fig. 5c is obtained. In this case the

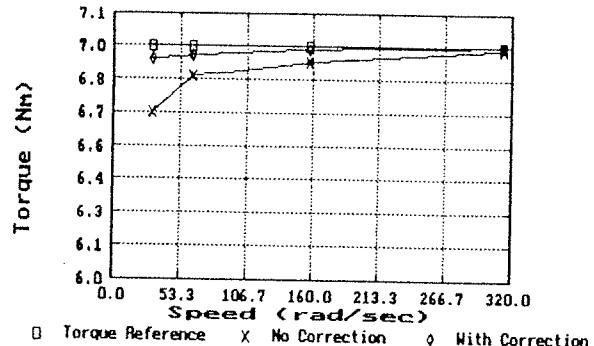


Figure 6. Effect of  $R_s$  correction algorithm on the average torque at steady-state.

oscillations in output torque is of much smaller magnitude and the average torque finally settles to the reference value again.

Fig. 6 displays the effect of introducing the stator resistance measurement algorithm, while the motor is operating at various constant speeds. This figure shows that without  $R_s$  correction, the motor output torque deviates from the reference value (7 Nm) by about 5 % if the actual stator resistance is 10 % higher than the value used by the controller. When the correction algorithm is introduced the deviation of the output torque from the reference value becomes about 0.5% even at low speeds.

The measurement method introduced here can be used with any vector control scheme and its advantages mentioned above make it very attractive. Work is in progress at the moment, for its implementation to the control system shown in Fig. 1.

## CONCLUSIONS

Measurement and correction of motor parameters constitute an important problem in application of field orientation schemes. Most vector control schemes require online measurement of rotor resistance for rotor field orientation. Rotor resistance is especially difficult to measure and requires complex computations which occupy the microcontroller time. Alternative rotor flux orientation schemes exist which avoid the requirement for measurement of rotor resistance, but they are sensitive to stator resistance measurement. Although numerous approaches are available for online measurement of  $R_s$ , the technique introduced here is much simpler to implement, does not require modifications on the motor and does not interrupt the controller operation. The scheme uses voltage and current samples already needed for control purposes and only takes about 15  $\mu$ sec on a TMS320E14 DSP (for comparison computations for control cycle take about 125  $\mu$ s).

The realistic simulation results presented in this paper (taking into account sampling delays and computation delays) consider a worst case situation where stator resistance  $R_s$  suddenly changes by 10%. Under this condition the controller without compensation can not prevent serious oscillations in output torque and deviation from reference value.

However, when the correction scheme presented here is introduced the simulations show that output torque remains within 0.5% of the reference value. The approach introduced can also be used for determining stator leakage inductance (under both accelerating and constant speed conditions) when the value of  $R_s$  is known.

## VECTOR CONTROL OF INDUCTION MOTOR THROUGH ROTOR FLUX ORIENTATION WITH STATOR FLUX COMPONENTS AS REFERENCE

Erhan Akin

M.Sc.,

Elect.Eng.Dept.

Fırat University , Elazığ, Turkey

H.Bülent Ertan

Prof.Dr.,

Elect.Eng.Dept.

METU, Ankara, Turkey

M.Yıldırım Üçtuğ

Assoc.Prof.Dr.,

Elect.Eng.Dept.

METU, Ankara, Turkey

### ABSTRACT

This paper describes a model for vector control of induction motors which achieves complete decoupling of torque and the flux control variables. This is achieved only using stator voltage and current measurement during operation. The stator flux is used as the control variable. This scheme requires determination of the stator resistance during operation. It is shown that this can be done using the voltage and current measurements, already essential for the process. It is illustrated that even if long delays occur in resistance measurements, the stator resistance measurement and correction method is capable of maintaining stability once applied. Some simulation results are also presented.

### INTRODUCTION

Field oriented control can be exercised on stator flux, air gap flux or rotor flux. The purpose of the scheme is to separate either the current components or the flux components so that the variables which determine the motor torque and rotor flux can be independently controlled. Although stator or airgap flux orientation is easier stability problems may arise [1, 2].

When field orientation is exercised on rotor flux, complete decoupling of flux and torque control variables is possible. In this case, however, correct determination of motor parameters is essential for accurate control. Especially correct determination of rotor resistance (or time constant) is essential. Although difficult, various means of measuring this parameter have been reported in the literature.

To implement vector control and decoupling, information on the orientation axis position is also required. Two possibilities exist here. In direct control schemes, flux is directly measured. In indirect control schemes, motor speed or rotor position is measured. An attractive alternative in this case is to calculate the orientation axis position from

voltage and current measurements and hence avoid use of additional devices.

In application of field control, the control variable may be stator voltage or current or stator flux [3, 4]. The skill is in choosing the right combination of possibilities so that the computation time is kept to a minimum, and accurate, stable control is achieved, and/or additional devices required are eliminated or kept to a minimum.

The aim of this work has been both the elimination of additional devices while keeping the computation time to a minimum. Indeed complete decoupling is achieved and necessity for measuring rotor parameters is avoided. The model developed requires only the measurement of stator voltage and current. However, it is essential to determine the correct stator resistance value for accurate control. A method is also developed for measuring and correcting the stator resistance value in the normal sequence of operation.

### FIELD ORIENTATION MODEL

A three-phase squirrel cage induction motor can be modeled in a synchronously rotating reference frame as [5]:

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} - \omega_s \cdot \psi_{qs} + p \psi_{ds} \quad (1)$$

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \omega_s \cdot \psi_{ds} + p \psi_{qs} \quad (2)$$

$$0 = R_r \cdot i_{dr} - \omega_{sl} \cdot \psi_{qr} + p \psi_{dr} \quad (3)$$

$$0 = R_r \cdot i_{qr} + \omega_{sl} \cdot \psi_{dr} + p \psi_{qr} \quad (4)$$

$$T_e = (3P/4) \cdot (M/L_T) \cdot (i_{qs} \cdot \psi_{dr} - i_{ds} \cdot \psi_{qr}) \quad (5)$$

$$T_e - T_L = J \cdot p \omega_r \quad (6)$$

$$\text{where } p = d/dt \quad (7)$$

If the rotor flux is so positioned that it coincides with the d-axis components of the stator quantities,  $\psi_{qr}$  vanishes and hence the torque can be expressed as:

$$T_e = (3P/4) \cdot (M/L_T) \cdot (i_{qs} \cdot \psi_{dr}) \quad (8)$$

The relationship between the d-axis rotor flux and the d-axis stator current is:

$$p \cdot \psi_{dr} + (R_r/L_T) \cdot \psi_{dr} = (M \cdot R_r/L_T) \cdot i_{ds} \quad (9)$$

The equation above shows that the rotor flux can be controlled with the d-axis stator current with a delay. Moreover, equations 8 and 9 show that if the rotor flux can be kept constant by maintaining the d-axis component of the stator current constant, the torque can directly be controlled with the q-axis component of the stator current.

On the other hand, the stator currents used as control variables can be expressed in terms of the stator fluxes. Then, from equations 1-5, for the field orientation depicted above, the following relations can be derived:

$$\begin{aligned} \psi_{ds} &= [M \cdot \beta / (\beta - 1) \cdot \tau_r + (M \cdot \tau_r / (\beta - 1) \cdot p) \cdot \psi_r] \\ &= (K_1 + K_2 \cdot p) \cdot \psi_r \end{aligned} \quad (10)$$

$$\psi_{qs} = [M^2 / (\beta - 1) \cdot L_T] \cdot i_{qs} = K_3 \cdot i_{qs} \quad (11)$$

where  $\tau_r = L_r/R_r$  and

$$\beta = L_s \cdot L_r / (L_s \cdot L_r - M^2) \quad (12)$$

Then, the torque can be rewritten as:

$$T_e = k \cdot \psi_r \cdot \psi_{qs} \quad (13)$$

Equations 10, 11 and 13 show that the motor torque can be controlled with the q-axis component of the stator flux.

However, the whole scheme depends on a precise measurement of the position of the rotor flux and necessitates a series of reference frame transformations. Different methods to either measure or predict the location of the rotor flux are discussed in the literature [4]. In this study, a method of prediction based on stator voltage and current measurements is proposed. In this approach, no additional sensors or components are used and the location of the rotor flux is determined independently of the variations in the value of the rotor resistance. It is known that the stator flux can be expressed in terms of the stator current, voltage and machine parameters as:

$$\psi_s = \int (V_s - R_s \cdot i_s) dt \quad (14)$$

and the rotor flux can be obtained from the stator flux as:

$$\psi_r = L_r / M \cdot (\psi_s - \sigma \cdot L_s \cdot i_s) \quad (15)$$

$$\text{where } \sigma = (1 - M^2 / L_s \cdot L_r) \quad (16)$$

Then, applying the constant phase transformation, the  $\alpha$ - and  $\beta$ -components of the rotor flux and hence its magnitude and the sine and cosine of the rotor angle can be calculated as:

$$|\psi_r| = (\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2)^{1/2} \quad (17)$$

$$\cos \theta_r = \psi_{r\alpha} / |\psi_r| \quad (18)$$

$$\sin \theta_r = \psi_{r\beta} / |\psi_r| \quad (19)$$

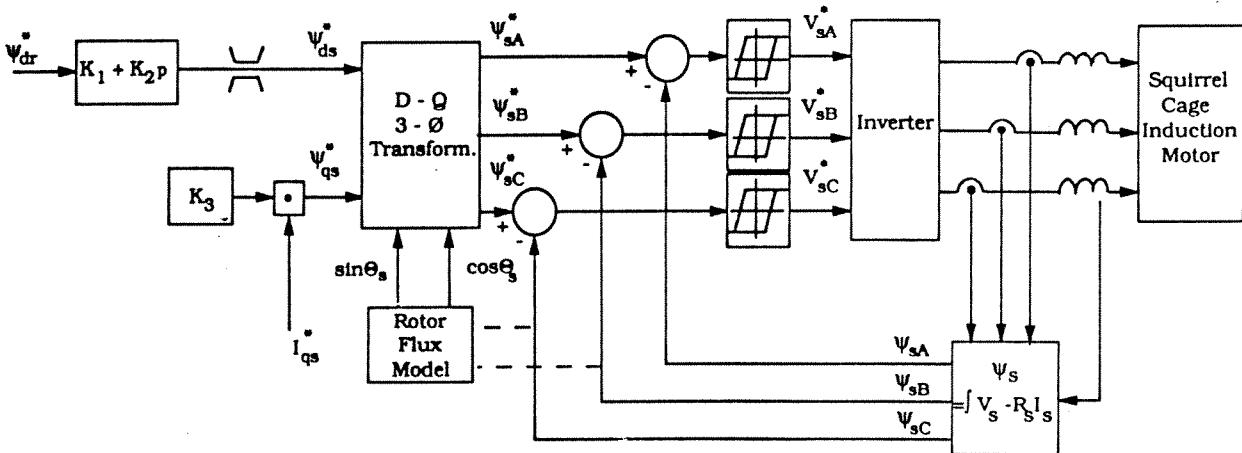


Figure 1. Schematic Diagram of the System

In Figure 1, the block-diagram of the field oriented induction motor control scheme used here is shown. The reference values of the stator flux components corresponding to the desired values of the rotor flux and the torque are determined in the synchronously rotating reference frame. The necessary information about the location of the rotor flux for the achievement of the back transformation to 3-ø values is obtained by voltage and current measurements on the stator side of the machine. The 3-ø reference flux values thus found are then compared with the existing 3-ø flux values calculated from measurements and the resulting error signals are applied to three independent hysteresis controllers working under "bang-bang" control strategy. These controllers provide signals to the bases of the transistors of the inverter driving the motor.

Typical line current, phase voltage and back emf waveforms of the system described above are shown in Figure 2.

#### STATOR RESISTANCE CORRECTION

Vector controlled drives generally determine the motor parameters through a number of tests programmed into the driver. Once the model parameters are determined, the controller operation may commence. It is usual to assume that the leakage inductance terms are constant and the mutual inductance term is constant at a given flux

level, as determined by the initial tests performed. In the model here, the rotor resistance is not essential for the calculations. An accurate value of the stator resistance, however, is essential for the calculation of the stator flux. This parameter is temperature dependent and it is important to be able to determine it without interruption of the driver operation and without additional devices. Although a number of methods exist for the determination of this parameter [6, 7, 8], the approach presented here requires a minimum amount of calculation and is accurate.

The method presented here relies on three successive current measurements in a given voltage pulse duration the magnitude of the pulse being measured only at the first instant. With the assumption of constant leakage inductance, the following equations can be written:

$$u_s - e - R_s \cdot i_1 - l_s \cdot \Delta i_1 / \Delta t_1 = 0 \quad (20)$$

$$u_s - (e + \Delta e) - R_s \cdot i_2 - l_s \cdot \Delta i_2 / \Delta t_2 = 0 \quad (21)$$

where  $u_s$  and  $e$  are the applied stator voltage pulse and the back-emf, respectively,  $l_s$  is the stator leakage inductance and  $i$  is the average value of two successive current measurements. Then  $R_s$  can be obtained as:

$$R_s = [ l_s \cdot (\Delta i_1 \cdot \Delta t_2 - \Delta i_2 \cdot \Delta t_1) + \Delta e \cdot \Delta t_1 \cdot \Delta t_2 ] / [ \Delta t_1 \cdot \Delta t_2 \cdot (i_2 - i_1) ] \quad (22)$$

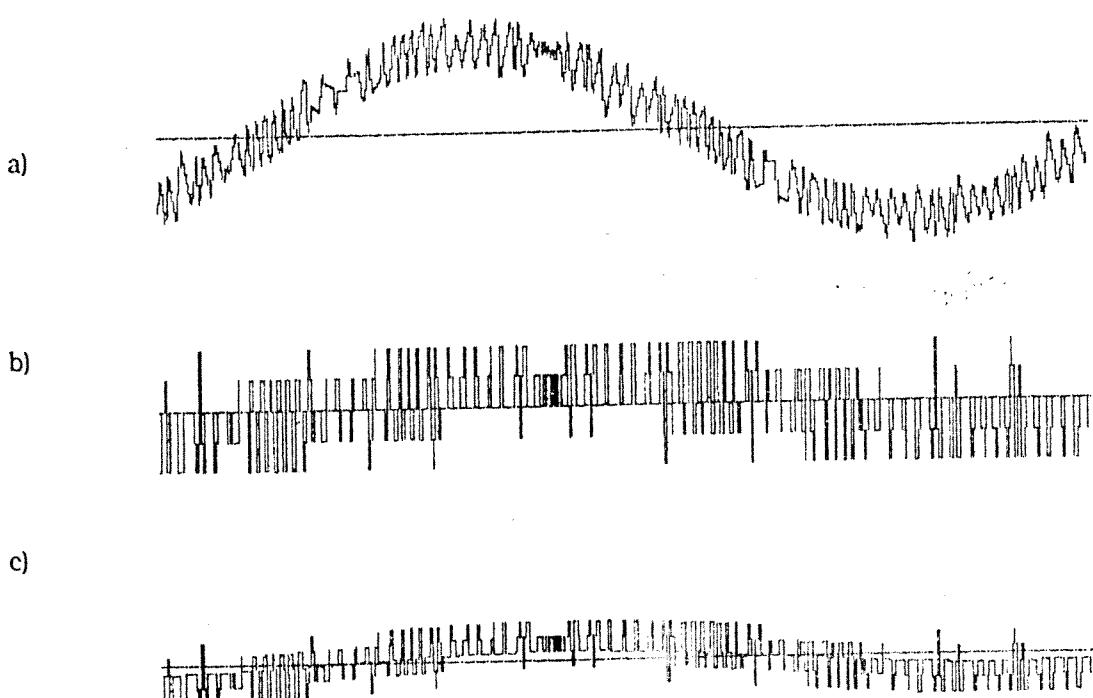


Figure 2. Typical Line Current (a), Stator Voltage (b) and Back emf (c) Waveforms

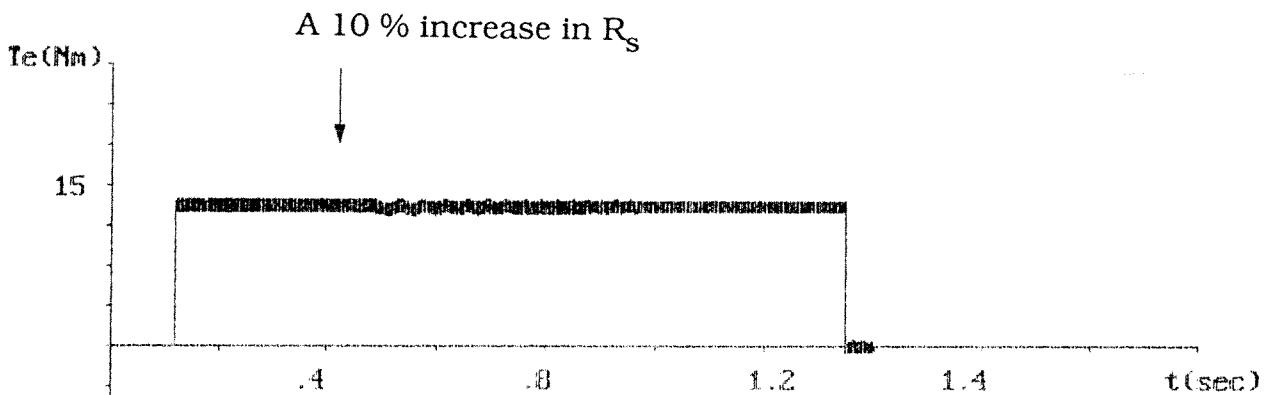


Figure 3. Response of the System to a 10 % Change in Stator Resistance

where  $\Delta e$  can similarly be obtained as:

$$\Delta e = I_s(\Delta i_{20}/\Delta t_{20} - \Delta i_1/\Delta t_1) \quad (23)$$

where  $\Delta t_{20} = \Delta t_1 + \Delta t_2$  and

$$\Delta t_{20} = \Delta t_1 + \Delta t_2 \quad (24)$$

It is clear from the derivation above that the measurements can be made anytime in a given cycle. Here, however, in order to be able to test whether a correction for  $\Delta e$  can be avoided, measurements are assumed to be taken at the zero-crossing instants of stator flux (Eq.14), which corresponds to the peak value of the induced phase emf. About this instant  $e$  stays nearly constant (variation is only within  $\pm 5\%$  within  $12^\circ$  which corresponds to approximately 660  $\mu$ sec at 50 Hz). However, simulation results indicated that if an estimation for  $\Delta e$  is not used (i.e. if

$\Delta e$  is taken as zero), an accurate value for  $R_s$  can not be obtained and the system is unstable. However, when  $\Delta e$  is calculated from Eq.23 and inserted in Eq.22 the system becomes stable.

To illustrate this, an example is shown in Fig.3 where up to instant  $t_1$  the value of  $R_s$  used in the motor model and decoupling operation is identical. After this instant the induction motor model resistance is increased by 10 % to simulate a change in  $R_s$  due to a temperature rise of the motor, whereas an unmodified  $R_s$  is used for reference axis calculations. A realistic program is used to simulate the resistance correction with measurements taken within practical sampling intervals. The corrected value is substituted in subsequent calculations. The figure clearly illustrates that the resistance correction model works effectively with minor

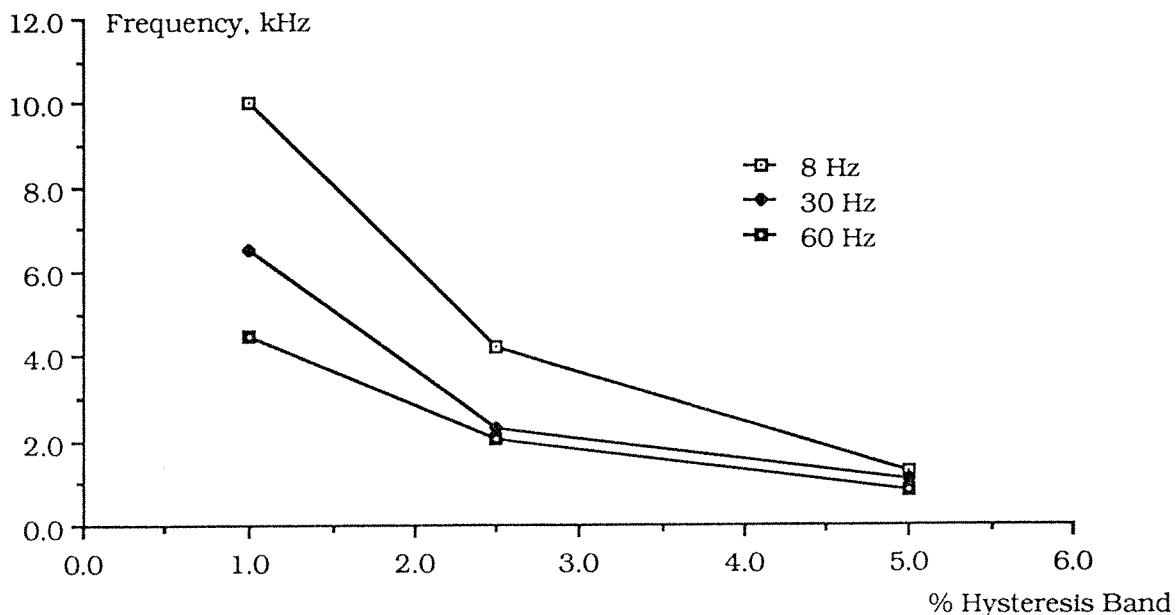


Figure 4. Switching Frequency versus Hysteresis Band

oscillations in torque output. A constant average torque operation is restored within 0.45 seconds. This finding also indicates that it is not essential to update  $R_s$  very often and that the method is capable of measuring the resistance accurately.

The accuracy of the method at other instants during a period is still being tested. It is also possible to use Eqs.20, 21 and 23 for determining  $I_s$  and with some modification the rotor resistance  $R_r$ . The possibilities offered by this approach are still being investigated.

#### DETERMINATION OF HYSTERESIS BAND

The inverter switching frequency depends on the dc link voltage magnitude, level of back emf and the hysteresis band. Figure 4 illustrates how the switching frequency depends on the hysteresis band at various output frequencies. It is clear that with increasing switching frequency current distortion is minimized at the cost of increased switching losses. It is also important that the shortest pulse duration is within capabilities of the power switching elements.

A control strategy is developed which takes into account all these factors and minimizes distortion and losses within specified constraints. However, the space limitation here does not allow presentation of the findings.

#### CONCLUSIONS

In this paper a field oriented control scheme using stator fluxes as the reference values is introduced. The decoupling is achieved through calculations based on measurements on the stator side of the machine. This method avoids the use of external devices required in some applications and also lengthy calculations essential for the calculation of rotor resistance in some vector control schemes reported in the literature. However, accurate knowledge of the stator resistance is essential in the method reported. A new approach is also presented for the measurement and correction of stator resistance which achieves this purpose without interrupting the normal operation of the drive. This method is shown to lead good results through simulation.

The factors which govern the choice of the hysteresis band of the bang-bang control applied on keeping the reference level are also discussed and the criteria used for the choice of this band are introduced.

#### REFERENCES

- [1] Blasche F., Bayer K.H., "Stability Problems with Control of Induction Machines Using the Method of Field Orientation", Siemens Forsch. U. Entwick Ber., Springer Verlag, Bd. 7-2, 1978, pp.77-81.
- [2] Vas P., "Vector Control of AC Machines", Oxford University Press, 1990.
- [3] Tuttas C., "Field Oriented Control of Asynchronous Machines by System Inversion", EPE, Aachen, 1989, pp.295-300.
- [4] Tuttas C., "Feldorientierte Regelung der Asynchronmaschine mit Eingeprägten Statorflüssen", Etz-Archiv, Bd.12, 1990, pp.129-134.
- [5] Krause C.P., "Analysis of Electric Machinery", McGraw Hill, 1987.
- [6] Doncker R.D., Vandenput A., Geysen W., "Thermal Models of Inverter Fed Asynchronous Machines Suited for Adaptive Temperature Compensation of Field Oriented Controllers", IEEE-IES Annual Meeting, Denver, Colorado, 1986, pp.132-139.
- [7] Harashima F., et.al., "Control Robustness Against Motor Parameter Variations in Induction Motor Drive", Proc. of Int. Conf. on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines, Torino, 1986, pp.452-457.
- [8] Williams B.W., Green T.C., "Steady-State Control of Induction Motor by Estimation of Stator Flux Magnitude", IEE Proc.B, Vol.138-2, 1991, pp.69-74.
- [9] Brod D.E., Novotny D.W., "Current Control of VSI PWM Inverters", IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting Conf. Rec., 1984, pp.418-425.

196-E13 (EEEAG-197)	AKREDİTİF HARCAMALAR	TECHİZAT	SARF	SEYAHAT	TELF	TOPLAM	AÇIKLAMALAR
ÖDENEK 96	1.710.000.000	50.000.000	60.000.000	0	0	1.870.000.000	
HARCAMALAR							
19-Kar-96	126.189.500	0	126.189.500	0	0	126.189.500	Pensum Bügşayar
HARCAMA 96	0	126.189.500	0	0	0	126.189.500	
KALAN 96	1.583.810.500	50.000.000	50.000.000	0	0	1.683.810.500	
ÖDENEK 97	2.615.000.000	60.000.000	60.000.000	0	0	2.735.000.000	
AKTARMA	-90.000.000	90.000.000	0	0	0	0	02-03-12-1597 / 61
A.ÖDENEK 97	4.108.810.500	200.000.000	110.000.000	50.400.000	0	4.469.210.500	
HARCAMALAR							
31-Avr-97	44.420.256	0	44.420.256	0	0	44.420.256	Akur ve Garilim Ölçüdü Akreditif
31-Avr-97	1.284.448.000	0	1.284.448.000	0	0	1.284.448.000	DSP Kontrol Kartı Akreditif
31-Avr-97	1.859.742.381	0	1.859.742.381	0	0	1.859.742.381	2 adet Onbokkop Akreditif
16-Nis-97	367.807.195	0	367.807.195	0	0	367.807.195	Avens Melsup
03-Haz-97	50.002.776	0	50.002.776	0	0	50.002.776	Akur ve Garilim Ölçüdü Akreditif Harcamalar
05-Haz-97	11.969.000	0	11.969.000	0	0	11.969.000	2 adet Onbokkop Akreditif Harcamalar
25-Tem-97	0	0	0	0	0	0	0
10-Eyl-97	48.424.200	0	48.424.200	0	0	48.424.200	1. Geçime Raporu Taffi
26-Eyl-97	416.612.848	0	416.612.848	0	0	416.612.848	Avens Melsup
02-Ara-97	49.879.398	0	49.879.398	0	0	49.879.398	DSP Kontrol Kartı Akreditif Harcamalar
HARCAMA 97	786.419.043	1.160.610.637	1.48.306.376	0	0	3.342.117.012	Avens Melsup
KALAN 97	940.190.863	51.683.625	110.000.000	0	0	25.200.000	Avens Melsup
ÖDENEK 98	50.900.000	60.000.000	60.000.000	0	0	180.400.000	
A.ÖDENEK 98	940.190.863	101.683.825	180.000.000	76.600.000	0	1.277.482.488	
HARCAMALAR							
10-Sub-98	0	0	0	0	0	0	0
20-Sub-98	39.100.000	0	39.100.000	0	0	39.100.000	Avens Melsup
15-Nis-98	0	0	0	0	0	0	0
07-Tem-98	107.000.000	0	107.000.000	0	0	107.000.000	2. Geçime Raporu Taffi
17-Ağu-98	0	0	0	0	0	0	0
HARCAMA 98	0	39.100.000	102.000.000	28.600.000	0	25.200.000	Avens Melsup
KALAN 98	901.000.863	-306.375	131.400.000	25.200.000	0	220.100.000	2. Geçime Raporu Taffi
ÖDENEK 99	0	0	0	0	0	0	0
A.ÖDENEK 99	901.000.863	-306.375	131.400.000	25.200.000	0	1.057.383.488	
EK ÖDENEK	3.051.000.000	0	3.051.000.000	0	0	3.051.000.000	
R.ÖDENEK 99	3.952.019.863	-306.375	131.400.000	25.200.000	0	4.108.393.488	
HARCAMALAR							
08-Haz-99	468.359.294	0	468.359.294	0	0	468.359.294	1.Yük Inventeri
26-Mar-99	1.885.840.567	0	1.885.840.567	0	0	1.885.840.567	Rotary Torque Transducer Akreditif
08-Nis-99	264.500.000	0	264.500.000	0	0	264.500.000	Force (Load) Transducer 1 (USD=558675 TL)
08-Nis-99	529.000.000	0	529.000.000	0	0	529.000.000	529.000.000/2 adet UV-10 Kine Amplifier
10-May-99	886.200.125	0	886.200.125	0	0	886.200.125/2 adet Data Acquisition Kart	
27-May-99	489.498.000	0	489.498.000	0	0	489.498.000	Rotary Torque Transducer Akreditif Harcamalar
HARCAMA 99	137.798.487	-306.375	131.400.000	25.200.000	0	1.814.300.376	
KALAN 99	3.814.300.376	0	3.814.300.376	0	0	3.814.300.376	
TÖDENEK	7.286.400.000	250.000.200	160.000.000	100.000.000	0	7.796.800.000	
THARCAMA	7.146.200.513	250.306.375	26.600.000	75.800.000	0	7.502.706.848	HARCAMA GRANI
T.KALAN	137.798.487	-306.375	131.400.000	25.200.000	0	284.093.112	0.36

<b>BİBLİYOGRAFİK BİLGİ FORMU</b>	
<b>Proje No:</b> EEEAG 197	<b>2- Rapor Tarihi:</b> 18 Şubat 2003
<b>Projenin Başlangıç ve Bitiş Tarihleri:</b> 01.11.1996 – 01.11.1999	
<b>Projenin Adı:</b> YENİ BİR ALAN YÖNLENDİRME YÖNTEMİNE OTAMATİK PARAMETRE ÖLÇME VE DÜŞÜK HIZDA ÇALIŞMA ÖZELLİĞİ KAZANDIRILMASI	
<b>Proje Yürüttücüsü ve Yardımcı Araştırmacılar:</b> H. Bülent Ertan, Erhan Akın, Hayrettin Can, Ertan Murat, Metin Akın,	
<b>Projenin Yürüttüldüğü Kuruluş ve Adresi:</b> Ortadoğu Teknik Üniversitesi Fırat Üniversitesi	
<b>Destekleyen Kuruluş(ların) Adı ve Adresi:</b>	
<p><b>Öz (Abstract):</b>          araştırmada, rotor parametrelerine ihtiyaç duymayan bir alan yöntemine “sıfır” hızdan başlayarak 200 Hz ar moment referansını takip etme yeteneği kazandırılmıştır. Kullanılan yöntem deneylerle kanıtlanmıştır. amaçla “uzay vektör modülasyonu tekniğine” sahip DSP tabanlı bir evirgeç de geliştirilmiştir. Sisteme stör tanımı” ve çalışma sırasında parametre izleme özelliklerinin kazandırılması için özgün yöntemler stirilmiştir. Bu yöntemler deneylerle kanıtlanmıştır.</p>	
<b>Ahtar Kelimeler:</b> Self tuning, vector control, field orientation	
<b>Proje ile ilgili Yayın/Tebliğlerle İlgili Bilgiler:</b> 7 MS tezi çalışması, 1 uluslararası makale, 1 uluslararası bildiri, 1 ulusal bildiri, 1 uluslararası makale kabul edildi henüz yayınlanmadı.	
<b>Bilim Dalı:</b>	
<b>Doçentlik B. Dalı Kodu:</b>	<b>ISIC Kodu:</b>
<b>Uzmanlık Alanı Kodu:</b>	
<b>Dağıtım (*):</b> <input checked="" type="checkbox"/> <b>Sınırlı</b> <input type="checkbox"/> <b>Sınırsız</b>	
an Murat'ın tezi dışındaki kısımlar dağıtılabılır	
<b>Raporun Gizlilik Durumu:</b> <input checked="" type="checkbox"/> <b>Gizli</b> <input type="checkbox"/> <b>Gizli Değil</b>	
an Murat'ın tezi dışındaki kısımlar dağıtılabılır.	