

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MOTORLARIN DÜŞÜK HIZLARDA
DUYARGASIZ VEKTÖR KONTROLÜ**

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

734806

Hayrettin CAN

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ELAZIĞ, 2003

134806

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ASENKRON MOTORLARIN DÜŞÜK HIZLARDA
DUYARGASIZ VEKTÖR KONTROLU

Hayrettin CAN

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Bu tez, tarihinde aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği / oyçokluğu ile başarılı / başarısız olarak değerlendirilmiştir.

Danışman : Doç.Dr. Erhan AKIN

Üye : Doç. Dr. Hanifi GÜLDEMİR

Üye : Yrd. Doç. Dr. Yetkin TATAR

Üye : Yrd. Doç.Dr. Timur AYDEMİR

Üye : Yrd. Doç. Dr. Ahmet ORHAN

.....
.....
.....
.....
.....

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 25/06/2003 tarih ve24/2..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

TEŐEKKÖR

Bu tez çalışmasının ortaya çıkmasında beni destekleyen ve tezin her aşamasında sÖrekli yol gÖsteren, Önerilerde bulunan ve cÖmertçe vaktini ayıran tez yÖneticim Sayın Doç. Dr. Erhan AKIN'a, tez sÖresi boyunca engin tecrÖbelerinden yararlandığım ve bu tezin TÖBÖTAK tarafından (EEEAG-197 nolu proje) desteklenmesini sağlayan Prof. Dr. H. BÖlent ERTAN'a teőekkÖr ederim.

Bu tez çalışmasında bulunan birçok simÖlasyonu yapan ve bu konuda bana yardımcı olup bilgisini paylaşan Mehmet KARAKÖSE'ye ve ayrıca bilgi ve tecrÖbelerinden yararlandığım Doç. Dr. Z. Hakan AKPOLAT, Doç. Dr. Muammer GÖKBULUT, Doç Dr. Hanifi GÖLDEMİR, Yrd. Doç. Dr. Ahmet ORHAN, A. Bedri ÖZER ve İ. Ertan MURAT'a teőekkÖr ederim.

Son olarak matematiksel bilgileriyle çalışmama katkıda bulunan, benimle bilgisini paylaşan ve Önerilerde bulunan kardeşim Dr. Ali CAN'a ve sabırla çalışmalarıma destek veren aileme teőekkÖr ederim.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR

İÇİNDEKİLER.....	I
ŞEKİLLER LİSTESİ	IV
TABLolar LİSTESİ	VII
EKLER LİSTESİ	VIII
SİMGELER LİSTESİ	IX
KISALTMALAR LİSTESİ	XII
ÖZ	XIII
ABSTRACT	XV

1. GİRİŞ.....	1
1.1 Genel	1
1.2 Tezin Amacı	4
2. ASENKRON MOTORLAR İÇİN VEKTÖR KONTROL YÖNTEMİ	6
2.1 Giriş	6
2.2 Asenkron Motorlarda Vektör Kontrol Yönteminin Temelleri	6
2.2.1 Rotor Akı Yönlendirmesi	12
2.2.2 Hava Aralığı ve Stator Akı Yönlendirmesi	13
2.2.3 Akı Vektörünün Belirlenmesi	14
2.2.3.1 Dolaylı Alan Yönlendirme	14
2.2.3.2 Doğrudan Alan Yönlendirme	15
2.2.3.2.1 Akı Tahmininde Akı Sensörlerinin Kullanılması	15
2.2.3.2.2 Akı Tahmininde Elektriksel ve/veya Mekaniksel Ölçümlerin Kullanılması	15
3. VEKTÖR KONTROLDE GERİLİM MODELİ, DENETLEYİCİLERİN TASARIMI VE UZAY VEKTÖRÜ DARBE GENLİK MODÜLASYONU (SVPWM)	19
3.1 Giriş	19
3.2 Gerilim Modeli	19
3.3 Denetleyici Tasarımı	20
3.4 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (SVPWM)	22
3.4.1 Uzay Vektör İçin PWM Anahtarlama İşaretlerinin Üretilmesi	24
3.4.2 İnverter Yetenekleri ve Referans Gerilimin Tanımlanması	30
3.4.3 Uygulanan Gerilim Vektörünün Sınırlandırılması	33

3.4.4 Sektörün Belirlenmesi	34
4. GERİLİM MODELİNDE KULLANILAN İNTEGRASYON ALGORİTMALARINA	
YENİ YAKLAŞIMLAR.....	35
4.1 Giriş	35
4.2 Gerilim Modelinde Açık İntegrasyon Problemi	35
4.3 İntegrasyon Algoritmaları	36
4.4 Önerilen Yeni Akı Seviye Sezme Yöntemi ve Kullanılışı	39
4.4.1 Önerilen Kompanzatörün Simülasyon Sonuçları	41
4.4.2 Önerilen Kompanzatörün Deney Sonuçları	44
4.4.3 Sonuç	48
5. STATOR AKI TAHMİNİNDE YENİ BİR BULANIK DENETLEYİCİ	
KULLANILMASI	49
5.1 Giriş	49
5.2 Bulanık Denetleyicili İntegratörün Tasarlanması.....	49
5.3 Bulanık Denetleyicide Kararlılık Kavramı.....	54
5.4 Bulanık Mantığın Gerçekleştirilmesi	55
5.5 Simülasyon ve Deney Sonuçları.....	59
5.6 Sonuçlar ve Tartışma.....	64
6. VEKTÖR KONTROLLÜ ASENKRON MOTORLARDA DÜŞÜK HIZLARDA	
YAPAY SİNİR AĞLARI KULLANARAK GERİLİMİN KOMPANZE EDİLMESİ	65
6.1 Giriş	65
6.2 Kontrol Sisteminin Tanıtılması	66
6.3 Dolaylı Vektör Kontrol ve Doğrudan Vektör Kontrol Modları	67
6.3.1 Dolaylı Vektör Kontrol(IVC) Modu	67
6.3.2 Doğrudan Vektör Kontrol(DVC) Modu.....	68
6.4 Yapay Sinir Ağı Kullanılarak Gerilim Kompanzasyonunun Gerçekleştirilmesi	70
6.5 Yapay Sinir Ağıının Eğitilmesi	75
6.6 Deney Sonuçları	77
6.7 Sonuç	79
7. VEKTÖR KONTROL DONANIMI.....	80
7.1 Giriş	80
7.2 İnverter Güç Devresi	85
7.3 İzolasyon Modülü	85
7.3.1 İzolasyon Modülünün Giriş Sinyalleri	86

7.3.2 İzolasyon Modülünün Çıkış Sinyalleri.....	86
7.3.3 İzolasyon Modülünün Güç Kaynağı.....	86
7.4 Lock-Out Modülü.....	87
7.5 Akım ve Gerilim Ölçücü Devreler	91
8. SONUÇ VE ÖNERİLER	92
8.1 Sonuçlar.....	92
8.2 Sonraki Çalışmalar İçin Öneriler.....	93
KAYNAKLAR.....	94
ÖZGEÇMİŞ	99
EKLER	
EK-1 : Vektör kontrollü sürücülerde denetleyici tasarımı	
EK-2 : Sürekli durumda faz a ve faz b rotor akılarının matematiksel çıkartımları	
EK-3 : Deney setinde kullanılan test motorunun parametreleri	
EK-4 : Yapay sinir ağının ağırlık matrisleri	
EK-5 : Deney setinde kullanılan lem modül, ipm ve ipm güç kaynağı hibrid entegrelerinin katalog bilgileri	

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1 Kenetlemeli I_d akımını gösteren vektör diagramı	6
Şekil 2.2 Moment bileşeninin arttırılması.....	8
Şekil 2.3 Alan bileşeninin arttırılması	8
Şekil 2.4 Stator akım vektörünün a,b,c ekseninden α,β eksenine dönüşümü.....	9
Şekil 2.5 Alan yönlendirmeli asenkron motorun vektör diagramı	10
Şekil 3.1 Gerilim modelini kullanan vektör kontrollü sürücü blok şeması.....	20
Şekil 3.2 Klasik sayısal PI denetleyicinin yapısı	21
Şekil 3.3 Sinüs-üçgen karşılaştırmalı darbe genişlik modülasyonu.....	23
Şekil 3.4 a) Sürekli durumda anahtarların konfigürasyonu V1(1,0,0)	
b) Duran referans çatıda inverter durumlarının ifadesi	25
Şekil 3.5 Referans vektörün sektör1 de bulunduğu durumdaki SVPWM çıkış sinyalleri	28
Şekil 3.6 Sektörlere göre inverter kutup gerilimi.....	30
Şekil 3.7 Altı-adım çalışma için inverter faz gerilimi ve gerilimin temel bileşeni	31
Şekil 4.1 Gerilim modeli blok şeması	36
Şekil 4.2 δ geri beslemeli integratör	37
Şekil 4.3 PI kontrollü integratörün blok şeması.....	37
Şekil 4.4 Kompanzeli δ geri beslemeli integratörün blok şeması.....	38
Şekil 4.5 Akı genliğinin ve dc offset değerinin belirlenmesinde kullanılan faz a ve faz b'nin kesişme noktaları	39
Şekil 4.6 Rotor akısının faz a ve faz b bileşenleri ile birlikte dalga şekli (simülasyon) a) δ geri beslemeli integratörün çıkışı (1Hz) b) Önerilen kompanzatörün çıkışı (1Hz).....	42
Şekil 4.7 Rotor akısının faz a ve faz b bileşenleri ile birlikte dalga şekli (simülasyon) a) δ geri beslemeli integratörün çıkışı (5Hz) b) Önerilen kompanzatörün çıkışı (5Hz).....	43
Şekil 4.8 Değişken akı şartlarında önerilen kompanzatörün simülasyon çıkışı.....	44
Şekil 4.9 Rotor akısının faz a ve faz b bileşenleri ile birlikte dalga şekli (deney) a) δ geri beslemeli integratörün çıkışı ($\delta=3$) b) Önerilen kompanzatörün çıkışı ($\delta=3$).....	45
Şekil 4.10 Rotor akısının faz a ve faz b bileşenleri ile birlikte dalga şekli (deney) a) δ geri beslemeli integratörün çıkışı (1Hz) b) Önerilen kompanzatörün çıkışı (1Hz).....	46
Şekil 4.11 Rotor akısının faz a ve faz b bileşenleri ile birlikte dalga şekli (deney) a) δ geri beslemeli integratörün çıkışı (5Hz) b) Önerilen kompanzatörün çıkışı (5Hz).....	47
Şekil 4.12 Değişken akı şartlarında önerilen kompanzatörün deney çıkışı	48

Şekil 5.1 Bulanık denetleyici blok diagramı	50
Şekil 5.2 Stator akı tahmini için kullanılan bulanık denetleyicinin blok diyagramı.....	51
Şekil 5.3 Bulanık denetleyicinin üyelik fonksiyonları, kural tablosu ve giriş-çıkış değişimi	
a) Giriş değişkeni “error” ‘ün üyelik fonksiyonları b) Giriş değişkeni “error”	
un üyelik fonksiyonları c) Çıkış değişkeni “action” ‘ün üyelik fonksiyonları	
d) Bulanık denetleyicinin kural tablosu e) Bulanık denetleyicinin giriş-çıkış değişimi ..	53
Şekil 5.4 Bulanık denetleyicinin yörünge yolu ile kararlılık analizi.....	54
Şekil 5.5 Gerçekleştirmede kullanılan dizilerin durumu.....	56
Şekil 5.6 Dilsel bir değişkenin analizi	56
Şekil 5.7 1 HP motor için bulanık denetleyicili integratörün geçici zaman cevabı simülasyon	
sonucu.....	60
Şekil 5.8 1 HP motor için PI denetleyicili integratörün geçici zaman cevabı simülasyon sonucu .	60
Şekil 5.9 3 HP motor için bulanık ve PI denetleyicili integratörün simülasyon sonuçları	61
Şekil 5.10 3 HP motor için bulanık denetleyicili integratörün simülasyon sonuçları.....	61
Şekil 5.11 3 HP motor için bulanık denetleyicili integratörün deneysel sonuçları.....	62
Şekil 5.12 10 HP motor için bulanık denetleyicili integratörün simülasyon sonuçları.....	62
Şekil 5.13 10 HP motor için PI denetleyicili integratörün simülasyon sonuçları	63
Şekil 6.1 Stator alan yönlendirmeli vektör kontrol sisteminin blok şeması.....	66
Şekil 6.2 Blaschke denklemleri ile stator akısının akım modeli ile hesaplanmasına ilişkin blok	
diagramı	68
Şekil 6.3 Stator akı tahmininde kullanılan programlanabilir kaskad alçak geçiren filter	69
Şekil 6.4 IVC modu ile DVC modu arasındaki geçiş	69
Şekil 6.5 a- v_{sa}^* ve v_{sa} gerilimleri ($ v_s^* = 75volt$ ve $w_e = 60rad / sn$)	
b- v_{sa}^* ve v_{sa} gerilimleri ($ v_s^* = 30volt$ ve $w_e = 20rad / sn$)	
c- v_{sa}^* ve v_{sa} gerilimleri ($ v_s^* = 20volt$ ve $w_e = 5rad / sn$)	71
Şekil 6.6 Yapay sinir ağı tabanlı gerilim kompanzatörü blok şeması.....	73
Şekil 6.7 a) Statik yapay sinir ağının genel yapısı b) Her bir nöronun nonlinear yapısı	74
Şekil 6.8 a) YSA’ya girilen referans gerilim ve hıza bağlı olarak k_{At} ’nin değişimi	
b) YSA’ya girilen referans gerilim ve hıza bağlı olarak faz farkının(ϕ_c) değişimi.....	76
Şekil 6.9 a) v_{sa}^* , v_{sa} ve v_{sa}^{*C} gerilimleri b) v_{sa}^* ve v_{sa} gerilimleri arasındaki hata	
c) a’da gösterilen alanın büyütülmüş durumu	78

Şekil 6.10 a) v_{sa}^* , v_{sa} ve v_{sa}^{*C} gerilimleri b) v_{sa}^* ve v_{sa} gerilimleri arasındaki hata	
c) Elektriksel hız(w_e).....	78
Şekil 7.1 Vektör kontrolde kullanılan donanımın blok şeması	80
Şekil 7.2 Vektör kontrol deney seti.....	81
Şekil 7.3 Vektör kontrol sürücüsü.....	81
Şekil 7.4 Expand and Delay (Lock-Out) devresi	82
Şekil 7.5 İzolasyon devresi ve IPM modül.....	82
Şekil 7.6 Snubber devresi.....	83
Şekil 7.7 Güç Kaynakları ($\pm 5V$, $\pm 15V$) devresi.....	83
Şekil 7.8 Akım ve gerilim sensörleri ve filtre devreleri.....	84
Şekil 7.9 Kapasite grubu ve tek faz ve 3-faz doğrultucular	84
Şekil 7.10 DC hat üzerine monte edilen snubber devresinin konfigürasyonu	85
Şekil 7.11 İzolasyon modülün konfigürasyonu.....	86
Şekil 7.12 Lock-out modülde bulunan dead-time gecikme devresinin konfigürasyonu	87
Şekil 7.13 Lock-out modülün genel eleman dağılımı	88
Şekil 7.14 Lock-out modülün giriş sinyalleri P1, P2, P3 ve çıkış sinyalleri	
UP, UN, VP, VN, WP, WN dalga şekilleri	90
Şekil 7.15 Akım ve gerilim ölçücü devrelerin şeması	91

TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 5.1 İndekslenmiş kural tablosu	57
Tablo 5.2 Simülasyonlarda ve deneyde kullanılan motorların parametreleri.....	63
Tablo 7.1 Lock-out modülün giriş ve çıkış sinyalleri ve bu sinyallerin dead-time gecikme ayarının yapıldığı potansiyometreler	88



EKLER LİSTESİ

EK-1 : Vektör kontrollü sürücülerde denetleyici tasarımı

EK-2 : Sürekli durumda faz a ve faz b rotor akılarının matematiksel çıkartımları

EK-3 : Deney setinde kullanılan test motorunun parametreleri

EK-4 : Yapay sinir ağının ağırlık matrisleri

EK-5 : Deney setinde kullanılan lem modül, ipm ve ipm güç kaynağı hibrid entegrelerinin katalog bilgileri



SİMGELER LİSTESİ

f_s	Stator frekansı
f_{sl}	Kayma frekansı
i_{sa}	Stator a fazı akımı
i_{sb}	Stator b fazı akımı
i_{sc}	Stator c fazı akımı
I_m	Mıknatıslama akımı
i_{sd}	Stator akımının d bileşeni
i_{sq}	Stator akımının q bileşeni
$i_{s\alpha}$	Stator akımının α bileşeni
$i_{s\beta}$	Stator akımının β bileşeni
i_{rd}	Rotor akımının d bileşeni
i_{rq}	Rotor akımının q bileşeni
$i_{r\alpha}$	Rotor akımının α bileşeni
$i_{r\beta}$	Rotor akımının β bileşeni
J	Atalet momenti
k_p	Denetleyicinin oransal katsayısı
k_i	Denetleyicinin integral katsayısı
k_1, k_2	Bulanık denetleyici için giriş kazancı
k_3	Bulanık denetleyici için çıkış kazancı
L_s	Stator öz indüktansı
L_r	Rotor öz indüktansı
L_m	Ortak indüktans
L'_r	İndirgenmiş rotor indüktansı
L_{lr}	Rotor kaçak indüktansı

L'_{lr}	İndirgenmiş rotor kaçak indüktansı
L_{ls}	Stator kaçak indüktansı
p	d/dt türev operatörü
P	Kutup sayısı
R_r	Rotor bir faz direnci
R'_r	İndirgenmiş rotor bir faz direnci
R_s	Stator bir faz direnci
T_e	Motor tarafından üretilen moment
T_L	Yük moment
τ_r	Rotor devresi zaman sabiti
τ_s	Stator devresi zaman sabiti
v_{sd}	Stator gerilimi d bileşeni
v_{sq}	Stator gerilimi q bileşeni
$v_{s\alpha}$	Stator gerilimi α bileşeni
$v_{s\beta}$	Stator gerilimi β bileşeni
ω_r	Rotor açısal frekansı
ω_s	Stator açısal frekansı
ω_{sl}	Kayma açısal frekansı
θ_s	Sabit (α - β) eksen takımı ile dönen (d-q) eksen takımı arasındaki konum açısı
ψ_{ma}	faz a hava aralığı akısı
ψ_{mb}	faz b hava aralığı akısı
ψ_{mc}	faz c hava aralığı akısı
$\psi_{m\alpha}$	Hava aralığı akısı α bileşeni
$\psi_{m\beta}$	Hava aralığı akısı β bileşeni
ψ_{sa}	Stator a fazı akısı
ψ_{sb}	Stator b fazı akısı

ψ_{sc}	Stator c fazı akısı
$\psi_{s\alpha}$	Stator akısı α bileşeni
$\psi_{s\beta}$	Stator akısı β bileşeni
ψ_{sd}	Stator akısı d bileşeni
ψ_{sq}	Stator akısı q bileşeni
ψ_{ra}	Rotor a fazı akısı
ψ_{rb}	Rotor b fazı akısı
ψ_{rc}	Rotor c fazı akısı
$\psi_{r\alpha}$	Rotor akısı α bileşeni
$\psi_{r\beta}$	Rotor akısı β bileşeni
ψ_{rd}	Rotor akısı d bileşeni
ψ_{rq}	Rotor akısı q bileşeni
μ	Üyelik derecesi
$\mu(x)$	Üyelik fonksiyonu
σ	Kaçak faktörü
σL_s	Stator geçici durum indüktansı

KISALTMALAR LİSTESİ

DSP	: Sayısal işaret işlemci (digital signal processor)
DVC	: Doğrudan vektör kontrol (direct vector control)
FOC	: Alan yönlendirmeli kontrol (field oriented control)
IPM	: Akıllı güç modülü (intelligent power module)
IVC	: Dolaylı vektör kontrol (indirect vector control)
PCLPF	: Programlanabilir kaskad alçak geçiren filtre (programmable cascaded low-pass filter)
PWM	: Darbe genişlik modülasyonu
SVPWM	: Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu
YSA	: Yapay sinir ağı

ÖZET

DOKTORA TEZİ

ASENKRON MOTORLARIN DÜŞÜK HIZLARDA DUYARGASIZ VEKTÖR KONTROLÜ

Hayrettin CAN

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
2003, Sayfa: 99

Vektör kontrollü asenkron motor sürücüler oldukça iyi geçici durum ve sürekli durum performansına sahiptir. Doğrudan stator akı yönlendirmeli vektör kontrol metodu, hız bilgisine ihtiyaç duymayıp, stator direnci hariç diğer parametre değişimlerine karşı duyarsızdır. Ancak bu kontrol stratejisinin performansı stator akısının doğru tahminine dayanmaktadır. Gerilim modeli, stator akısı tahmin metotlarından biri olup bu modelde stator akısı, eşdeğer devrede stator direnci arkasına düşen gerilimin integre edilmesi ile hesaplanır. Ancak düşük frekanslarda stator direncindeki değişimlerden, integratör sürüklenmelerinden (driftlerinden) ve gürültülerden dolayı stator akısı üzerinde oldukça büyük hatalar olmaktadır. Bu tezde, yeni matematiksel yaklaşımlar ve yumuşak hesaplama metotları geliştirilerek sürücü performansı özellikle düşük hızlarda arttırılmıştır.

İlk olarak, gerilim modelinde bulunan integrasyon algoritmaları tartışılmış ve birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Bu integratörlerin stator akısı üzerinde genlik ve açı hatalarına neden olduğu görülmüş; Bu nedenle yeni bir kompanzatör önerilerek integratör üzerindeki bu hatalar çözülmeye çalışılmıştır. Önerilen yeni kompanzatörde bulunan hesaplamalar, içerdiği basit matematiksel formüllerden dolayı oldukça hızlıdır. Ayrıca integratörün geri besleme döngüsü için yeni bir bulanık denetleyici geliştirilmiştir. Bu bulanık denetleyicinin en önemli avantajı sağlam bir yapı sağlaması ve diğer metotlarla karşılaştırıldığında basit bir tasarımının olmasıdır. Yukarıda bahsedilen algoritmalar bilgisayar simülasyonları ve deney sonuçları ile birlikte sunulmuştur.

Buna ek olarak, referans ve gerçek stator gerilimleri arasındaki gerilim hatasını düşürebilmek için yapay sinir ağı tabanlı gerilim kompanzatörü tasarlanmış ve deneylerden elde edilen sonuçlarla doğrulanmıştır. Yeni geliştirilen bu sistemin getirdiği en büyük katkı, gerçek stator gerilimi ile buna karşılık gelen referans gerilimini doğrulukla karşılaştırmasıdır. Denetleyicilerdeki kuvantalama hatası, ayrık-zamanlı işlemler, anahtarlama elemanları üzerindeki gerilim düşümünün ihmal edilmesi ve inverterdeki ölü-zaman'dan dolayı oluşan ve doğrusal olmayan gerilim farkını düzeltmek için yapay sinir ağı tabanlı kompanzatör kullanılmıştır. Gerçek stator gerilimi ve buna karşılık gelen referans gerilim arasındaki

doğrusal olmayan bu fark, motor hızının ve yükün bir fonksiyonu olup özellikle düşük hız ve hafif yüklerde önemli olmaktadır.

Ayrıca tezde sistemin donanımı detaylı olarak verilmiştir. Yeni geliştirilen sistemdeki üç-faz IGBT inverter 7.5kHz anahtarlama frekansı ile sürülmüş ve 540V dc hat gerilimi kullanılmıştır. Uzay vektörü PWM içeren kontrol algoritması 5kHz örnekleme frekansı ile TMS320C31 sayısal işaret işlemci(DSP) kullanılarak elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler : Duyargasız vektör kontrol, bulanık kontrol, yapay sinir ağları, akı tahmini, gerilim modeli, açık integrasyon, gerilim kompanzasyonu.



ABSTRACT

PhD Thesis

SENSORLESS VECTOR CONTROL OF INDUCTION MOTORS AT LOW SPEED

Hayrettin CAN

Firat University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical - Electronics Engineering
2003, Page:99

Vector control is known to have good transient and steady-state performance in induction motor drivers. It involves direct stator flux orientation methods that do not need speed information and are insensitive to parameter variations except 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 model, the stator flux can be computed by integrating the terminal voltage reduced by the ohmic losses. However, at low frequencies large errors occur due to the variation of the stator resistance, integrator drift, and noise. In this thesis, novel mathematical derivations and soft computing methods are developed to increase the performance of the drive, especially at low speeds.

First, existing integration algorithms used in the voltage model are discussed, and compared to each other. These integrators have magnitude and angle errors in the stator flux. Then, a new compensator is proposed to solve the problems associated with the integrator. The new compensation method is computationally fast due to underlying simple mathematical formulas. Additionally, a new fuzzy controller is developed for the feedback loop of the integrator. The most important advantage of the fuzzy controller is to provide a robust structure and simple design compared to the other methods. Computer simulations and experiment results of the algorithms mentioned above are also presented.

Moreover, to reduce the voltage error between the reference and the actual stator voltages, an artificial neural network-based voltage compensator is designed and verified by empirical results from experiments. One of the main contributions of the newly developed system is that it accurately aligns the actual stator voltage with the corresponding reference voltage using a neural network-based compensator to correct for nonlinear voltage discrepancy due to the quantization error in the controllers, discrete-time processes, forward voltage drop of switching devices, and dead-time of the inverter. The nonlinear difference between the actual stator voltage and the corresponding reference voltage is a function of rotor speed and load, and is crucial especially at low speeds and light loads.

1. GİRİŞ

1.1 Genel

Geleneksel d.c. motor sürücüler değişken-hızlı sürücüler pazarında oldukça büyük bir paya sahiptirler. Ancak bu pazarda sahip oldukları payın oranı gittikçe düşmektedir. Hatta Japonya ve Avrupa'da bazı şirketler d.c. sürücü üretimini durdurmuştur. Diğer taraftan son yıllarda vektör kontrollü asenkron motor sürücüler d.c. motorlara göre daha yüksek verimli olması ve daha az bakım gerektirmelerinden dolayı oldukça popüler olmuşlardır. Vektör kontrol tekniği kullanılarak asenkron motorlar d.c. motorlar gibi çalıştırılabilirler. Akımın akı üreten bileşeni ile moment üreten bileşeni tıpkı d.c. motorlarda olduğu gibi birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilir. Vektör kontrol metodu ilk olarak 1969 yılında geliştirilmiştir. Ancak o yıllarda hızlı sayısal sinyal işlemciler bulunmadığından dolayı kontrol algoritmasındaki bütün gerekli hesaplamalar istenilen sürede yapılamadığından vektör kontrol pratik olarak gerçekleştirilememiştir. Bu nedenle 1990'lı yıllardan sonra sayısal işaret işlemcilerdeki hızlı gelişmeyle birlikte vektör kontrol, asenkron motoru kontrol eden diğer algoritmalara göre daha popüler olmuştur.

Vektör kontrollü sürücülerde eğilim, sadece motor gerilim ve/veya akımlarının gözlemlendiği, hız veya pozisyon duyargasız sürücülere doğru kaymaktadır[1]. Ayrıca terminal gerilimi, d.c. hat gerilimi ve motoru süren inverterin anahtarlama fonksiyonları ile elde edilebilir. Vektör kontrollü sürücüler yüksek performans sağladıklarından dolayı endüstriyel uygulamalarda giderek popüler olmakta ve bu sürücüler birçok firma tarafından üretilmektedir (Control Techniques, Danfoss, Siemens, Mitsubishi, Hitachi v.s.).

Vektör kontrol, doğrudan alan yönlendirme ve dolaylı alan yönlendirme olmak üzere iki ana katagoride sınıflandırılabilir. Dolaylı alan yönlendirme stator akımları ve motor hızı ölçülerek gerçekleştirilir. Bu yöntemin hesaplamalarında kayma bilgisi stator akımları üzerinden elde edilir. Doğrudan alan yönlendirme uygulanırken ise, yönlendirme akısı Hall etkili duyargalar, sezici bobinler, stator geriliminin üçüncü harmoniği veya tapped (kademeli) stator sargıları yada stator akım, gerilim ve hız ölçümleri kullanan gözlemleyiciler üzerinden elde edilir[1]. Genel olarak doğrudan alan yönlendirme, dolaylı alan yönlendirmeye göre daha fazla hesaplama zamanı gerektirmektedir.

Günümüzde doğrudan moment kontrollü (direct torque control-DTC) sürücüler büyük ilgi görmektedirler. Çeşitli tiplerde DTC sürücüler[1] bulunmakla birlikte, ilk endüstriyel doğrudan moment kontrollü asenkron motor sürücü ABB firması tarafından yakın zamanda geliştirilmiştir. Diğer üreticilerin de bunu izleyeceği ve farklı tipte hız duyargasız uygulamaları

geliştireceği beklenmektedir. Gerilim-kaynağı-inverter beslemeli (voltage-source-inverter-fed) doğrudan moment kontrollü sürücülerde moment kontrolü, optimum inverter anahtarlama modunun seçilerek stator, rotor veya hava aralığı akısının kontrolünü içermektedir. Diğer bir deyişle, akı altıgeninin içerisindeki altı sektörden birinde bulunan akı vektörünün elde edilmesine ihtiyaç duyulmaktadır. Stator akısı, terminal geriliminden omik kayıpların çıkarılması ile hesaplanan değerin integre edilmesi ile elde edilebilir. Ancak düşük frekanslarda stator direncindeki değişimlerden, integratörün drift ve gürültülerden dolayı büyük hatalar olmaktadır. Önceden de bahsedildiği gibi, terminal gerilimi, inverterin anahtarlama durumları ve de hat gerilimi ölçülerek de elde edilebilir.

Doğrudan moment kontrollü sürücülerin temel özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir[1]:

- Akı ve momentin doğrudan kontrol edilmesi.
- Gerilim ve akıların dolaylı olarak kontrol edilmesi.
- Azaltılmış moment sınımları.
- Mükemmel moment dinamiği.
- Sinüzoidale yakın stator akıları ve stator akımları.
- Akı ve momentin histeresiz bandına bağımlı inverter anahtarlama frekansı.

Doğrudan moment kontrollü sürücülerin en önemli avantajları[1]:

- Koordinat dönüşümlerinin olmaması (Bu dönüşümlere birçok vektör kontrollü sürücü uygulamalarında ihtiyaç duyulmaktadır).
- Aynı ayrı gerilim modülasyon bloklarının olmaması.
- Gerilim decoupling devrelerinin bulunmaması (Gerilim kaynaklı vektör sürücülerde ihtiyaç duyulmaktadır) .

Asenkron motorun karmaşık yapısı, inverterle ve sayısal kontrol edici ile bir araya geldiğinde bazı durumlarda tam matematiksel model kullanımı güçleşmektedir. Bu gibi durumlarda yumuşak hesaplama(soft computing) olarak da bilinen, sezgiye, uzmanlığa ve veri ile öğrenmeye dayalı yeni yöntemlerin vektör kontrollü sürücülerde kullanıldığı görülmektedir. İki önemli sürücü üreticisi olan Hitachi ve Yaskawa, bulanık mantıkla kontrol, yapay sinir ağı tabanlı kontrol ve yapay zekayı sürücüler ile birleştirmişlerdir.

Bir bulanık denetleyicinin tasarlanmasında, sistemin matematiksel modelinden çok sistemi çalıştıran uzmanın sistem davranışı konusunda sahip olduğu bilgiler ve gözlemleri daha önemlidir. Böyle bir yaklaşım, uzun yıllar boyunca kazanılan deneyimlerin denetleyici içerisine, yorumlanmış halde kolaylıkla yerleştirilmesine olanak sağlar. Deneyler göstermektedir ki

bulanık mantık ile kontrol, geleneksel kontrol algoritmalarına göre daha iyi sonuç vermektedir. Bulanık mantığı kullanmanın getirdiği en büyük avantaj, sistemin herhangi bir matematiksel modelini oluşturmaya ihtiyaç duyulmamasıdır.

Literatürde bulanık mantık denetleyici kullanan çeşitli vektör kontrollü sürücüler birçok makalede tartışılmıştır. Bunların çoğunda sadece hız denetleyicisi bulanık mantık ile gerçekleştirilmiş olup genelde simülasyon üzerine konsantre olmuşlardır. Daha sonraları ise vektör kontrollü sürücülerde sayısal işaret işlemci (Digital signal processor-DSP) kullanılması ile vektör kontroldeki bütün denetleyicilerde bulanık mantık kullanılmış ve sonuçlar deneysel olarak verilmiştir[2, 3]. Bu uygulamaların bir çoğunda TMS320C30 sayısal işaret işleyici kullanılmıştır. Bunun yanında sürücülerde, daha hızlı moment ve akı cevabı elde edebilmek için bulanık mantık tabanlı anahtarlama vektörünün seçilmesi işlemi[4], asenkron motorun parametre tespitinde[5, 6], ve sincap kafesli asenkron motor tasarımı[7] gibi birçok yerde bulanık mantık kullanılmıştır.

Son yıllarda asenkron motor sürücülerin kontrol ve tahmin uygulamalarında bulanık mantıkla birlikte yapay sinir ağlarının kullanımı da oldukça yaygın hale gelmiştir[16, 17]. Yapay sinir ağlarının bu uygulamalara getirdiği avantajlar sayılacak olursa: Doğrusal olmayan fonksiyonlara arzu edilen bir doğruluk derecesinde yaklaşım yapabilmesi, öğrenme ve genelleme, hızlı paralel hesaplama, girişteki harmonik ripple'larına ve hata toleranslarına karşı duyarlı olmasıdır[15]

Değişik tiplerde yapay sinir ağları (YSA) olmasına rağmen birçoğunun ortak yanı, geleneksel model tabanlı çözümlerde ihtiyaç duyulan karmaşık algoritmalar yerine örneklerle öğrenebilmesidir. Bir YSA yük parametreleri bilinmeyen bir motora bile başarıyla uygulanabilir. Böylece ilk olarak sistemin (motor+yük) bilinmeyen dinamikleri YSA kullanılarak tespit edilebilir. Daha sonra ise örneğin eğitilmiş YSA, referans modelle birleştirilerek arzu edilen kontrol gerçekleştirilebilir. Tespit etme işlemi (identification) için, YSA bilinmeyen plant'a (motor) paralel olarak yerleştirilir ve daha sonra geriye yayılım (back propagation) algoritması ile minimum hatayı elde edecek şekilde ayarlanır[18].

YSA'ların bulanık mantık ile birleştirilmesiyle oluşturulan neuro-fuzzy denetleyiciler bulanık mantık denetleyicilere göre oldukça üstündürler. Bu denetleyicilerin üyelik fonksiyonları ve kural tabanları otomatik bir işlemle üretilmektedir[8].

Motor sürücülerde kullanılan YSA ve neuro-fuzzy uygulamalarına aşağıdaki çalışmalar eklenebilir: YSA kullanarak hız ve pozisyon tahmini[9, 10], harmonik analizi[9], bearing hatasının gözlenmesi[11, 12], asenkron motorlarda kırık rotor barı tespiti[9, 13] ve YSA tabanlı uzay vektörü modülasyonu[9, 14].

1.2 Tezin Amacı

Bu tezde asenkron motorun vektör kontrolde moment kontrolü hedeflenerek gerilim modeli kullanılmıştır. Bu modelde hız duyargası bulunmayıp en büyük dezavantajı açık integrasyon içermesidir. Stator direncindeki değişim, açık integrasyondaki sürüklenme ve gürültülerden dolayı özellikle düşük hızlarda sistem performansı oldukça düşmektedir. Ayrıca çeşitli matematiksel çıkartımlar ve yumuşak hesaplama(soft computing) yöntemleri kullanılarak düşük hızlarda sürücü performansı artırılmaya çalışılmıştır.

Bölüm-2 de asenkron motorlarda vektör kontrolün temeli verilerek çeşitli vektör kontrol metodları üzerinde durulmuştur. Bölüm-3 de vektör kontrollü sürücülerde oldukça önemli olan denetleyicilerin tasarımı sürekli zaman ve ayrık zaman domeninde incelenmiş ve gerilim modeli anlatılmıştır.

Geliştirilen sistemde değişik inverter anahtarlama yöntemleri kullanılmış ve en iyi sonuç optimum sayıda anahtarlama yapılan uzay vektörü darbe genişlik modülasyonundan (SVPWM) alınmıştır. Bölüm-3 de SVPWM detaylı olarak anlatılmıştır.

Bölüm-4 de gerilim modelinde kullanılan çeşitli integrasyon algoritmaları denenerek birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Yine aynı bölümde delta geri beslemeli integratörün kompanzasyonunda yeni matematiksel yaklaşımlarda bulunulmuş ve önerilen kompanzatör simülasyon ve deney sonuçları ile doğrulanmıştır.

Bölüm-5 de ise gerilim modelinde kullanılan integratörün geribesleme döngüsü içerisinde bulanık denetleyici kullanılmıştır. Önerilen bu denetleyici farklı parametrelere sahip birçok motorda denenmiş ve bu denetleyicinin özellikle düşük hızlarda sürücü performansını arttırdığı gözlenmiştir.

Gerçekleştirilen sürücü sisteminde hesaplamalarda ölü-zaman(dead-time) süresinin ve inverterdeki anahtarların turn-on durumunda üzerlerine düşen gerilimin ihmal edilmesi, ayrıca ayrık zamanda çalışmadan dolayı, girilen referans gerilim ile motor uçlarından ölçülen gerçek gerilim arasında genlik ve faz farkı gözlenmektedir. Bu fark özellikle düşük hız ve/veya yüklerde oransal olarak daha belirgin hale gelmektedir. Doğrusal olmayan bu genlik ve faz farkı Bölüm-6 da önerilen yapay sinir ağı ile kompanze edilmiştir. Geliştirilen kompanzatör deney sonuçları ile doğrulanmıştır. Yine bu bölümde gerilim modelinde kullanılan integratör yerine programlanabilir kaskad alçak geçiren filtreler kullanılmıştır.

Bölüm-7 de asenkron motor sürücü sisteminde kullanılan devrelerin donanımsal özellikleri verilmiş ve son olarak Bölüm-8 tezin sonuç kısmına ayrılmıştır. Tezin Ek kısmı ise tezde verilen matematiksel denklemlerin çıkartılması, motor parametreleri, eğitilen yapay sinir

ağının ağırlık katsayıları ve donanımında kullanılan bazı elemanların katalog bilgileri için hazırlanmıştır.



$$T_e = k_T \psi_f i_a \quad (2.1)$$

$$T_e = k_T' i_f i_a \quad (2.2)$$

Burada k_T moment sabiti, ψ_f uyartım akısı, i_a akımın endüvi veya moment bileşeni, i_f ise akımın alan veya akı bileşenidir. Böylece dc makineyi kontrol eden değişkenler endüvi akımı I_a (moment) ve uyarma akımı I_f (akı) dir. Bu değişkenler ortogonal veya kenetlemesiz olarak düşünülebilir. Çünkü bir değişkenin değiştirilmesi diğerini etkilemeyecektir. Endüvi akımı ve uyarma akımı birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilir. Genellikle hızlı geçiş cevabı için akı nominal değerinde sabit tutulur ve moment değeri I_a akımının değiştirilmesi ile ayarlanır. Akımın akı bileşeni I_f ve moment bileşeni I_a birbirlerine kenetlemesiz olduklarından, moment duyarlılığı hem kalıcı durumda hem de geçiş durumunda maksimum değerinde kalacaktır[19].

Asenkron makine senkron referans çatıda modellendiği zaman bütün sinüsoidal sinyaller dc niceliğe sahip olacaklardır. Eğer bu modelde senkron dönen eksenlerden biri akılardan biri ile karşılaştırılabilirse, stator akımının d-q eksen bileşenleri I_{sd} (akı bileşeni) ve I_{sq} (moment bileşeni) olacaktır. Asenkron makinede moment, denklem (2.3) ve (2.4) de gösterildiği gibi ifade edilebilir.

$$T_e = K_t \psi_m i_{sq} \quad (2.3)$$

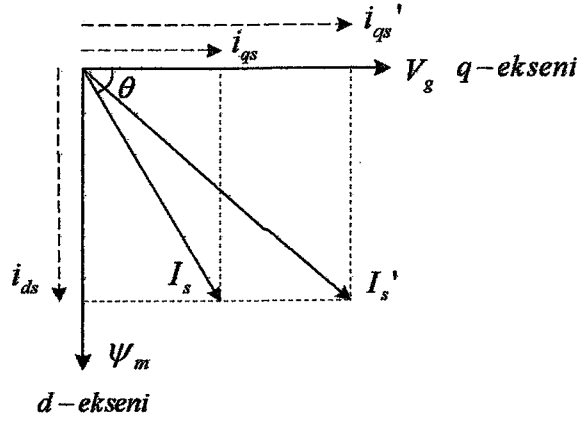
$$T_e = K_t' i_{sd} i_{sq} \quad (2.4)$$

Akım bileşenleri i_{sd} ve i_{sq} senkron olarak dönen d-q referans çatısında modellendiğinde asenkron makineyi kontrol eden vektörler olarak kullanılabilir. Şekil 2.2 de verilen fazör diagramı bu vektörlerin birbirleriyle olan bağlantısını açıklamaya yardımcı olmaktadır. Hava aralığı gerilimi v_g q-ekseni ile karşılaştırılmış ve I_s vektörü v_g vektöründen θ kadar geridedir. Denklem (2.5), (2.6) ve (2.7) şekil 2.2' de verilen vektör ilişkilerini ifade etmektedir.

$$I_{sd} = I_s \cdot \sin \theta \quad (2.5)$$

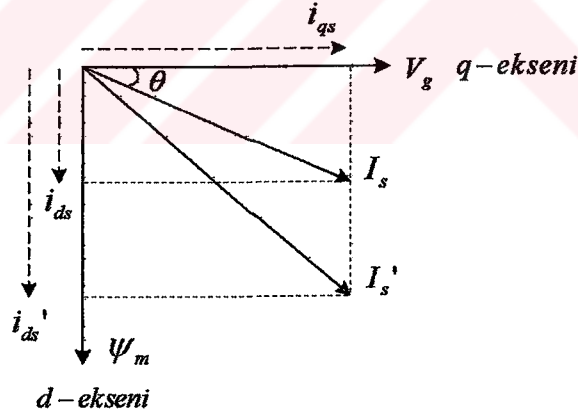
$$I_{sq} = I_s \cdot \cos \theta \quad (2.6)$$

$$I_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \quad (2.7)$$



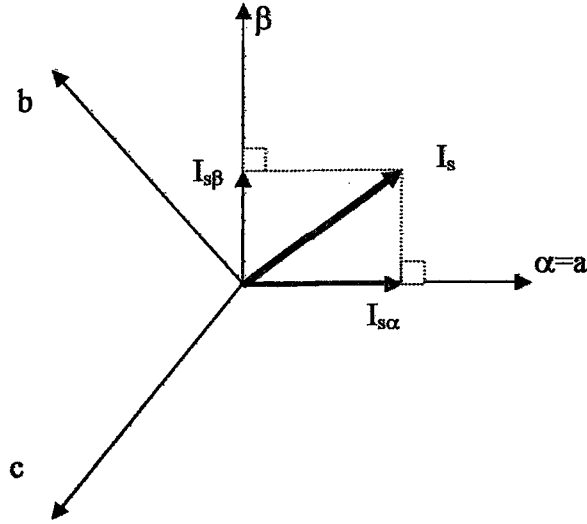
Şekil 2.2 Moment bileşeninin arttırılması

i_{sd} ve i_{sq} değişkenlerinin doğasındaki ortogonalite bunların kenetlenmesiz olması ve diğer bileşenleri etkilemeden bağımsız olarak değişebilmeleri anlamına gelmektedir. Şekil 2.2, i_{sq} vektöründeki artışı ve buna karşılık gelen I_s vektöründeki değişimi göstermektedir[19]. Şekil 2.3 yine aynı vektör diagramı olup i_{sd} vektöründeki artışı ve buna karşılık gelen I_s vektöründeki değişimi göstermektedir[19]. Asenkron motorun normal çalışmasında başlangıçta akıyı sabit tutabilmek için, tıpkı dc makinede olduğu gibi i_{sd} akımı nominal değerinde sabit tutulmakta ve i_{sq} akımının değiştirilmesi ile moment değeri ayarlanmaktadır.



Şekil 2.3 Alan bileşeninin arttırılması

Stator akımının akı ve moment bileşenlerini elde edebilmek için, ilk olarak 3 fazlı sistemin (α , β) iki boyutlu ortogonal sisteme dönüştürülmesine ihtiyaç duyulmaktadır.



Şekil 2.4 Stator akım vektörünün a,b,c ekseninden α, β eksenine dönüşümü

Clarke Dönüşümü:

$$I_{s\alpha} = I_{sa} \quad (2.8)$$

$$I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{sa} + \frac{2}{\sqrt{3}} I_{sb} \quad (2.9)$$

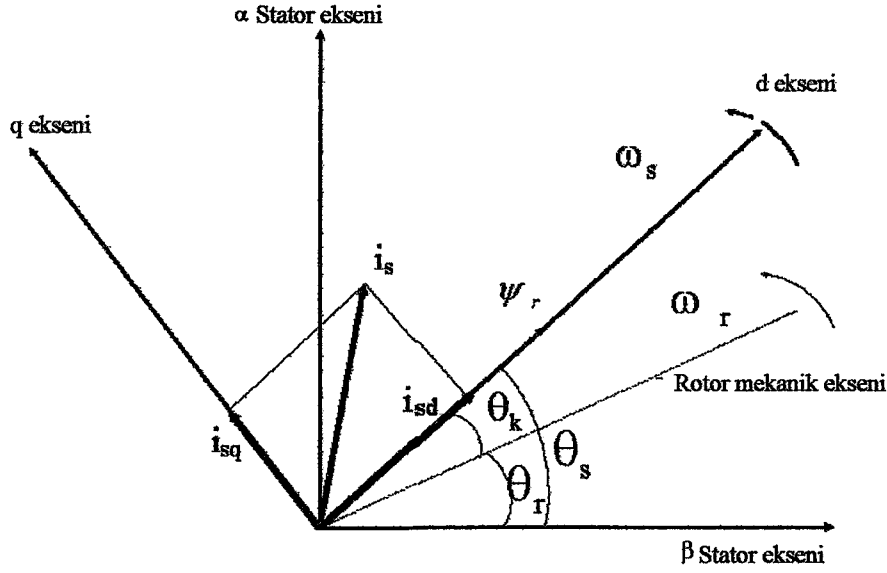
Clarke dönüşümü olarak da isimlendirilen bu dönüşümden sonra α -ekseni, a-ekseni ile çakıştırılarak akım vektörünün zamana bağımlı bileşenleri elde edilir. Şekil 2.4 de stator akım vektörünün a, b, c ekseninden α, β eksenine dönüşümü verilmiştir. Daha sonra Park dönüşümü olarak da adlandırılan diğer bir dönüşüme ihtiyaç duyulmaktadır. Bu dönüşüm ile iki faz zamana bağımlı ortogonal sistem (α, β) , zamandan bağımsız d-q referans çatıya dönüştürülür. Şekil 2.5 de rotor akı yönlendirmesi için $\alpha\text{-}\beta$ sisteminden d-q sistemine olan dönüşüm gösterilmiştir.

Rotor alan yönlendirmesi, vektör kontrol algoritmalarının en popülerleri olup, rotor akı vektörünün şekil 2.5 de gösterildiği gibi d-ekseni ile çakıştırılması ile yapılır. Aşağıdaki şekilde θ_s , β eksenine göre rotor akısının pozisyonudur. Akım vektörünün akı ve moment bileşenleri aşağıdaki denklemler ile belirlenir.

Park Dönüşümü:

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos \theta_s + i_{s\beta} \sin \theta_s \quad (2.10)$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin \theta_s + i_{s\beta} \cos \theta_s \quad (2.11)$$



Şekil 2.5 Alan yönlendirmeli asenkron motorun vektör diagramı

Asenkron motorun alan yönlendirme kontrolü (FOC), d-q dönen referans çatıdaki gerilimlerin zamana bağımlı α, β ortogonal sistemine dönüştürülmesine ihtiyaç duymaktadır[20]. Bu dönüşümler aşağıda denklem (2.12) ve (2.13) ile verilmiştir.

Ters Park Dönüşümü:

$$i_{s\alpha} = i_{sd} \cos \theta_s - i_{sq} \sin \theta_s \quad (2.12)$$

$$i_{s\beta} = i_{sd} \sin \theta_s + i_{sq} \cos \theta_s \quad (2.13)$$

Gelinen bu noktadan sonra, şekil-2.5 de verilen vektör diagramı yardımı ile sincap kafesli asenkron motorun senkron hızda dönen referans çatıdaki modelini aşağıda verilen varsayımlar altında yazabiliriz.

- Asenkron makine düzgün bir hava aralığına sahiptir. Diş ve oluk etkileri ihmal edilebilir.
- Dengeli stator akımları tarafından üretilen magnetomotor kuvvet dalgası sinüsoidaldır.
- Manyetik devre doğrusal kabul edildiğinden doyuma ulaşmamaktadır.
- Histerezis ve fuko kayıpları ihmal edilmektedir.

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (2.14a)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (2.14b)$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (2.14c)$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (2.14d)$$

$$v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \psi_{sq} + p \psi_{sd} \quad (2.15a)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \psi_{sd} + p \psi_{sq} \quad (2.15b)$$

$$0 = R_r i_{rd} - \omega_{sl} \psi_{rq} + p \psi_{rd} \quad (2.15c)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \omega_{sl} \psi_{rd} + p \psi_{rq} \quad (2.15d)$$

Burada R_s ve R_r stator ve rotor direnci, L_s ve L_r stator ve rotor öz indüktansı, p ise türev operatörüdür. Bu denklemlerde rotor tarafı büyüklükleri statora indirgenmiştir.

Elektriksel moment denklemi farklı değişkenler bakımından denklem (2.16) ve (2.17) de verildiği gibi çeşitli formlarda yazılabilir. Moment-denge denklemi ise denklem (2.18) de ifade edildiği gibidir.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\psi_{md} i_{rq} - \psi_{mq} i_{rd}) \quad (2.16)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (2.17)$$

$$T_e - T_L = \left(\frac{2}{P}\right) J p \omega_r \quad (2.18)$$

Burada T_L yük moment, P kutup sayısı, J ise motor ve yükün ataletidir. Modeli basitleştirmek için sürtünme(B) ihmal edilmiştir.

Daha önceden de belirtildiği gibi dc makinede moment alan akısı ve endüvi akımının bir fonksiyonudur. Böylece alan akısı sabit tutularak moment doğrudan endüvi akımı ile kontrol edilebilir. Fakat moment denklemlerinden de görüldüğü gibi aym durum asenkron motor için söz konusu değildir. Diğer bir deyişle, stator akımı değiştirildiğinde hem rotor akısı hem de moment değeri etkilenecektir. Böylece yukarıda verilen moment ifadesinin stator akımı ile doğrudan kenetlenmesiz kontrolü ancak yeni yaklaşımlar ile yapılabilir.

2.2.1 Rotor Akı Yönlendirmesi

Asenkron motorun duran ve senkron hızla dönen referans çatıdaki vektör diagramı şekil 2-5 de verilmiştir. Bu diagramda, d-ekseni rotor akısı ile karşılaştırılırsa, rotor akısının q-bileşeni sıfır olacaktır. Denklem (2.14a,b,c,d) kullanılarak denklem (2.19) ve (2.20) elde edilebilir. Daha sonra moment denklemi $\psi_{rq} = 0$ yapılarak denklem (2.22) deki gibi sadeleştirilebilir.

$$i_{rq} = \frac{\psi_{rq}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \quad (2.19)$$

$$i_{rd} = \frac{\psi_{rd}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \quad (2.20)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (2.21)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} i_{sq} \quad (2.22)$$

Yukarıda elde edilen moment denkleminde de görüldüğü gibi, eğer rotor akısının d-ekseni bileşeni sabit tutulursa, moment kontrolü doğrudan stator akımının q-ekseni bileşeni ile mümkün hale gelecektir. Önceki denklemleri kullanarak rotor akısının d-ekseni bileşeni birinci dereceden fark denklemleri kullanılarak stator akımının d-ekseni bileşeni ile ifade edilebilir.

$$(p\psi_{rq} = 0 \text{ ve } \psi_{rq} = 0)$$

$$p\psi_{rd} + \frac{1}{\tau_r} \psi_{rd} = L_m \frac{1}{\tau_r} i_{sd} \quad (2.23)$$

Sürekli durum şartında denklem (2.23) ün denklem (2.22) de yerine konulması ile moment ifadesi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} \quad (2.24)$$

Dinamik şartlarda ψ_{rd} akısının sabit olması şartı sağlandığında motor moment i_{sd} ve i_{sq} akımları ile kontrol edilebilir. Her ne kadar burada rotor alan yönlendirme tanımlansa da, benzer sonuçlar stator akısı ve hava-aralığı akısı yönlendirme kullanılarak da elde edilebilir.

2.2.2 Hava Aralığı ve Stator Akı Yönlendirmesi

Hava-aralığı akı yönlendirmesinde senkron hızda dönen referans çatının d-ekseni rotor akısı yerine hava-aralığı akısı (ψ_{md}) ile çakıştırılır. Böylece $\psi_{mq}=0$ olacak ve elde edilen moment ifadesi denklem (2.30) de verildiği gibi olacaktır.

$$\psi_{md} = L_m(i_{sd} + i_{rd}) \quad (2.25a)$$

$$\psi_{mq} = L_m(i_{sq} + i_{rq}) \quad (2.25b)$$

$$\psi_{sdq} = L_s(i_{sdq} + i_{mdq}) \quad (2.26a)$$

$$\psi_{rdq} = L_r(i_{rdq} + i_{mdq}) \quad (2.26b)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)(\psi_{md}i_{sq} - \psi_{mq}i_{sd}) \quad (2.27)$$

$$0 = R_r i_{rq} + pL_{lr}i_{rq} + w_{sl}(\psi_{md} + L_{lr}i_{rd}) \quad (2.28a)$$

$$0 = R_r i_{rd} + pL_{lr}i_{rd} - w_{sl}(\psi_{mq} + L_{lr}i_{rq}) \quad (2.28b)$$

$\psi_{mq} = 0$ alınırsa aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)\psi_{md}i_{sq} \quad (2.29)$$

$$i_{rd} = \frac{\psi_{md}}{L_m} - i_{sd} \quad (2.30)$$

$$i_{rq} = -i_{sq} \quad (2.31)$$

$$w_{sl} = \frac{(R_r + L_{lr}p)i_{sq}}{\psi_{md} + L_{lr}\left(\frac{\psi_{md}}{L_m} - i_{sd}\right)} \quad (2.32)$$

$$p\psi_{md} = -\frac{R_r}{L_r}\psi_{md} + \frac{L_m}{L_r}(R_r + L_{lr}p)i_{sd} - w_{sl}\frac{L_m L_{lr}}{L_r}i_{sq} \quad (2.33)$$

Yukarıda verilen denklemlerden de görüldüğü gibi, eğer hava-aralığı akısı sabit tutulursa, moment kontrolü stator akımının q-ekseni bileşeni ile mümkün olacaktır. Ancak bu

durumda akı seviyesi, kenetlemeli durumun bir sonucu olarak stator akımının d-ekseni ve q-ekseni bileşenlerinin bir fonksiyonu olacaktır.

Yukarıda bahsedilen stator, hava-aralığı akısı veya rotor akısı yönlendirmesinin gerçekleştirilmesinde i_{sd} ve i_{sq} akımlarının hesaplanmasına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu akımlar ise akı ve moment referanslarından başlayarak modelin ters yönde çözülmesi ile elde edilir. Bu prosedür ise makine parametrelerine oldukça bağımlı ve uzun hesaplama zamanına gereksinim duymaktadır[21].

Vektör kontrol yönteminin uygulanmasında en önemli noktalardan biri akı vektörünün pozisyonunun belirlenmesidir. Akı vektörünün genliğinin ve pozisyonunun ölçülmesindeki çeşitli yöntemler bölüm 2.2.3' de tartışılmıştır. Stator akı yönlendirmesinde, senkron hızda dönen referans çattının d-ekseni stator akı vektörü ile çakıştırılmaktadır[22, 23, 24]. Bu yöntem hava-aralığı akı yönlendirmesine oldukça benzemektedir.

Stator veya hava-aralığı akılarının ölçülmesi rotor akısının ölçülmesine göre daha kolaydır. Bu nedenle daha uzun hesaplama süresi gerektirmesine rağmen tercih edilmektedirler. Ayrıca kullanılan bu üç kontrol yönteminin doğruluğu makine parametrelerine ve bu parametrelerin çalışma anındaki değişimlerine oldukça bağımlıdır.

2.2.3 Akı Vektörünün Belirlenmesi

Vektör kontrol, akı vektörü bilgisinin elde edilmesi yoluna bağlı olarak dolaylı alan yönlendirme ve doğrudan alan yönlendirme olmak üzere iki geniş kategoride sınıflandırılabilir. Bu bölümde sadece rotor akı yönlendirilmesi ele alınacaktır. Ancak hava-aralığı akısı ve stator akısı yönlendirmesinde de benzer yöntemler olduğunun bilinmesinde fayda vardır[23, 24, 25].

2.2.3.1 Dolaylı Alan Yönlendirme

Bu yöntemle, akının pozisyonunun belirlenmesinde rotor hızı veya pozisyonu ölçülür ve kayma frekansı yönlendirme şartlarına göre hesaplanır. Daha sonra senkron hız ve dönüştürme açısı $p\psi_{rq}=0$ ve $\psi_{rq}=0$ şartları ile hesaplanır. Dolaylı alan yönlendirmede kayma frekansı denklem (2.15d) ve (2.19) kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\omega_{sl}\psi_{rd} = L_m \frac{R_r}{L_r} i_{sq} \quad (2.34)$$

Kayma frekansını denklem (2.23) 'ü kullanarak sürekli durum şartlarında yazacak olursak,

$$\omega_{sl} = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \quad (2.35)$$

$$W_s = W_{st} + W_r \quad (2.36)$$

Pozisyon açısı θ_s senkron hızın integre edilmesi ile bulunur ve vektör kontrol mümkün hale gelir. Bu yöntemde rotor zaman sabitinin doğru tahmin edilmesi ve hız ölçücünün maliyeti göz önünde bulundurulmalıdır.

2.2.3.2 Doğrudan Alan Yönlendirme

Doğrudan alan yönlendirme iki başlık altında incelenebilir. Bunlar: doğrudan akı ölçümü veya akı tahmininde elektriksel ve/veya mekanik ölçümlerin kullanılmasıdır.

2.2.3.2.1 Akı Tahmininde Akı Sensörlerinin Kullanılması

Doğrudan akı ölçümünde birçok yöntemler önerilmektedir. Hava aralığı akısının ölçülmesinde statora Hall-effect veya magneto-resistive sensörler yerleştirilir. Diğer bir yöntemde ise stator oluklarına akı sargıları gömülür. Hall-effect sensörlerinin dezavantajları aşağıdaki gibi özetlenebilir: Sensörlerin yerleştirilmesindeki mekaniksel zorluklar, rotor oluklarından kaynaklanan harmoniklerin filtrelenme zorluğu ve standart motor üzerinde değişiklikler yapılmasına ihtiyaç duyulması. Diğer taraftan basit bir çözüm sağlaması ve frekanstan bağımsız olması avantajını getirmektedir. Birbirlerinden 120° ötelenmiş Hall sensörler kullanılarak hava-aralığı akısının abc bileşenleri ölçülebilir. Daha sonra 2-faz dönüşümü uygulanarak hava-aralığı akısının α - β bileşenleri elde edilebilir.

2.2.3.2.2 Akı Tahmininde Elektriksel ve/veya Mekaniksel Ölçümlerin Kullanılması

Vektör kontrol uygulamalarında standart sincap kafesli asenkron motorun kullanılması basit ve ucuz bir çözümdür. Bu nedenle doğrudan akı ölçümünde kullanılan sensörler veya akı sargıları yerine çeşitli alternatifler geliştirilmiştir. Bu alternatifler akı ölçümünde akım, gerilim ve/veya hız ölçümünü kullanmaktadır. Diğer bir önemli nokta ise asenkron motorun rotoruna ilişkin elektriksel büyüklüklerin doğrudan ölçülememesidir.

Asenkron motorun rotor akısına ilişkin genlik ve konum bilgisi, ya d-q modeli ya da α - β modeli üzerinden sağlanabilir. Akı tahmini yöntemlerinin doğrudan akının ölçülmesi yöntemlerine olan avantajları aşağıdaki gibidir.

- Akı işaretleri, yerel ölçümler temeline dayanmaz ve oluk harmoniklerinden etkilenmez.
- Standart motor kullanılabilir.
- Uygun akı modellerinin kullanılması ile akı tahmini sıfır hıza kadar mümkündür.

Diğer taraftan bu yöntemlerin kullanılmasındaki en büyük engel, doğru çalışmanın modelde kullanılan başlangıç şartlarına bağımlı olması ve makine parametrelerindeki değişimin performansı etkilemesidir. Bununla beraber ölçme hataları, mikroişlemci hesaplama hataları ve gürültüde gerçek değerler üzerinde hataya neden olacaktır. En çok kullanılan akı tahmin modelleri aşağıda incelenmiştir.

1. Akı tahmininde stator akımı ve rotor hızının kullanılması

Bu yöntemde ilk olarak ölçülen stator akımları α - β bileşenlerine dönüştürülür. Daha sonra denklem (2.37) ve (2.38) ile ölçülen rotor hızı w_r kullanılarak rotor akısının α - β bileşenleri elde edilir. Bu yöntem bütün hız değerlerinde doğru sonuç vermesine rağmen rotor zaman sabitine bağımlıdır ve rotor hızının ölçülmesini gerektirir[26]. Elde edilen akı bileşenleri denklem (2.39) kullanılarak dönüşüm açısı θ_s hesaplanabilir. Bu model aynı zamanda “Akım modeli” olarak da bilinmektedir.

$$p\psi_{r\alpha} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\alpha} - w_r \psi_{r\beta} \quad (2.37)$$

$$p\psi_{r\beta} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\beta} - w_r \psi_{r\alpha} \quad (2.38)$$

$$\sin\theta_s = \frac{\psi_{r\beta}}{|\psi_r|} \quad \cos\theta_s = \frac{\psi_{r\alpha}}{|\psi_r|} \quad (2.39)$$

2. Akı tahmininde stator akımı, gerilimi ve rotor hızının kullanılması

Bu yöntemin en büyük avantajı açık integrasyon içermemesi ve ölçülen hızdaki hataların sisteme etkisinin düşük olmasıdır. Ancak hem stator parametrelerine hem de rotor parametrelerine ihtiyaç duymakta ve daha uzun hesaplama süresine gereksinim duymaktadır[23]. Bu modelin denklemleri (2.40) ve (2.41) de verilmiştir.

$$\psi_{r\alpha} = -\frac{L_r}{R_r} w_r \psi_{r\beta} + \frac{L_r}{R_r L_m} \left[-v_{s\alpha} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{s\alpha} + \sigma L_s p i_{s\alpha} \right] \quad (2.40)$$

$$\psi_{r\beta} = \frac{L_r}{R_r} w_r \psi_{r\alpha} + \frac{L_r}{R_r L_m} \left[-v_{s\beta} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{s\beta} + \sigma L_s p i_{s\beta} \right] \quad (2.41)$$

Burada $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ dir.

3. Akı tahmininde stator akımı ve geriliminin kullanılması

Bu yöntemde akı bilgisi motor hızını ölçmeksizin stator akım ve gerilimlerini kullanarak belirlenebilir. Rotor akı bileşenlerinin tahmininde kullanılan denklemler (2.42 - 2.46) de verilmiştir. Bu model aynı zamanda “Gerilim modeli” olarak da bilinmektedir[23, 24, 25, 27, 28].

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + p \psi_{s\alpha} \quad (2.42)$$

$$\psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \quad (2.43)$$

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s p i_{s\alpha} + L_m p i_{r\alpha} \quad (2.44)$$

$$i_{r\alpha} = \frac{\psi_{r\alpha} - L_m i_{s\alpha}}{L_r} \quad (2.45)$$

$$p \psi_{r\alpha} = \frac{L_m}{L_r} (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s p i_{s\alpha}) \quad (2.46a)$$

$$p \psi_{r\beta} = \frac{L_m}{L_r} (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s p i_{s\beta}) \quad (2.46b)$$

Bu yöntemin en büyük avantajı hız sensörünün kullanılmaması ve rotor direncinden bağımsız olmasıdır. Ancak bu model stator direncine bağımlıdır ve açık integrasyon içermektedir.

Yapılan bu tez çalışmasında da gerilim modeli kullanılmıştır. Açık integrasyonun getirdiği dezavantajlar ve bunların minimuma indirilmesi ileriki bölümlerde kapsamlı bir şekilde ele alınacaktır.

4. Diğer Yöntemler

Vektör kontrol uygulamalarında yukarıda verilen temel yöntemlerle birlikte kullanılan diğer yöntemleri kısaca özetleyecek olursak.

Akı hesaplamasındaki parametre bağımlılığını azaltabilmek için adaptive kontrol tekniği kullanılmaktadır. Model Reference Adaptive Control (MRAC) yönteminin temeli, aynı makinenin farklı yapıdaki iki modelinin kullanılmasına dayanır. Bu modellerin giriş değişkenleri farklı olup aynı durum değişkenini tahmin etmektedirler. Ancak bu yöntem oldukça uzun hesaplama süresine ihtiyaç duymaktadır. Sistemin dinamik performansı Schauder tarafından 2Hz’in üzerindeki stator frekansı için iyi olarak rapor edilmiştir[29].

Akı bilgisinin elde edilmesinde kullanılan diğer bir yol ise gözlemleyici(observer) üzerinden tahmindir. Doğrusal olmayan gözlemleyici kavramındaki kısıtlamalar sebebiyle, doğrusallaşmış model üzerinden gözlemleyiciler gerçekleştirilmektedir[30, 31, 32]. Bir parametre düzeltme birimi ile beraber kullanıldığı zaman gözlemleyiciden daha kesin sonuçlar alınmaktadır. Kazmierkowski ve Neilsen[33] indirgenmiş dereceli gözlemleyici geliştirmişlerdir.

Moriera ve Lipo tarafından önerilen akı tahmini yönteminde ise, motorun doyumda çalıştırıldığı bölgede stator geriliminin üçüncü harmoniği hava-aralığı akısının bir fonksiyonudur[34]. Böylece stator gerilimi ölçülerek üçüncü harmonik bileşeni hesaplanır ve buradan hava-aralığı akısının genliği ve faz açısı tahmin edilebilir.

Alan yönlendirmenin temelini oluşturan akı vektörünün genliği ve faz açısının tahmininde kullanılan diğer bir yöntem ise ilk olarak Jonsson tarafından önerilen doğal alan yönlendirmedir (natural field orientation-NFO) [35, 36, 37, 38]. Bu yöntemin klasik dolaylı alan yönlendirmeye olan en önemli üstünlüğü, stator frekansının tahmininde kayma frekansının kullanılmamasıdır. Bu yöntemde stator frekansının tahmininde, stator akı vektörü bileşenleri yerine stator gerilimleri kullanılır. Böylece integrasyon problemlerinden kaçınılmış olur. Yöntemin performansını etkileyen en önemli parametre stator direncidir.

Geleneksel duyargasız vektör kontrol tekniğine alternatif olarak quasi-duyargasız sürücüler verilebilir. Bu sürücülerde SKF tarafından üretilen smart integrated duyargalı bilyalı rulmanlar kullanılmaktadır. Burada rulman içerisine Hall-etkili duyargalar yerleştirilmiştir. Bu yöntemin kullanılması düşük maliyetli bir çözüm olup değişken hızlı sürücülerde etkili olarak kullanılabilir[39].

3. VEKTÖR KONTROLDE GERİLİM MODELİ, DENETLEYİCİLERİN TASARIMI VE UZAY VEKTÖRÜ DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU (SVPWM)

3.1 Giriş

Bu bölümde ilk olarak literatür ışığında gerilim modeli üzerinde durulacak ve gerilim modelini kullanan vektör kontrol sisteminin blok şeması açıklanacaktır. Daha sonra ise vektör kontrol sisteminde kullanılan akım, akı ve hız kontrol ediciler için oransal integratör PI (proportional integral) denetleyicilerin katsayılarının hesaplanması üzerinde durulacaktır. Son olarak yine vektör kontrol sisteminde kullanılan SVPWM(space vector pulse width modulation) hakkında bilgi verilecektir.

3.2 Gerilim Modeli

Stator ve rotor akılarının tahmininde iki genel model kullanılmaktadır. Bu modeller “akım modeli” ve “gerilim modeli” dir. Akım modeli rotor parametrelerine bağımlı ve hız ölçümüne ihtiyaç duymaktadır. Ancak bu model açık integrasyon içermemektedir. Böylece akı hesabı sıfır hızda bile yapılabilir. Diğer taraftan gerilim modeli, akı hesabında gerilim ve akım ölçümüne ihtiyaç göstermekte ve stator parametrelerine bağımlıdır. Bilindiği gibi stator parametrelerinin ölçümü rotor parametrelerinin ölçümünden daha kolaydır. Gerilim modelinde stator akıları aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\psi_{s\alpha} = \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (3.1a)$$

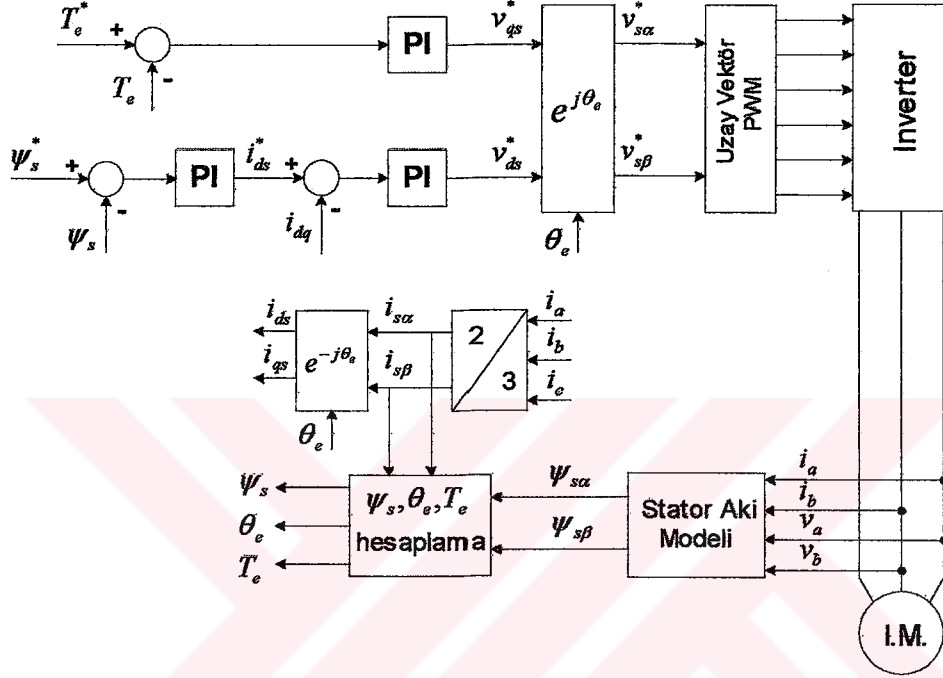
$$\psi_{s\beta} = \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (3.1b)$$

Gerilim modelinde karşılaşılan en önemli problemlerden biri modelin açık integrasyon içermesidir. İleriki bölümlerde açık integrasyonun getirdiği problemler ele alınacak ve değişik integrasyon algoritmaları üzerinde durulup performans değerlendirmesi yapılacaktır.

Stator alan yönlendirmeli gerilim modelini kullanan vektör kontrollü asenkron motor sürücü sisteminin blok şeması şekil 3.1 de gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi moment ve stator akısı PI kontrol edicileri dıştaki çevrimde bulunmaktadır. Akı döngüsü çıkışına stator akısı denetleyicisinin karakteristiğinden dolayı decoupling kompanzasyon akımı i_{dq} eklenmiştir[40].

Moment ve akım PI denetleyicilerinin çıkışındaki v_{sd}^* ve v_{sq}^* değişkenleri ilk olarak denklem (2.12) ve (2.13) ile verilen ters park dönüşümleri kullanılarak duran eksene

dönüştürülür. Elde edilen $v_{s\alpha}^*$ ve $v_{s\beta}^*$ değişkenleri daha sonra SVPWM (space vector pulse width modulation, uzay vektör darbe genişlik modülasyonu) bloğuna girerler. Bu bloğun çıkışı ise doğrudan invertere uygulanır. PI denetleyiciler ve SVPWM hakkında detaylı bilgi bölüm 3.3 ve bölüm 3.4 de verilecektir.



Şekil 3.1 Gerilim modelini kullanan vektör kontrollü sürücü blok şeması

Makine terminal gerilim ve akımları ölçüldükten sonra donanımla gerçekleştirilmiş olan alçak geçiren filtreden geçirildikten sonra α , β duran referans çatıya dönüştürülürler. Daha sonra da gerilim modeli kullanılarak $\psi_{s\alpha}$ ve $\psi_{s\beta}$ hesaplanır. Buradan da denklem (3.2) de verilen dönüşüm açısı hesaplanabilir.

$$\theta_e = \arctan \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \quad (3.2)$$

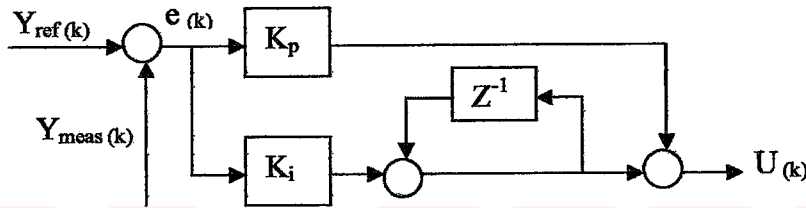
3.3 Denetleyici Tasarımı

Asenkron motor sürücülerde yüksek performans referans ve ölçülen nicelikler arasındaki hatanın değerlendirilmesi ile elde edilir. Yüksek performanslı asenkron motor sürücüler akım denetleyici içeren iç çevrim ve hız denetleyici içeren dış çevrimden

oluşmaktadır. Ölçülen niceliklerin kendilerine karşılık gelen referans niceliklere ayarlanmasında klasik numerik PI (proportional and integral) denetleyici oldukça iyi sonuç vermektedir. PI denetleyicide bulunan oransal hata terimi (K_p) ve integral hata terimi (K_i) nin düzgün seçilmesi ile referans değere ulaşılabilir. PI denetleyicinin ayrık zamanlı ifadesi aşağıda verilmiştir.

$$U_k = K_p e_k + K_i e_k + \sum_{n=0}^{k-1} e_n \quad (3.3)$$

Yukarıdaki ifade şekil 3.2 deki gibi gösterilebilir.



Şekil 3.2 Klasik sayısal PI denetleyicinin yapısı

Akım denetleyicisi, akı denetleyicisi ve hız denetleyicisinin oransal hata terimi (k_p) ve integral hata terimi (k_i) ayrık zaman domeninde denklem (3.4) - (3.9) ile ifade edilebilir[41, 42, 43, 44].

Vektör kontrollü sürücülerde kullanılan denetleyicilerin sürekli zaman ve ayrık zaman domenindeki tasarımı EK-1 de ayrıntılı olarak verilmiştir.

Akım Denetleyicisi:

$$k_i = \frac{[1 - \exp(-BW.T)]L_s.(\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s)}{\tau_r\tau_s.T} \quad (3.4)$$

$$k_p = \frac{\exp\left(-\frac{\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s}{\sigma\tau_r\tau_s}T\right)[1 - \exp(-BW.T)]L_s.(\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s)}{\tau_r\tau_s \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s}{\sigma\tau_r\tau_s}T\right)\right]} \quad (3.5)$$

Akı Denetleyicisi:

$$k_i = \frac{1 - \exp(-BW.T)}{L_m.T} \quad (3.6)$$

$$k_p = \frac{\exp\left(-\frac{1}{\tau_r} T\right) [1 - \exp(-BW.T)]}{\left[1 - \exp\left(-\frac{1}{\tau_r} T\right)\right] L_m} \quad (3.7)$$

Hız Denetleyicisi:

$$k_i = \frac{[1 - \exp(-BW.T)] B_m}{T} \quad (3.8)$$

$$k_p = \frac{\exp\left(-\frac{B_m}{J_m} T\right) [1 - \exp(-BW.T)] B_m}{1 - \exp\left(-\frac{B_m}{J_m} T\right)} \quad (3.9)$$

Burada T örnekleme zamanı, BW ise denetleyicinin bant genişliğidir. Vektör kontrollü asenkron motor sürücü sisteminde akım denetleyicinin bant genişliği akı ve hız denetleyicilerinin bant genişliğinden çok daha büyük seçilir[41].

3.4 Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (SVPWM)

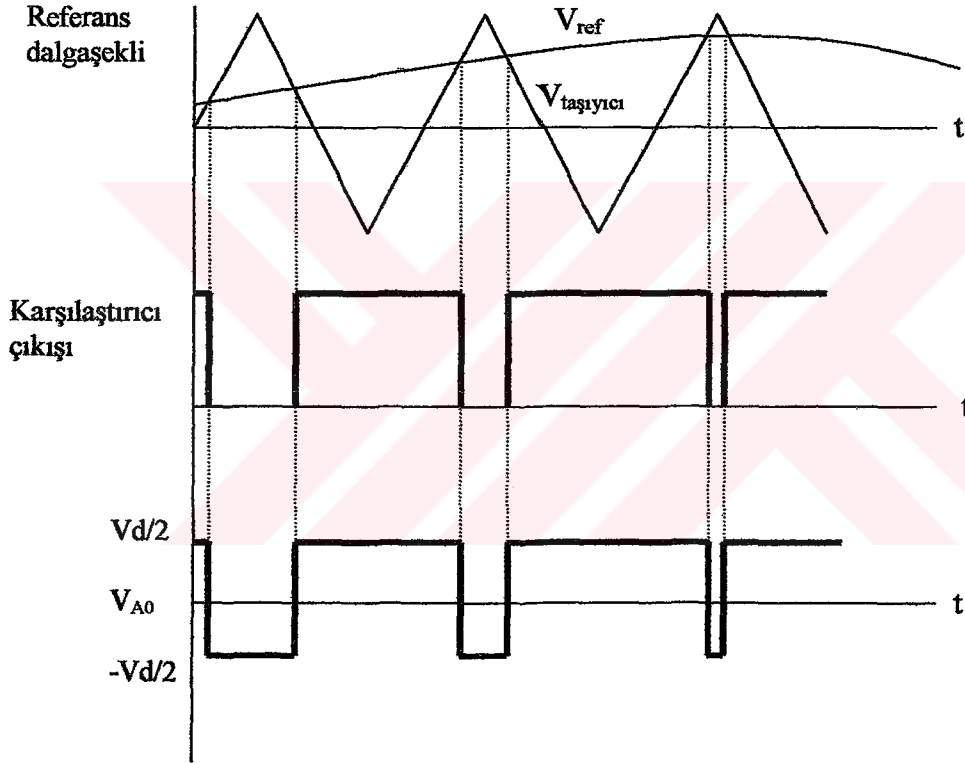
Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu(SVPWM), geleneksel darbe genişlik modülasyonuna(PWM) olan en önemli üstünlükleri; inverter maksimum çıkış geriliminin daha yüksek olması ve optimum anahtarlama sahip olmasıdır. Bu tez çalışmasında kullanılan deney setinde ilk olarak histerezis kontrollü PWM kullanılmaktaydı. Ancak daha sonra SVPWM yöntemi kullanılmış ve çok daha iyi akım dalga şekilleri elde edilmiştir. Aşağıdaki bölümlerde SVPWM yönteminin üstünlükleri histerezis kontrollü PWM ile karşılaştırılarak verilecek ve bu yöntemin detayları üzerinde durulacaktır.

Darbe genişlik modülasyonu değişken görev periyotlu darbeler üretmek, yeterince küçük periyotla ortalama çıkış gerilimini ve frekansını kontrol etmektedir. Bu anahtarlama periyodunun yeterince küçük olması ifadesi arzu edilen çıkış geriliminin periyodu ile kıyaslanması sonucu çıkarılabilir. Darbe genişlik modülasyonuna klasik örnek olarak sinüs-üçgen PWM verilebilir. Burada yüksek frekanslı üçgen dalga taşıyıcı dalga olarak da isimlendirilir ve referans dalga şekli olan sinüsoidal dalga şekli ile karşılaştırılarak arzu edilen çıkış elde edilmeye çalışılır. Genellikle bu sinyaller sıradan işaret üreticileri tarafından üretilir. Taşıyıcı dalga referanstan düşük olduğu zamanlar karşılaştırıcı yüksek çıkış sinyali

retmekte ve inverterin bir kolundaki alttaki transistor kesime giderek üstteki transistor iletime geçmektedir. Karşılaştırmacı çıkışının düşük gerilim seviyesinde olduğu durumda ise ateşleme sinyali alttaki transistoru iletime geçirip üstteki transistoru kesime götürmektedir. Şekil 3.3 de tipik dalga şekli verilmiştir.

Temel bileşenin genliği aşığıda verilen kesirle doğrusal olarak değişmekte ve modülasyon indeksi olarak isimlendirilmektedir[45].

$$m_{\text{üçgen}} = \frac{\text{Genlik}_{\text{referans}}}{\text{Genlik}_{\text{taşıyıcı}}} \quad (3.10)$$



Şekil 3.3 Sinüs-çgen karşılaştırmalı darbe genişlik modülasyonu

Böylece referans sinyalin genliğinin değiştirilmesi ile arzu edilen sinüsoidal çıkış gerilimi elde edilmiş olur. Elde edilen bu gerilim doğal olarak bütün yüksek frekans anahtarlama bileşenlerini içerecektir. Referans sinyalin frekansının değiştirilmesi ile aynı zamanda çıkış geriliminin frekansı da değişecektir.

Ancak bu yaklaşımla elde edilebilecek maksimum çıkış geriliminin genliği $1/2V_d$ dir. Burada $m_{\text{üçgen}}$ bir değerini aşmamalıdır. Inverterin bir koluna uygulanan kare dalganın temel

bileşeni $\frac{4}{\pi} \frac{1}{2} V_d = \frac{2}{\pi} V_d$ dir. Bunun anlamı, sinüsoidal modülasyon ile inverter kapasitesinin %78.5 'i kullanılmasıdır. İnverterin her bir kolu için ayrı ayrı üç referans sinyal üretilerek dengeli üç-faz sistem oluşturulur.

Uzay vektörü darbe genişlik modülasyonu gerilimin duran referans çatıda uzay vektörü olarak ifade edilmesine dayanmaktadır. Verilen inverter gerilimleri (V_{A0} , V_{B0} , V_{C0}) ile clarke dönüşümü kullanılarak duran çatıdaki vektör bileşenleri (V_α , V_β) elde edilir.

$$\vec{V} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3} (V_{A0} \vec{a}^{\rightarrow 0} + V_{B0} \vec{a}^{\rightarrow 1} + V_{C0} \vec{a}^{\rightarrow 2}) \quad \text{burada} \quad \vec{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.11)$$

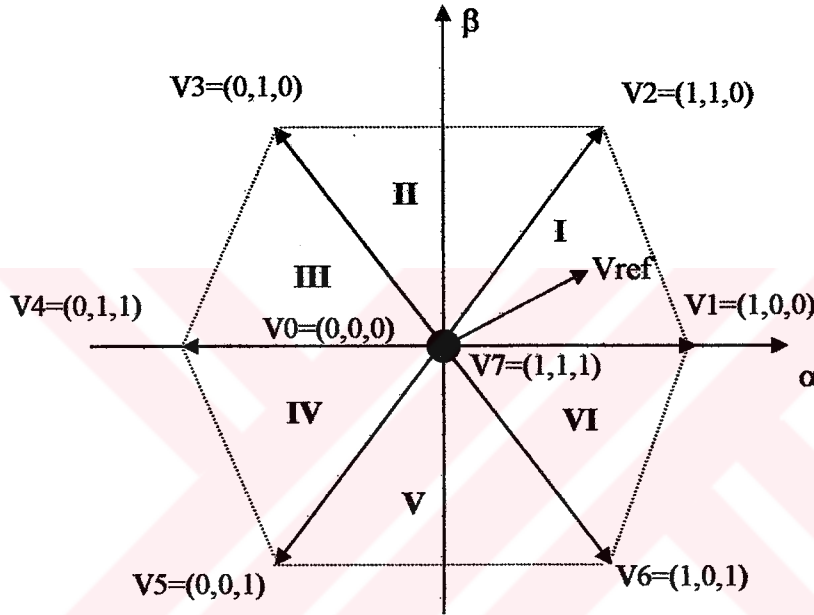
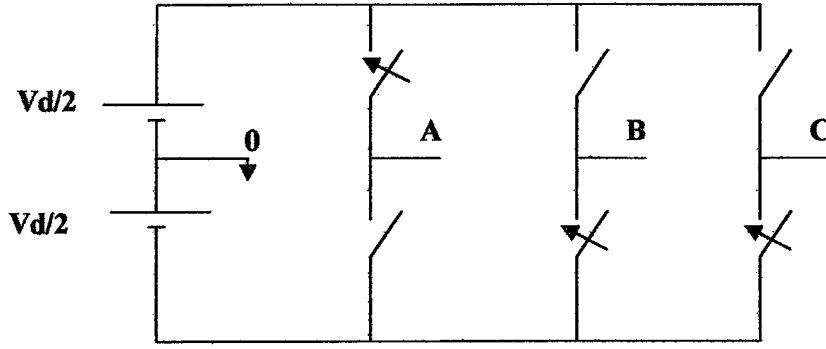
Duran referans çatıda ifade edilen uzay vektörünün genliği gerilimin genliğine eşit olup $\omega = 2\pi \cdot f_{ref}$ açısal hızı ile dönmektedir. Sonraki bölümde görüleceği gibi, inverterin sekiz olası durumu olup ikisi sıfır-vektör altısı ise aktif-durum vektörü olup bir altıgen oluşturmaktadır. Uzay vektör modülasyonu (SVM) her bir anahtarlama döngüsünde kendisine en yakın olan iki aktif-durum vektörlerini ve sıfır-vektörleri anahtarlayarak dönen referans vektör yaklaşımı yapmaktadır. Minimum efektif anahtarlama frekansını elde edebilmek için bu vektörler arasındaki anahtarlama her bir adımda sadece inverterin bir kolundaki anahtar etkilenecek şekilde organize edilir.

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) ile elde edilen maksimum çıkış gerilimi inverter kapasitesinin %90.6 değerine yükseltilir. Bununla birlikte bu teknik kolayca geliştirilerek tam inverter kapasitesine ulaşabilir.

3.4.1 Uzay Vektör İçin PWM Anahtarlama İşaretlerinin Üretilmesi

Üç-faz gerilim kaynaklı inverterde sekiz olası çalışma durumu vardır. Örneğin şekil 3.4a da inverterin A kolunun üstteki anahtarı iletimde, B ve C kolunun ise alttaki anahtarı iletimdedir. Böylece A, B, C kolları için kutup gerilimi sırasıyla ($1/2V_d$, $-1/2V_d$, $-1/2V_d$) olur. Aşağıda bu durum (100) olarak gösterilmiş ve denklem (3.11) tanımına göre uzay vektörü

$$V_1 = \frac{2}{3} V_d e^{j0} \text{ olarak gösterilebilir.}$$



Şekil 3.4.a. Sürekli durumda anahtarların konfigürasyonu V1(1,0,0)
b. Duran referans çatıda inverter durumlarının ifadesi

Bu varsayımlar tekrarlanarak aktif-durum vektörleri V_1 - V_6 olarak, sıfır-vektörleri ise V_0 için (000) V_7 için (111) olarak şekil (3.4b) deki gibi gösterilir. Aktif durum vektörleri

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{2\pi}{3}} \quad (k=1, \dots, 6) \quad (3.12)$$

şeklinde ifade edilip düzenli altıgen oluşmakta ve bu altıgen altı eşit sektöre bölünmektedir.

Ortalama uzay vektörü $\vec{V}_{ref}$, anahtarlama periyodu T_s boyunca tanımlanabilir. Bu periyodun (T_s) yeteri kadar küçük olduğu düşünülürse, bu zaman aralığında $\vec{V}_{ref}$ de sabit kabul edilebilir.

Sürekli uzay vektör modülasyon tekniğinde, altıgen içerisindeki bütün $\vec{V}_{ref}$ vektörleri kendisine bitişik olan iki aktif vektörün ağırlıklı olarak birleşiminden ve sıfır-durum vektörleri V_0 ve V_7 kullanılarak ifade edilir. Böylece referans vektör her bir anahtarlama periyodunda bu dört inverter durumu arasındaki anahtarlama ile gerçekleştirilebilir. Şekil 3.4b ye bakıldığında görülecektir ki $\vec{V}_{ref}$ ' in k sektörü içerisinde olduğu düşünüldüğünde, bitişik aktif vektörler $\vec{V}_k$ ve $\vec{V}_{k+1}$ olacaktır (burada $k=6$ için $k+1$ değeri 1 alınır). Optimum harmonik performansı ve minimum anahtarlama frekansını elde edebilmek için anahtarlama sıralaması öyle ayarlanır ki bir durumdan bir sonraki duruma geçişte inverterin sadece bir kolunda anahtarlama gerçekleştirilir. Anahtarlama periyodu daima bir sıfır-durum anahtarlama ile başlar ve biter[45]. Aynı zamanda anahtarlama bütün periyot boyunca simetriktr. Bunu örnekle açıklayacak olursak, referans vektörün sektör1 de olduğunu düşünelim, durum sıralaması 0127210 şeklinde olacaktır. Referans vektörün sektör4 de olduğu durumda ise sıralama 0547450 şeklinde olacaktır. Uzay vektörü modülasyonunun en önemli kısmı aktif ve sıfır-durum sürelerinin her bir anahtarlama periyodunda hesaplanması stratejisidir. Aşağıda T_s periyodu boyunca T_k süresi V_k vektörünün uygulama süresinin yarısını, T_0 süresi de sıfır-durum vektörünün uygulama süresinin yarısını göstermektedir.

$$\int_0^{\frac{T_s}{2}} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \vec{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}+T_k} \vec{V}_k dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k}^{\frac{T_0}{2}+T_k+T(k+1)} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k+T(k+1)}^{\frac{T_s}{2}} \vec{V}_7 dt \quad (3.13)$$

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_s}{2} \quad (3.14)$$

$\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = 0$ durumu hesaba katılırsa, $\vec{V}_{ref}$, $\vec{V}_k$ ve $\vec{V}_{k+1}$ vektörleri sabit kabul edilirse denklem (3.13) aşağıdaki gibi sadeleştirilir.

$$\vec{V}_{ref} \frac{T_s}{2} = \vec{V}_k T_k + \vec{V}_{k+1} T_{k+1} \quad (3.15)$$

Bu vektörel ifadeleri gerçek ve imajiner bileşenlerine ayıracak olursak:

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} \left(T_k \begin{pmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} \end{pmatrix} + T_{k+1} \begin{pmatrix} \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{k\pi}{3} \end{pmatrix} \right) = \frac{2}{3} V_{dc} \begin{pmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} \sin \frac{k\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

Burada k referans vektörün argümanından belirlenir.

$$\alpha = \arg \left(\frac{V_\alpha}{V_\beta} \right) \quad (3.17)$$

böylece

$$\frac{(k-1)\pi}{3} \leq \arg \left(\frac{V_\alpha}{V_\beta} \right) \leq \frac{k\pi}{3} \quad (3.18)$$

Bir periyot boyunca minimum sayıda anahtarlamaı sağlayabilmek için eğer tek numaralı bir sektörde bulunuyorsak uygulanan vektör $\vec{V}_0 \vec{V}_k \vec{V}_{k+1} \vec{V}_7 \vec{V}_{k+1} \vec{V}_k \vec{V}_0$, çift numaralı bir sektörde bulunuyorsak aktif vektörlerin yerleri değiştirilir ve böylece $\vec{V}_0 \vec{V}_{k+1} \vec{V}_k \vec{V}_7 \vec{V}_k \vec{V}_{k+1} \vec{V}_0$ Denklem (3.16) ile verilen sistemin çözülmesiyle,

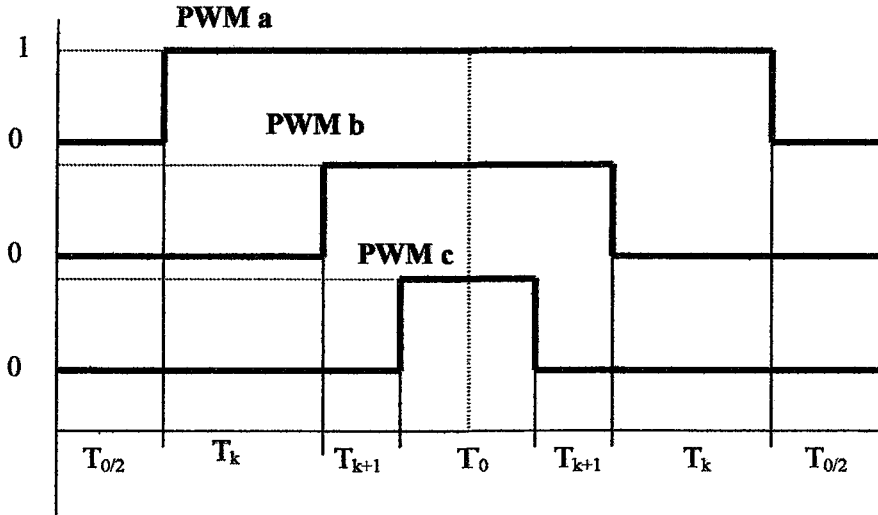
$$\begin{pmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{V_{dc}} \begin{pmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

bulunur.

Toplam sıfır-durum süresi T_0 iki sıfır-durum arasında uygun bir şekilde bölüştürülür. Genelde bu süre $\vec{V}_0$ ve $\vec{V}_7$ vektörlerine eşit olarak paylaştırılır. Sonuç olarak denklem (3.14) den T_0 süresi aşağıdaki gibi bulunur.

$$T_0 = \frac{T_s}{2} - (T_k + T_{k+1}) \quad (3.20)$$

Örnek olarak sektör1 deki anahtarlama şemasını şekil 3.5 deki gibi verebiliriz.



Şekil 3.5 Referans vektörün sektör 1 de bulunduğu durumdaki SVPWM çıkış sinyalleri

Dengeli bir sistemde sinüsoidal bir faz geriliminin arzu edildiği düşünülürse, buna karşılık gelen uzay vektöründe dairesel olacaktır. $\vec{V}_{Ref} = |\vec{V}_{Ref}|e^{j\omega t} = |\vec{V}_{Ref}|(\cos(\omega t) + j\sin(\omega t))$, burada istenen faz geriliminin genliği $|\vec{V}_{Ref}|$ ve açısal frekans ise ω dir. Denklem (3.19) dan

$$\begin{pmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{Ref}| T_s}{V_{dc}} \begin{pmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

referans vektörün sektör 1 içerisinde bulunması durumunda ($0 \leq \omega t \leq \pi/3$) denklem (3.19) aşağıdaki gibi basitleştirilebilir.

$$\begin{pmatrix} T_1 \\ T_2 \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{Ref}|}{V_d} T_s \begin{pmatrix} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega t\right) \\ \sin(\omega t) \end{pmatrix} \quad (3.22)$$

Bir periyot boyunca inverter kutup gerilimlerinin ortalamasını alacak olursak

$$V_{Ao}(\omega t) = \frac{V_{dc}}{2T_s} \left(-\frac{T_0}{2} + T_1 + T_2 + T_0 + T_2 + T_1 - \frac{T_0}{2} \right) = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} V_{dc} \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) \quad (3.23)$$

$$V_{Bo}(\omega t) = \frac{V_{dc}}{2T_s} \left(-\frac{T_0}{2} - T_1 + T_2 + T_0 + T_2 - T_1 - \frac{T_0}{2} \right) = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} V_{dc} \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \quad (3.24)$$

$$V_{Co}(\omega t) = -V_{Ao}(\omega t) \quad (3.25)$$

benzer şekilde (3.21) denklemini diğer sektörler için de çözelim:

$$V_{Ao}(\omega t) = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) \quad 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} \quad (3.26)$$

$$\frac{3}{2} \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \cos(\omega t) \quad \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} \quad (3.27)$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \cos(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad \frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \pi \quad (3.28)$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) \quad \pi \leq \omega t \leq \frac{4\pi}{3} \quad (3.29)$$

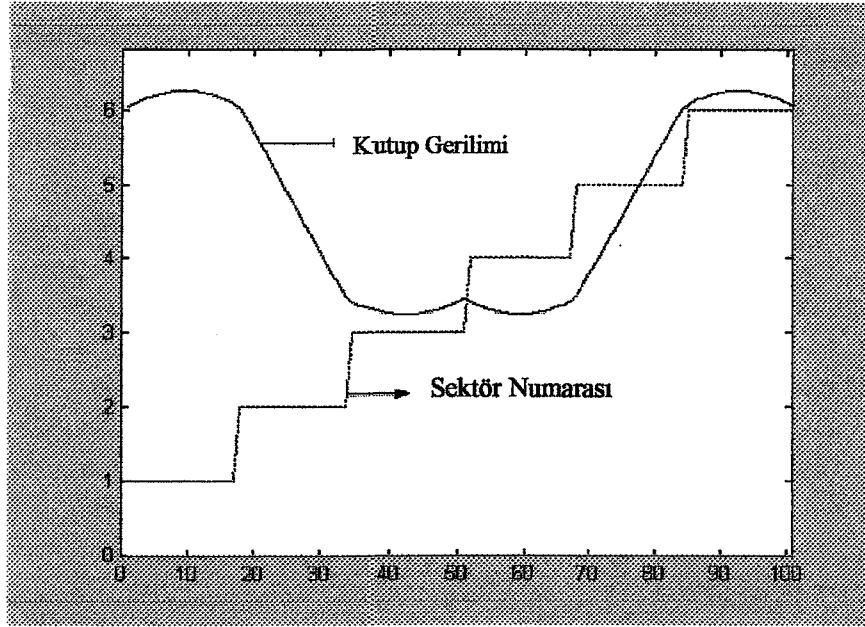
$$\frac{3}{2} \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \cos(\omega t) \quad \frac{4\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{3} \quad (3.30)$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \cos(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad \frac{5\pi}{3} \leq \omega t \leq 2\pi \quad (3.31)$$

$$V_{Bo}(\omega t) = V_{Ao}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (3.32)$$

$$V_{Co}(\omega t) = V_{Ao}(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \quad (3.33)$$

$V_{Ao}(\omega t)$ gerilimi şekil 3.6 da gösterilmiştir.



Şekil 3.6. Sektörlere göre inverter kutup gerilimi

Denklem (3.26)-(3.33) kullanarak hat gerilimlerini çıkaralım.

$$V_{AB}(\omega t) = V_{Ao}(\omega t) - V_{Bo}(\omega t) = \sqrt{3} \left| \vec{V}_{ref} \right| \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{3} \right) \quad (3.34)$$

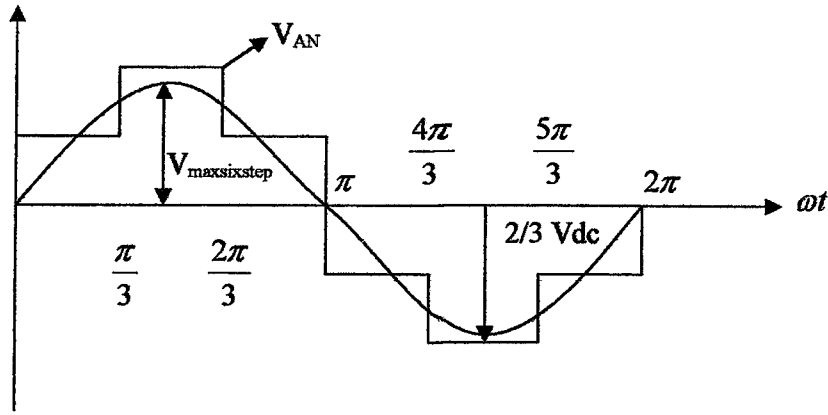
$$V_{BC}(\omega t) = V_{AB} \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.35)$$

$$V_{CA}(\omega t) = V_{AB} \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi \text{ için} \quad (3.36)$$

Sonuç olarak hat gerilimlerinin sinüsoidal olduğu görülecektir.

3.4.2 İnverter Yetenekleri ve Referans Gerilimin Tanımlanması

İnverter tarafından üretilen faz geriliminin temel bileşeni şekil 3.7 de verilmiştir. Burada altı farklı gerilim seviyesi bulunmakta ve bu gerilim seviyelerinin her birinin inverter aktif durumlarından biriyle eşleştiği açıkça görülmektedir. Şekil 3.7 de verilen faz gerilimi temel bileşeninin Fourier analizi ile elde edilen genliği denklem (3.37) deki gibidir.



Şekil 3.7 Altı-basamak çalışma için inverter faz gerilimi ve gerilimin temel bileşeni

$$V_{\max - \text{sixstep}} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.37)$$

Daha önceden de bahsedildiği gibi, geleneksel sinüsoidal modülasyon ile ulaşılabilecek maksimum gerilimin temel bileşeni;

$$V_{\max - \sin \text{pwm}} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.38)$$

böylece mevcut inverter kapasitesinin sadece %78.5' i kullanılır.

Eğer uzay vektör modülasyonu tarafından genliği V_{ref} ve frekansı ω olan dengeli üç-faz gerilim üretim üretilmesine ihtiyaç duyulursa;

$$V_{AN} = V_{ref} \cos(\omega t) \quad (3.39)$$

$$V_{BN} = V_{ref} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.40)$$

$$V_{CN} = V_{ref} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (3.41)$$

Buna karşılık gelen uzay vektörü referans gerilimi:

$$\vec{V}_{ref} = \left| \vec{V}_{ref} \right| \left[\cos(\omega t) + j \sin(\omega t) \right] = \left| \vec{V}_{ref} \right| e^{j\omega t} \quad (3.42)$$

Burada modülasyon indeksi arzu edilen referans gerilim genliğinin çıkıştan elde edilecek maksimum gerilimin temel bileşenine oranı ile bulunur.

$$m = \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{\max - \text{sixstep}}} = \frac{\pi V_{ref}}{2 V_{dc}} \quad (3.43)$$

Böylece referans uzay vektörü V_{ref} yarıçapında ve ω açısal hızıyla kompleks düzlemde dairesel bir yörüngeyi tanımlar. Aslında uzay vektör modülasyonu kullanılarak elde edilebilecek gerilimin genliği, şekil 3.4b de verilen altıgenin içerisine çizilebilecek en büyük dairenin yarı çapına eşit olacaktır. Bu daire aynı zamanda altıgeni oluşturan doğruların orta noktalarına teğet olacaktır. Maksimum faz geriliminin temel bileşeni denklem (3.44) de verilmiştir.

$$|\vec{V}_{ref}|_{\max} = \frac{2}{3} V_{dc} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \quad (3.44)$$

Yukarıda verilen modülasyon indeksi tanımından, maksimum modülasyon indeksini bulacak olursak:

$$m_{\max} = \frac{|\vec{V}_{ref}|_{\max}}{V_{\max - \text{sixstep}}} = \frac{\frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc}}{\frac{2}{\pi} V_{dc}} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0.906 \quad (3.45)$$

Görüldüğü gibi uzay vektör modülasyonu ile elde edilen maksimum gerilimin temel bileşeni inverter kapasitesinin yaklaşık % 90.6 sıdır. Bu değer geleneksel sinüsoidal modülasyon ile karşılaştırıldığında gerilimin %15 arttığı görülecektir.

Denklem (3.34)-(3.36) dan maksimum hat gerilimi:

$$V_{AB \max} = \sqrt{3} |\vec{V}_{ref}|_{\max} = V_{dc} \quad (3.46)$$

Modülasyon indeksinin tanımından, inverter anahtarlama sürelerinin hesaplanması DC-link gerilimine gereksinim duymamaktadır. Sadece arzu edilen modülasyon indeksinin bilinmesi yeterlidir.

$$|\vec{V}_{ref}| = m V_{\max \text{ sixstep}} = m \frac{2}{\pi} V_{dc} \quad (3.47)$$

denklemini denklem (3.21) de yerine koyacak olursak:

$$\begin{pmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{pmatrix} = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_s \begin{pmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{pmatrix} \quad (3.48)$$

yazılır.

3.4.3 Uygulanan Gerilim Vektörünün Sınırlandırılması

Önceki bölümden de görüldüğü gibi sürekli uzay vektör modülasyonunda elde edilebilecek maksimum modülasyon indeksi $m_{\max\text{cont}}=0.906$ olarak bulunmuştur. Bu noktada referans vektör altıgen içerisine yerleştirilebilecek maksimum dairesel yörüngeyi tanımlamaktadır. Bu daire altıgenin her bir sektörüne sadece bir noktada teğettir. Bu teğet olunan noktayı $\alpha = \frac{\pi}{6} + (k-1)\frac{\pi}{3}$ (burada k sektör numarasıdır) ile tanımlayabiliriz. Ancak bu noktada bile altıgen içerisinde kullanılmayan oldukça büyük alanlar kalmaktadır. Aktif-durum vektörlerinde bu alanlar en büyük olup kullanılmayan inverter kapasitesini temsil etmektedir. Referans vektörünün genliği daha da artırıldığı zaman, yörünge teğet noktalarından itibaren altıgenin dışına taşacaktır. Oysa aktif anahtarlama durumlarının yakınındaki bölgeler hala altıgenin içerisinde kalacaktır. Böylece aktif anahtarlama bölgeleri yakınlarında daha yüksek modülasyon indeksi mümkün olacaktır. Arzu edilen yörünge altıgenin dışına taşıdığı zaman, denklem (3.20) de verilen sıfır-durum vektörlerinin uygulama süresi (T_0) negatif değer alacaktır. Bu problemin üstesinden aktif-durum süreleri T_k ve T_{k+1} 'in tekrar ölçeklendirilmesi ile gelinebilir.

$$T'_k = \frac{T_s}{2} \frac{T_k}{T_k + T_{k+1}} \quad (3.49)$$

$$T'_{k+1} = \frac{T_s}{2} \frac{T_{k+1}}{T_k + T_{k+1}} \quad (3.50)$$

böylece $T'_k + T'_{k+1} = \frac{1}{2} T_s$ ve $T_s=0$ olacaktır. Denklem (3.15) den açıkça görülecektir ki, üretilen vektörün genliği aynı faktör tarafından düşecektir.

$$\vec{V}_{ref} = \frac{2}{T_s} (\vec{V}_k T'_k + \vec{V}_{k+1} T'_{k+1}) = \frac{2}{T_s} (\vec{V}_k T_k + \vec{V}_{k+1} T_{k+1}) \frac{T_s}{2(T_k + T_{k+1})} = \frac{T_s}{2(T_k + T_{k+1})} \vec{V}_{ref} \quad (3.51)$$

Her ne kadar sürelerin tekrar ölçeklendirilmesi problemin üstesinden gelse de, bu durum çıkış geriliminin arzu edilen değere göre düşük çıkmasına neden olmaktadır.

3.4.4 Sektörün Belirlenmesi

Sıradan bir $V_\alpha + jV_\beta$ referans vektörünün verilmesiyle, faz açısı bulunabilir.

$$\theta = \arctan\left(\frac{V_\alpha}{V_\beta}\right) \quad \theta \in [0, 2\pi] \quad (3.52)$$

Ancak her bir çeyrek iki sektör tarafından paylaşılmaktadır. Referans vektörün bulunduğu çeyrek, referans vektörün real ve imajiner bileşenlerinin işaretlerinin incelenmesi ile kolayca bulunabilir. Örneğin 1. çeyrekte olduğumuz belirlendiğinde, aşağıdaki şart da sağlandığında referans vektörün sektör1 de olduğu söylenebilir.

$$\arctan\left(\frac{V_\alpha}{V_\beta}\right) \leq \frac{\pi}{3} \quad (3.53)$$

$$V_\beta \leq V_\alpha \tan\left(\frac{\pi}{3}\right) = \sqrt{3}V_\alpha \quad (3.54)$$

aksi taktirde referans vektör sektör2 de bulunacaktır.

Benzer işlemleri 2. çeyrek ($V_\alpha < 0$ ve $V_\beta > 0$) için yapacak olursak

eğer $\arctan\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \leq \frac{\pi}{3}$

veya $V_\beta \leq \sqrt{3} \cdot (-V_\alpha)$ ise sektör3

aksi taktirde sektör2 diyebiliriz. Benzer işlemler 3. ve 4. çeyrek için de uygulanabilir.

4. GERİLİM MODELİNDE KULLANILAN İNTEGRASYON ALGORİTMALARINA YENİ YAKLAŞIMLAR

4.1 Giriş

Gerilim modeli olarak bilinen akı tahmin modeli, pratikte düşük hızlarda ve motor duruyorken problemlere sahiptir [46]. Bu problemler gerilim modelinin içerdiği açık integrasyon işlemlerinden ve motorun çalışma anındaki parametre değişimlerinden kaynaklanmaktadır. Motordan düşük hızlarda daha iyi performans alabilmek için motor mevcut hıza ulaşmaya kadar farklı modeller kullanılabilir.

Literatürde sensörsüz doğrudan vektör kontrollü sürücülerin açık integrasyon problemiyle ilgili birçok araştırmaya rastlanmaktadır. Bu problem için önerilen birçok çözümün arasından bazılarına burada değinilecektir. Örneğin Ohtani [47], integrasyon algoritmasındaki problemi çözebilmek için algoritmaya akı genliği geri beslemesi eklenmesini önermiştir. Referans [48] de diğer bir yaklaşım üzerinde çalışılmıştır. Bu ise iki faz akım ve geriliminin ölçümüne ve dinamik koşullar altında yapılan kararlılık analizine bağlıdır. Patel [49] tarafından yapılan bir çalışmada ise integratör yerine kaskad olarak bağlanmış ve otomatik olarak ayarlanabilen alçak geçiren filtreler kullanılmış, düşük hızlarda ise akı tahmini için Blaschke denklemleri [50] olarak bilinen model kullanılmıştır. Bausch [51] düşük hızlarda değişik bir yöntem kullanarak, gerilim denklemlerinin kullanıldığında doğru başlama değerlerine sahip olduğunu garanti etmektedir.

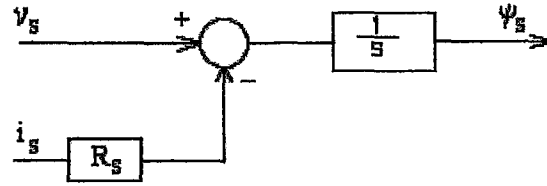
Bu tezde, gerilim modelindeki açık integrasyon probleminin üstesinden gelebilmek için kullanılan değişik algoritmalar verilecek ve yeni yaklaşımlar sunulacaktır. Burada bahsedilecek olan algoritmalar; δ geribeslemeli integrasyon algoritması, PI integrasyon algoritması ve Wu [52] tarafından geliştirilen bir kompanzasyon algoritmasıdır. Bunun yanında yeni bir kompanzasyon algoritması yaklaşımında bulunularak çıkartımlar yapılacaktır.

4.2 Gerilim Modelinde Açık İntegrasyon Problemi

Gerilim modelinden daha önce Bölüm 3.2 de bahsedilmişti. Bu modelde karşılaşılan en önemli problemlerden biri akı hesabında kullanılan denklem (3.1a) ve (3.1b) nin açık integrasyon içermesidir.

Şekil 4.1 de verilen blok şeması denklem (3.1a) ve (3.1b) ile tanımlanan akının hesaplanması işlemini göstermektedir. Şekilden de görüldüğü gibi integrasyon işlemi geri besleme içermemektedir. Bu açık integrasyon işlemi integrasyonda kararsızlıklara neden olmaktadır. Bu kararsızlıkların nedeni aşağıda verilmiştir.

- İntegrasyon yöntemi ve integrasyon adım büyüklüğü
- Akım ve gerilim ölçümlerindeki hatalar
- Motor sıcaklığı ve motora uygulanan frekansdan dolayı motor parametrelerindeki değişimler.
- İşlemcinin sınırlı sayıdaki bit uzunluğu ve komutların çalışma süresi.



Şekil 4.1 Gerilim modeli blok şeması

Yukarıdaki tartışmadan da anlaşılacağı üzere gerilim modelinin doğruluğu stator direncine bağlıdır. Düşük hızlarda stator direnci daha önem kazanmaktadır çünkü stator direnci üzerindeki gerilim düşümü oransal olarak daha önemli hale gelmektedir.

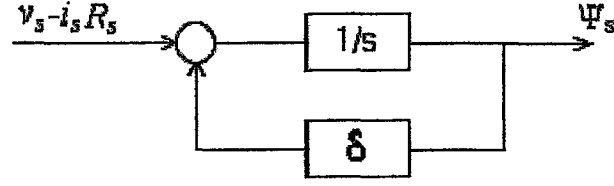
4.3 İntegrasyon Algoritmaları

Daha önceki bölümde açıklanan nedenlerden dolayı açık integrasyondaki kararsızlıklar kaçınılmazdır. Bu integrasyondaki hatayı azaltmanın yolu şekil 4.2 deki gibi geri besleme kullanılmasıdır. Böylece sistemin kararlı hale getirilmesi mümkün olacaktır. Ancak düşük hızlarda integratör davranışı tam elde edilemeyecektir.

Geri beslemeli integratörün transfer fonksiyonu denklem (4.1) de verilmiştir.

$$F(j\omega) = \frac{1}{j\omega + \delta} \quad (4.1)$$

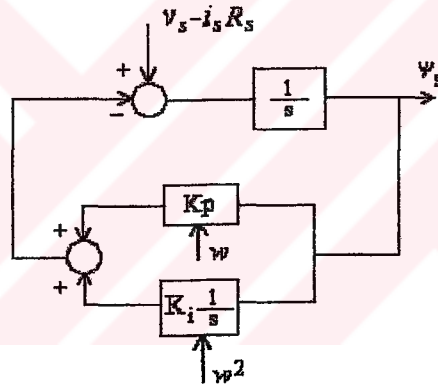
Denklemden de açıkça görülmektedir ki frekans değeri $j\omega \gg \delta$ olduğu zaman integratör fonksiyonu ideale yaklaşmaktadır. Ancak hem geçici durumlarda hem de sürekli durumlarda $j\omega$ değeri δ değeri ile karşılaştırılabilecek kadar küçük olduğu zaman faz ve genlik hatalarına neden olmakta ve bu da performansı etkilemektedir.



Şekil 4.2 δ geri beslemeli integratör

Açık integrasyon problemine bir diğer çözüm ise Drieseitl [53] tarafından önerilmiştir. Bu integratörün geri besleme yolunda PI denetleyici kullanılmıştır. İntegratörün blok şeması şekil 4.3 de, transfer fonksiyonu ise denklem (4.2) de verilmiştir.

$$F(j\omega) = \frac{s}{s^2 + K_p \cdot \omega \cdot s + K_i \cdot \omega^2} \quad (4.2)$$



Şekil 4.3 PI kontrollü integratörün blok şeması

Şekil 4.3 de verilen blok şemasından da görüldüğü gibi bu kez geri besleme hız (ω) ve hızın karesine (ω^2) bağlıdır. Bu integratörde geri beslemenin frekansa bağımlı olmasından dolayı integratör performansının daha iyi olduğu gözlenmiştir. Ancak bu integratör de kesin çözüm olmayıp özellikle düşük hızlarda integratör çıkışı olan stator akısı üzerinde önemli derecede faz ve genlik hataları oluşmaktadır. Bu iki integratörün performans değerlendirmesi Can [54, 55] tarafından ayrıntılı olarak ele alınmıştır.

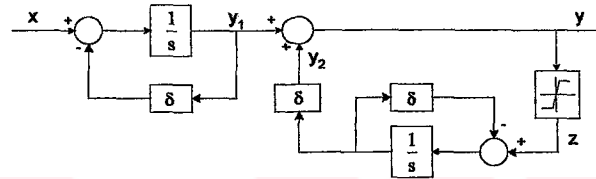
Yukarıda bahsedilen integratör çıkışlarının özellikle düşük hızlarda faz ve genlik hatalarına neden olması, bu tür integratörlerin kompanze edilmesini gündeme getirmiştir. Literatürde farklı kompanzasyon teknikleri önerilmiştir. Burgt[48] geri besleme döngüsü içerisinde hem akının genliği hem de akının türevinin kullanılmasını önermiştir. Fakat akı genliği geri beslemesinin kazancı ve akı türevi geri beslemesinin kazancı yükün ve hızın bir

fonksiyonudur. Sonuç olarak sistemin performansı bu geri besleme kazancı değerlerinin doğru olarak seçilmesine bağlıdır.

Diğer bir kompanzasyon yöntemi ise Wu[52] tarafından önerilmiştir. Bu makalede, yukarıda bahsedilen problemin çözülmesi için bir modifiye integratör geliştirilmiştir. Önerilen integratörün çıkışı aşağıdaki gibidir.

$$y = \frac{1}{s + \delta} x + \frac{\delta}{s + \delta} z \quad (4.3)$$

Burada z kompanzasyon işaretidir. Kompanzatörün blok şeması şekil (4.4) da verilmiştir.



Şekil 4.4 Kompanzeli δ geri beslemeli integratörün blok şeması

Bu kompanzatörde, doyum(saturasyon) bloğu içerisindeki limitleyicinin limit seviyesi (L) eğer aşılmamışsa, saturasyon bloğunun çıkışı giriş değerine eşit olacak ve modifiye edilen integratör saf integratör gibi davranış gösterecektir. Eğer sınır seviyesi (L) aşılsa, integratör çıkışı aşağıdaki gibi olacaktır.

$$y = \frac{1}{s + \delta} x + \frac{\delta}{s + \delta} z(L) \quad (4.4)$$

Burada $z(L)$ saturasyon bloğunun çıkışıdır ve genliği L değeri ile sınırlandırılmıştır.

Bu algoritmanın asıl zorluğu sınır seviyesi L'nin alacağı değerin belirlenmesidir. Çıkışdaki dc bileşenin düzgün bir şekilde yok edilebilmesi için, limit seviyesinin gerçek akı genliği seviyesine set edilmesi gerekmektedir. Sınır seviyesi L nin belirlenmesi için, Wu[52] tarafından uyumlu(adaptive) denetleyici kullanılmıştır. Bu yöntemde motor akısının kendi zıt emk'sına dik olduğu gerçeğinden yararlanılmıştır. Tahmin edilen akı ve zıt emk arasındaki bu dikliği algılayabilmek için bir diklik sezici(quadrature detector) tasarlanmıştır. Bir sonraki bölümde, sınır seviyesinin (L) tahmininde daha basit bir yöntem tanımlayacağız. Bu yeni yöntem daha az hesaplama süresine gereksinim duymakta ve gerçek-zamanlı kontrol sistemlerinde daha uygundur.

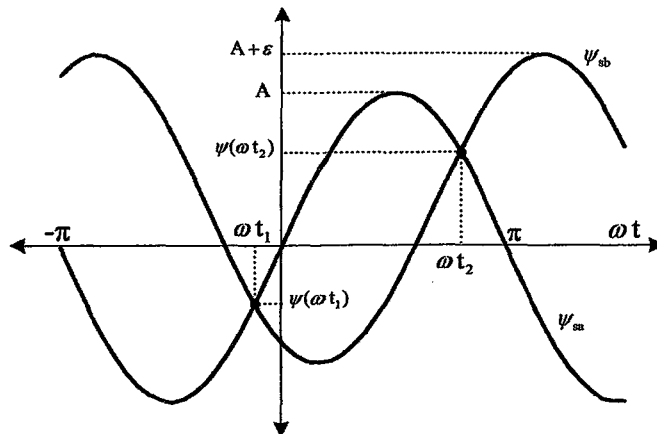
4.4 Önerilen Yeni Akı Seviye Sezme Yöntemi ve Kullanılışı

Bu bölümde, kompanze edilen δ geri beslemeli integratörde bulunan sınırlayıcının doyum seviyesinin oldukça basit hesaplamalarla belirlendiği yeni bir yöntem önerilmiştir. Bu yöntemin temeli şu gerçeğe dayanmaktadır: Faz a ve faz b stator akıları üzerinde herhangi bir dc offset olmadığı takdirde bu akıların kesişme noktaları arasında π radyan kadar fark olacak ve bu kesişme noktalarındaki akı değerleri arasındaki fark akının maksimum değerini verecektir. Stator akıları üzerinde offset olduğu zaman, akıların kesişme noktaları dc offset değerinin ve limitleyicinin saturasyon seviyesi olan stator akı genliğinin belirlenmesinde kullanılır. Sürekli durumda faz a ve faz b stator akılarını ψ_{sa} ve ψ_{sb} ile gösterelim.

$$\psi_{sa} = A \sin(\omega t + \phi) \quad (4.5)$$

$$\psi_{sb} = A \sin(\omega t + \phi - 2\pi/3) + \varepsilon \quad (4.6)$$

Burada faz b'ye ε 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 (4.5) ve (4.6)'daki faz açısı ϕ sıfır kabul edilmiştir. Dc offset değerinin yeteri derecede küçük olması durumunda ψ_{sa} ve ψ_{sb} akıları bir periyot boyunca iki kez kesişeceklerdir. Bu kesişme noktalarını şekil 4.5'deki gibi $\psi(\omega t_1)$ ve $\psi(\omega t_2)$ ile gösterelim.



Şekil 4.5 Akı genliğinin ve dc offset değerinin belirlenmesinde kullanılan faz a ve faz b'nin kesişme noktaları.

Bu kesişme noktaları denklem (4.5) ve (4.6) daki ifadelerin eşitliğinden ($\psi_{sa} = \psi_{sb}$) belirlenebilir.

$$\omega t_1 = -\frac{\pi}{6} + \sin^{-1} \frac{\sqrt{3}\varepsilon}{3A} \quad (4.7)$$

$$\omega t_2 = \frac{5\pi}{6} - \sin^{-1} \frac{\sqrt{3}\varepsilon}{3A} \quad (4.8)$$

Kesişme noktalarındaki akı değerleri:

$$\psi(\omega t_1) = \frac{-3A^2}{2\sqrt{9A^2 + 3\varepsilon^2}} + \frac{\varepsilon}{2} \quad (4.9)$$

$$\psi(\omega t_2) = \frac{3A^2}{2\sqrt{9A^2 + 3\varepsilon^2}} + \frac{\varepsilon}{2} \quad (4.10)$$

Yukarıda verilen denklem (4.9) ve denklem (4.10)'un matematiksel işlemlerle çıkartımı EK-2 de verilmiştir. Bu akı değerlerinin toplanması ile dc offset değeri hesaplanabilir.

$$\varepsilon = \psi(\omega t_1) + \psi(\omega t_2) \quad (4.11)$$

Kesişme noktalarındaki akı değerlerinin farkı:

$$\psi(\omega t_2) - \psi(\omega t_1) = \frac{3A^2}{\sqrt{9A^2 + 3\varepsilon^2}} \quad (4.12)$$

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

$$A = \frac{\psi(\omega t_2) - \psi(\omega t_1)}{\sqrt{2}} \left[1 + \left(1 + \frac{4(\psi(\omega t_1) + \psi(\omega t_2))^2}{3(\psi(\omega t_1) - \psi(\omega t_2))^2} \right)^{1/2} \right]^{1/2} \quad (4.13)$$

bulunur.

Doyum seviyesi (L), sadece kesişme noktalarındaki akı değerleri kullanılarak bulunan A değerine eşitlenir. A değeri aynı zamanda akıların genlik değerine eşittir. Denklem (4.13) 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 sınırlayıcının seviyesi gerçek akı genliğinden daha büyük olursa, akı dalga şekli dc meyilden dolayı pozitif veya negatif yönde limit seviyesine ulaşmaya kadar kayacaktır. Böylece çıkış dalga şekli dc bileşene sahip olacaktır. Diğer taraftan eğer sınırlayıcının seviyesi gerçek akı genliğinden daha küçük bir değere set edilirse, çıkış dalga şekli dc bileşen içermeyecek ancak bozulacaktır (distorted).

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

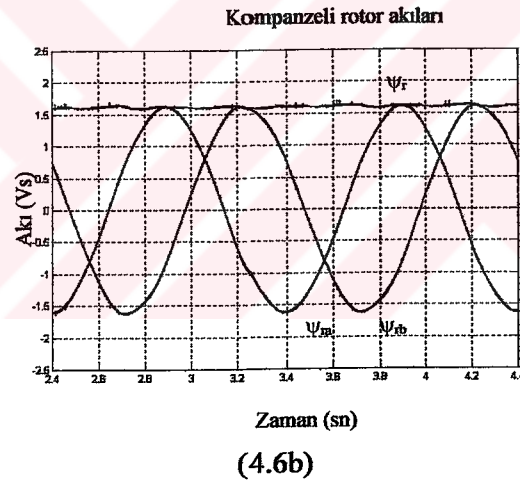
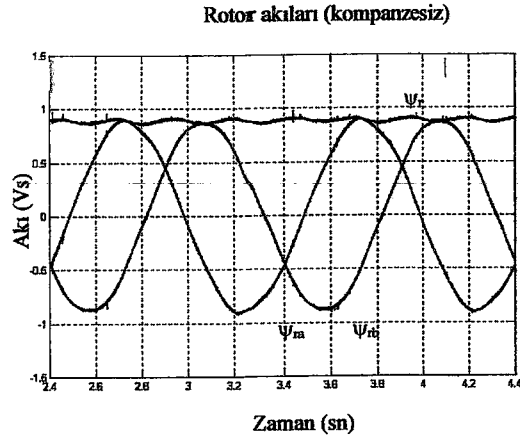
4.4.1 Önerilen Kompanzatörün Simülasyon Sonuçları

Önerilen kompanzatörün performansını değerlendirmek için Matlab/Simulink ortamında çeşitli simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. 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 δ geri beslemeli integratörün kompanzasyon algoritmasının simülasyonu yapılmıştır.

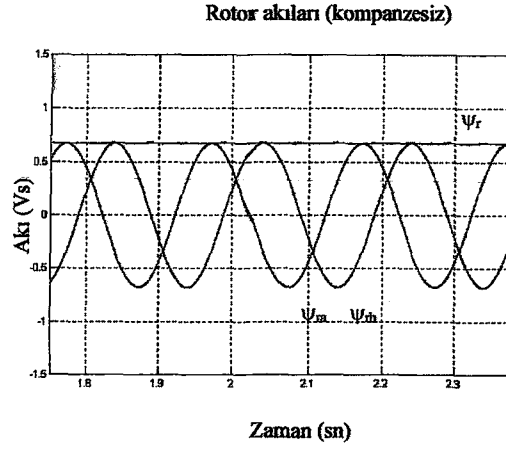
Simülasyonlar önerilen kompanzatörün hem sürekli durumda hem de geçici durumdaki performansını ölçmek için gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.6a ve şekil 4.6b de δ geri beslemeli integratörün ve önerilen kompanzatörün çıkışı 1Hz için verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi δ geri beslemeli integratör kullanıldığında her iki fazın genlik ve faz açısı üzerinde oldukça büyük hata olmaktadır. Ayrıca şekillerden de görüleceği gibi rotor akısında ψ_{ra} ve/veya ψ_{rb} üzerindeki dc offset in neden olduğu bir dalgalanma söz konusudur. Önerilen kompanzatörün kullanılması ile bu dalgalanma da azaltılmıştır.

Benzer simülasyonlar şekil 4.7a ve şekil 4.7b de frekansın 5Hz olduğu durum için gerçekleştirilmiştir. Bu simülasyonlarda integratörün geri besleme katsayısı δ , 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 4.8 de verilmiştir. Sonuç olarak önerilen kompanzasyon algoritması hem sabit akı hem de değişken akı şartlarında uygundur diyebiliriz.

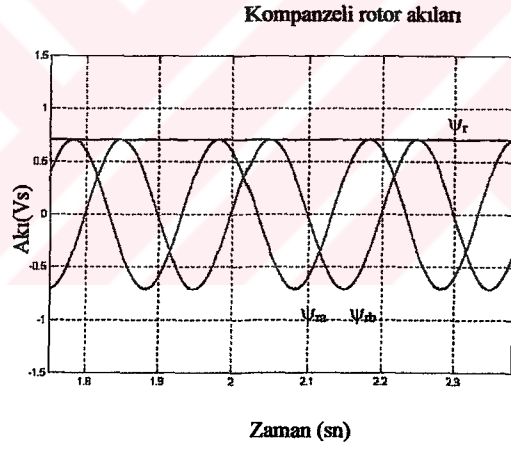
Simülasyonlarda rotor akıları çizdirilmiştir. Rotor akıları ise Bölüm-2 de verilen denklem(2.47a) ve (2.47b) ile hesaplanmıştır.



Şekil 4.6 Rotor akısının faz a ve faz b bileşenleri ile birlikte dalga şekli (simülasyon) a) δ geri beslemeli integratörün çıkışı (1Hz) b) Önerilen kompanzatörün çıkışı (1Hz)

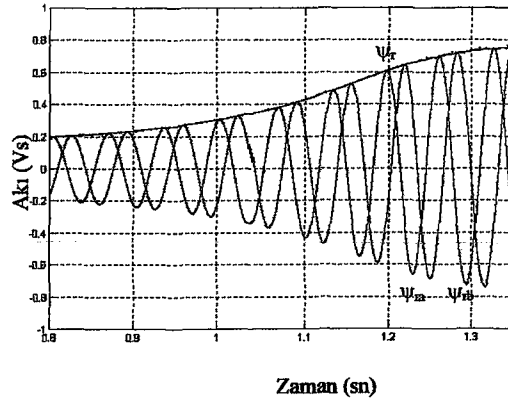


(4.7a)



(4.7b)

Şekil 4.7 Rotor akısının faz a ve faz b bileşenleri ile birlikte dalga şekli (simülasyon) a) δ geri beslemeli integratörün çıkışı (5Hz) b) Önerilen kompanzatörün çıkışı (5Hz)



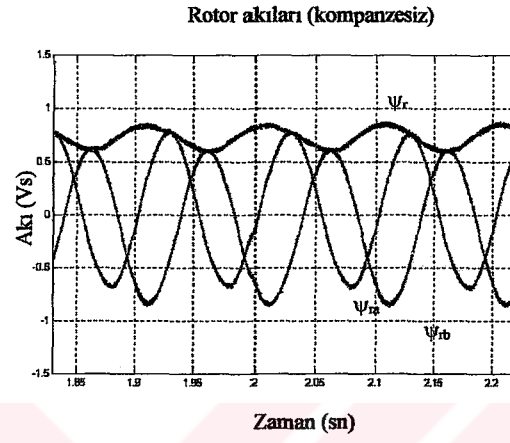
Şekil 4.8 Değişken akı şartlarında önerilen kompanzatorün simülasyon çıkışı

4.4.2 Önerilen Kompanzatorün Deney Sonuçları

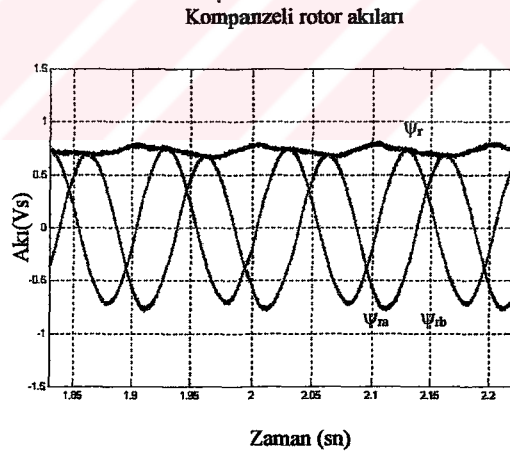
Önerilen kompanzasyon algoritmasını doğrulamak için kullanılan asenkron motor sürücü deney seti Bölüm 7 de detaylı olarak anlatılmıştır. Bu deney setinde ilk olarak geri besleme katsayısı δ' nın sistem performansına etkisi üzerinde durulmuştur. Geri besleme katsayısı δ , olması gereken değerinden daha küçük alınarak önerilen kompanzatorün tepkisi gözlenmiştir. Şekil 4.9a da δ geri beslemeli integratörde $\delta=3$ alınmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi rotor akısı üzerinde oldukça önemli bir dalgalanma söz konusudur. Şekil 4.9b de ise önerilen kompanzatorde $\delta=3$ alınmış ve rotor akısı gözlenmiştir. Şekilden 4.9b de gözleendiği gibi rotor akısı üzerinde daha az dalgalanma olmaktadır. Buradan şu sonuç çıkartılabilir: Önerilen kompanzator δ değerine daha az bağımlıdır.

Şekil 4.10a ve 4.10b de sırasıyla δ geri beslemeli integratörün ve önerilen kompanzatorün deney çıktıları 1Hz için verilmiştir. Şekillerden de görüldüğü gibi δ geri beslemeli integratör oldukça büyük faz açısı ve genlik hatası oluşturmaktadır. Bu hatalar doğrudan motor momentini etkilemektedir. Sonuç olarak eğer δ geri beslemeli integratör kompanze edilmezse, motor momenti üzerinde özellikle düşük hızlarda önemli hatalara neden olacaktır. Motor momenti aynı zamanda rotor akısı üzerindeki dalgalanmadan da etkilenecektir. Şekil 4.10a ve 4.10b den görüldüğü gibi, önerilen kompanzator ile rotor akısı üzerindeki dalgalanma oldukça düşürülmüştür.

Benzer deneyler şekil 4.11a ve 4.11b de 5Hz için yapılmıştır. Bu deneylerde integratör geri besleme katsayısı $\delta=9.5$ (R_r/L_r) alınmıştır. Şekil 4.12de ise önerilen kompanzatörün değişken rotor akısı durumundaki deney sonuçları verilmiştir.

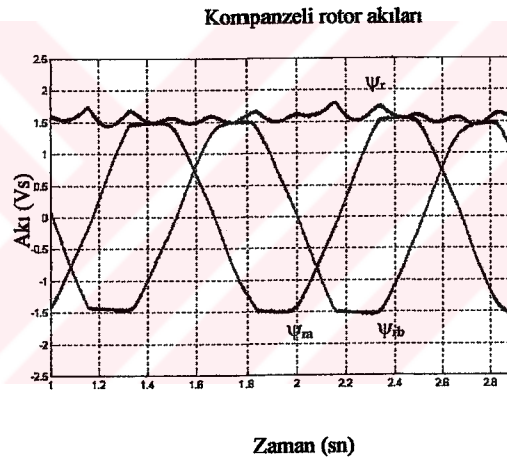
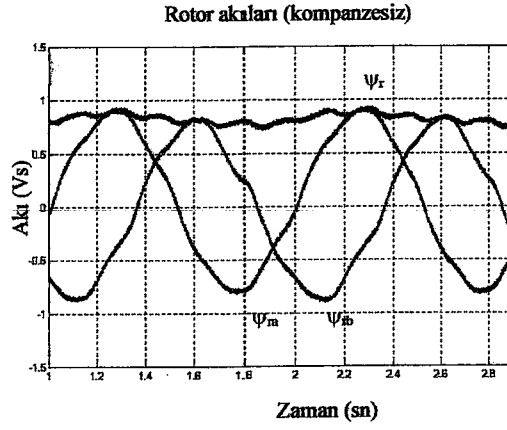


(4.9a)

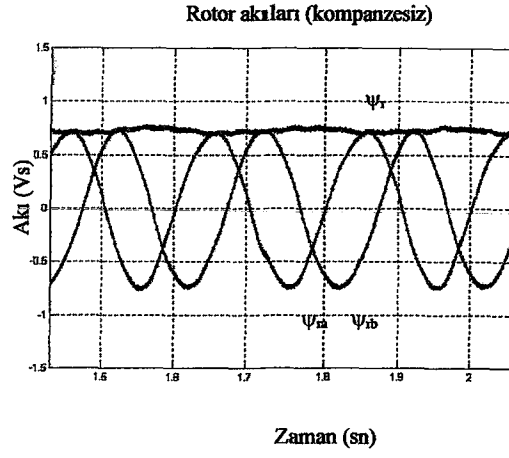


(4.9b)

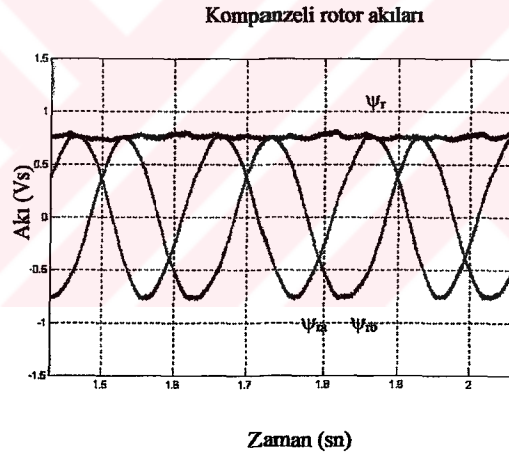
Şekil 4.9 Rotor akısının faz a ve faz b bileşenleri ile birlikte dalga şekli (deney) a) δ geri beslemeli integratörün çıkışı ($\delta=3$) b) Önerilen kompanzatörün çıkışı ($\delta=3$)



Şekil 4.10 Rotor akısının faz a ve faz b bileşenleri ile birlikte dalga şekli (deney) a) δ geri beslemeli integratörün çıkışı (1Hz) b) Önerilen kompanzatörün çıkışı (1Hz)

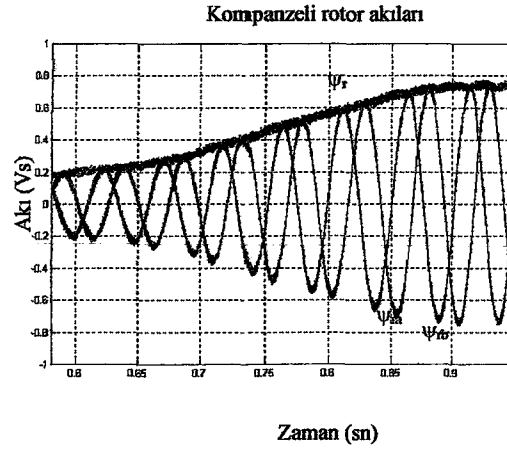


(4.11a)



(4.11b)

Şekil 4.11 Rotor akısının faz a ve faz b bileşenleri ile birlikte dalga şekli (deney) a) δ geri beslemeli integratörün çıkışı (5Hz) b) Önerilen kompanzatörün çıkışı (5Hz)



Şekil 4.12 Değişken akı şartlarında önerilen kompanzatörün deney çıkışı

4.4.3 Sonuç

Yukarıda önerilen kompanzasyon algoritması ile gerilim modelini kullanan vektör kontrollü asenkron motorun akı vektörü hesaplanmaktadır. Önceki bölümlerde belirtildiği gibi rotor akısı tahmininde kullanılan δ geri beslemeli integratör özellikle düşük hızlarda faz ve genlik hatasına neden olmaktadır. Önerilen bu kompanzatör ile sürekli durum ve geçici durumda bu problemin üstesinden gelinmiştir.

Bu yöntemin performansı kompanzatörde bulunan sınırlandırıcının sınırlama seviyesinin(L) doğru olarak belirlenmesine bağlıdır. Sınırlama seviyesi(L) faz a ve faz b rotor akılarının kesişme noktalarının kullanılması ile hesaplanır. Böylece sınırlama seviyesi(L) her periyotta iki kez ayarlanmış olur. Bu yöntemin hesaplamaları zaman yönünden oldukça düşük ve uygulanması basittir. Bu yöntem kullanılarak düşük hızlarda moment üzerindeki dalgalanmalar oldukça düşürülmüştür.

Bu yöntemin en önemli dezavantajı ise sıfır hızda faz a ve faz b rotor akıları üzerinde kesişme olamayacağından kullanılamamasıdır. Ancak simülasyon ve deneylerle akı hesaplamalarında 1Hz'e kadar iyi sonuç verdiği görülmüştür.

5.STATOR AKI TAHMİNİNDE YENİ BİR BULANIK DENETLEYİCİ KULLANILMASI

5.1 Giriş

Bölüm-4 de stator akı tahmininde kullanılan integrasyon yöntemleri üzerinde durulmuş, bu yöntemlerden delta geri beslemeli ve PI geri beslemeli integratörler ele alınarak birbirleriyle karşılaştırılması yapılmıştı. Ayrıca yine bölüm-4 de bu integratörlerin uygulanması ile ortaya çıkacak olan genlik ve faz hatalarını ortadan kaldırmak için kompanzasyon yöntemleri üzerinde durulmuş ve yeni bir kompanzasyon yöntemi önerilmişti.

Bu bölümde ise integratörün geri besleme döngüsü içerisinde kullanılacak olan yeni bir bulanık denetleyici geliştirilmiştir. Önerilen bu denetleyici farklı parametrelere sahip birçok motorda denenmiş ve bu denetleyicinin performansının oldukça iyi olduğu görülmüştür.

5.2 Bulanık Denetleyicili İntegratörün Tasarlanması

Bulanık mantık mühendislik deneyimi ve gözlemlere dayalı bir teknolojidir. Bulanık mantıkta, kesin matematiksel modele gereksinim yoktur. Çünkü sistem davranışını tanımlamada dilsel değişkenler kullanılır. Bulanık mantık, klasik denetleyicilere göre oldukça yeni bir teknoloji olup uygulama alanları hızla artmaktadır. Bulanık denetleyiciler klasik denetleyicilerden esinlenerek bulanık PD, bulanık PI, bulanık PID ve karma denetleyiciler şeklinde farklı yapılarda tasarlanmaktadır[56].

Bulanık denetleyiciler ve klasik denetleyiciler tasarlanırken sistem kararlılığı ve performansı gibi problemlerle karşılaşmaktadır. Klasik denetleyicilerde bu problemlerin çözümü için matematiksel modeller kullanılmasına rağmen, bulanık denetleyicilerin tasarımında bu problemler EĞER-İSE kuralları tanımlanarak aşılmıştır.

Bulanık denetleyicilerin tasarımında genel olarak iki yöntem kullanılmaktadır. Bunlar deneme yanılma ve teorik yöntemlerdir. Deneme yanılma yöntemi ile eldeki uzman bilgileri kullanarak sistem hakkında çeşitli EĞER-İSE kuralları oluşturulur ve bu kurallar gerçek sisteme uygulanır. İstenen performans sağlanmıyorsa kurallar üzerinde değişiklik yapılır ve sistem istenen performansı sağlayıncaya kadar test edilir. Teorik yaklaşımda ise bulanık denetleyici yapısı ve parametreleri istenen performansı garanti edecek şekilde tasarlanır. Pratikte en iyi performansı sağlayan denetleyiciyi tasarlamak için iki yöntemi beraber kullanmak mümkündür[57].

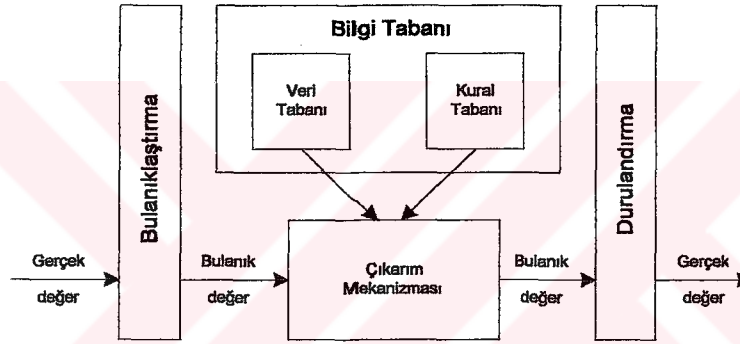
Bir bulanık denetleyici Şekil 5.1 de gösterildiği gibi dört bileşene ayrılabilir.

a- Bulandırıcı : Bu bölümde giriş değişkenleri üzerinde ölçeklendirme yapılır ve bulanık kümelerle dönüştürülür. Diğer bir deyişle, giriş değişkenlerine etiket verilerek dilsel değişkenlere dönüştürülür.

b- Çıkarım Motoru : Bilgi tabanında bulunan veri tabanı ve kural tabanını kullanmaktadır. Burada kurallar üzerinde bulanık mantık yürütülür. Yani insan beyninin düşünüş şeklinin bir benzetimi yapılmaya çalışılır.

c- Bilgi Tabanı : Burada kural tabanı ve veri tabanı bulunmaktadır. Kural tabanında uzman tarafından tanımlanmış EĞER-İSE kuralları bulunmaktadır. Çıkarım motoru, kural tabanında kullanılan bulanık kümelerini veri tabanından alır.

d- Durulayıcı : Çıkarım motoru tarafından işlenen dilsel değişkenler burada gerçek değerlerine geri dönüştürülür.

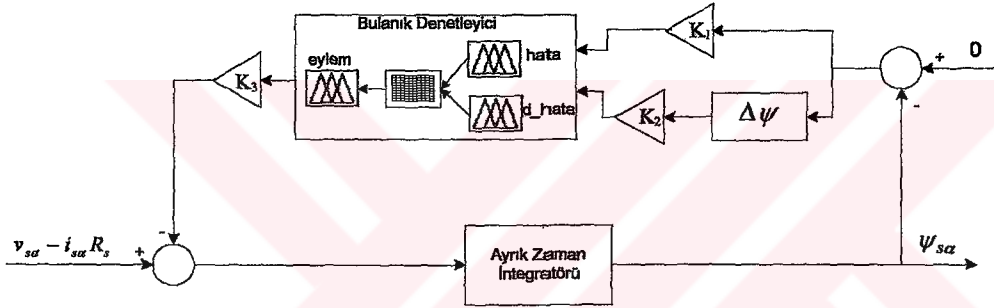


Şekil 5.1 Bulanık denetleyici blok diagramı

Bir bulanık denetleyicinin tasarlanmasında, sistemin matematiksel modelinden çok sistemi çalıştıran uzmanın sistem davranışı konusunda sahip olduğu bilgiler ve gözlemleri daha önemlidir. Böyle bir yaklaşım, uzun yıllar boyunca kazanılan deneyimlerin denetleyici içerisine, yorumlanmış halde kolaylıkla yerleştirilmesine olanak sağlar. Bunun yanında bulanık denetleyicinin tasarımında belirli bir otomasyon mümkün değildir.

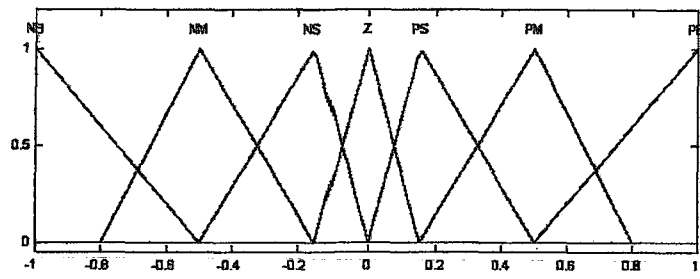
Bu çalışmada, gerilim modelinde kullanılan integratörün geri besleme döngüsü içerisinde Şekil 5.2 de görüldüğü gibi bir bulanık denetleyici kullanılmıştır. Bu çalışmada önerilen bulanık denetleyici algoritması hız ölçümüne gereksinim duymamaktadır. Geri besleme döngüsü içerisinde kullanılan klasik denetleyicilerin tasarımında karşılaşılan en önemli problem uygun denetleyici parametrelerinin belirlenmesidir. Oysa önerilen bulanık denetleyici belirlenen kurallar çerçevesinde farklı güçteki makinelerle kolaylıkla uygulanabilir. Bunun yanında klasik denetleyicilerden farklı olarak, sensör hatalarına ve küçük parametre değişimlerine daha az duyarlıdır.

Şekil 5.2 de gösterildiği gibi stator akı tahminin temeli ($v_s - i_s R_s$) ve geri besleme sinyali arasındaki farkın ayrık integraline dayanır. R_s simülasyon boyunca sabit kabul edilmiştir. Şekil 5.2 de görüldüğü gibi akı ilk olarak geri besleme yolundaki sıfır referansla karşılaştırılmıştır. Sonra, bu fark ve farkın türevi K_1 ve K_2 katsayıları ile çarpılarak bulanık denetleyiciye girilmiştir. Geri besleme yolundaki K_1 ve K_2 katsayıları sırasıyla hata ve hatanın türevini ölçeklemek için kullanılmıştır. Uygun K_1 ve K_2 katsayıları tarafından yapılan bu ölçekleme üyelik fonksiyonlarının kullanımı için önemlidir. Bulanık denetleyiciye giriş olarak gelen değişkenlerin değerleri üyelik fonksiyonlarının taban değerleri dışında olursa tanımsız kural oluşacaktır. Bu da denetleyicinin yanlış davranmasına neden olacaktır. K_3 katsayısı ise bulanık denetleyicinin çıkışını yükseltmek için kullanılır. Böylece sistemin cevap zamanı geliştirilebilir. Ayrıca sistemin yerleşme zamanı K_3 ile ayarlanabilir.

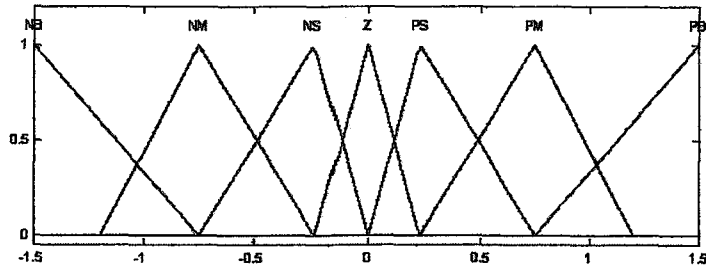


Şekil 5.2 Stator akı tahmini için kullanılan bulanık denetleyicinin blok diyagramı

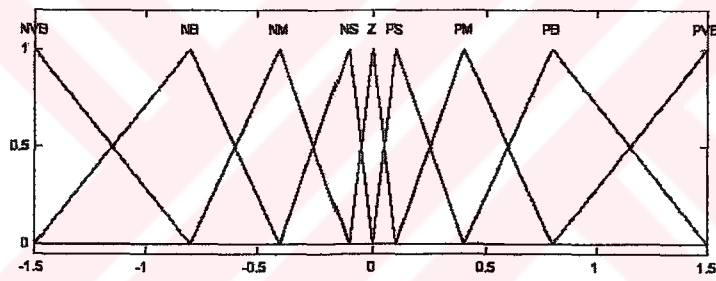
Tasarlanan bulanık denetleyicinin girişlerinde şekil 5.3a-b de görüldüğü gibi yedi üyelik fonksiyonu, çıkışında ise şekil 5.3c de görüldüğü gibi dokuz üyelik fonksiyonu kullanılmıştır. Doğruluğu arttırmak için sıfır değeri etrafında daha yoğun üyelik fonksiyonu kullanılmıştır. Doğruluğu arttırmanın diğer bir yolu ise üyelik fonksiyonlarının sayısının arttırılmasıdır. Ancak bu durum hesaplama süresini oldukça arttırmaktadır. Yapılan simülasyonlarda MATLAB Fuzzy Toolbox kullanılmıştır.



(a)



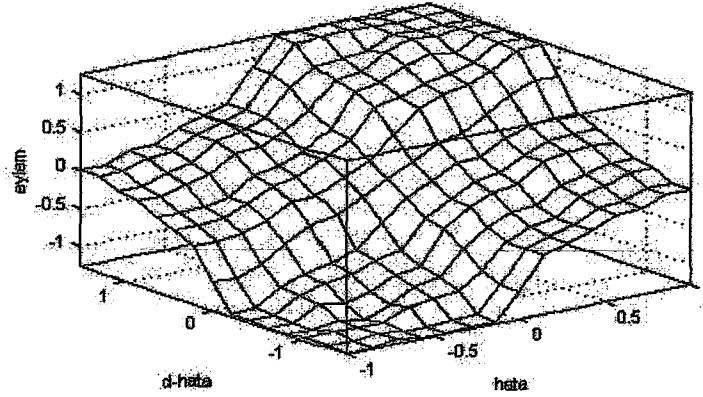
(b)



(c)

		hata						
		NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
d_hata	NB	NVB	NVB	NVB	NB	NM	NS	Z
	NM	NVB	NVB	NB	NM	NS	Z	PS
	NS	NVB	NB	NS	NS	Z	PS	PM
	Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	Z	PS	PM	PB	PVB
	PM	NS	Z	PS	PM	PB	PVB	PVB
	PB	Z	PS	PM	PB	PVB	PVB	PVB

(d)



(e)

Şekil 5.3 Bulanık denetleyicinin üyelik fonksiyonları, kural tablosu ve giriş-çıkış değişimi (a) Giriş değişkeni “*hata*” ‘nın üyelik fonksiyonları (b) Giriş değişkeni “*d_hata*” ‘nın üyelik fonksiyonları (c) Çıkış değişkeni “*eylem*” ‘in üyelik fonksiyonları (d) Bulanık denetleyicinin kural tablosu (e) Bulanık denetleyicinin giriş-çıkış değişimi

Bulanık denetleyicinin giriş değişkenleri K_1 ve K_2 katsayıları tarafından ölçeklendirilir. Böylece giriş değişkenleri üyelik fonksiyonlarının taban değeri içerisinde tutulmuş olur. K_1 ve K_2 katsayıları aşağıdaki gibi ayarlanabilir.

$$K_1 = \frac{1}{\psi_{sa_{max}}} \quad (5.1)$$

$$K_2 = \frac{1.5}{\Delta\psi_{sa}} \quad (5.2)$$

K_3 katsayısının değeri ise aşağıdaki gibi türetilebilir.

$$K_3 = \frac{u}{K_1 \cdot \Delta\psi_{sa} + K_2 \cdot \psi_{sa}} \quad (5.3)$$

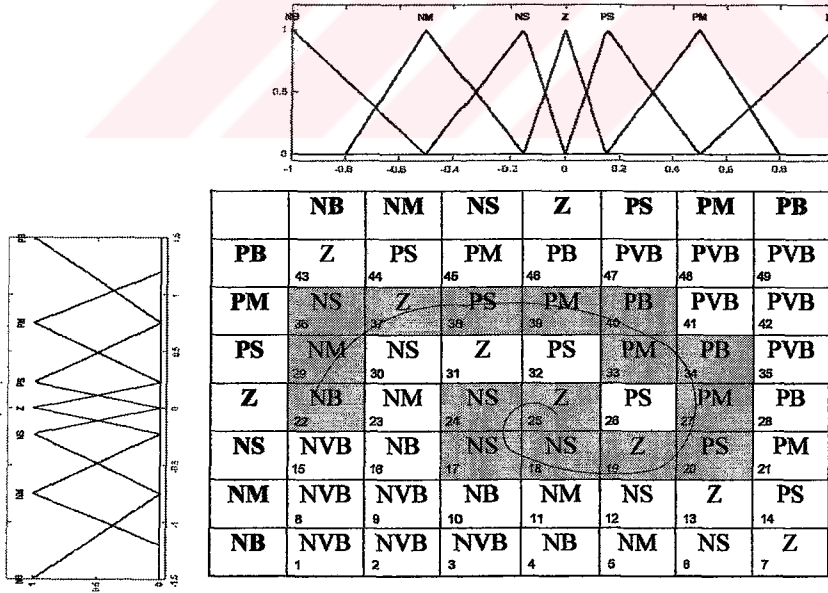
Burada u bulanık denetleyicinin çıkışı, $\Delta\psi_{sa}$ ise *hata*’daki maksimum değişimdir.

5.3 Bulanık Denetleyicide Kararlılık Kavramı

Bilindiği gibi, ayrık zamanlı integratöre eklenen geri besleme yolu sistemi kararlı yapmak için kullanılmaktadır. Bulanık denetleyici ile oluşturulan bir sistemin kararlılık analizini yapmak için durum uzay yaklaşımından faydalanılabilir. Bunun için kurallar ve kontrol altındaki dinamik sistemin durum uzayı arasındaki karakteristik ilişkisine ihtiyaç duyulur. Bu ilişki bulanık denetleyici tarafından üretilen kontrol hareketi üzerine kural tabanının her bir kuralının bağlı etkisine dayanır[58].

Kurallardan meydana gelmiş kural tabanımızı ele alalım. İki giriş değişkenine sahip sistemimizde ; *hata* ve *d_hata* denetleyici giriş değişkenlerini temsil etmektedir. Kuralın sonuç kısmı tek kontrol çıkışı *eylem*'i içermektedir. Sistem giriş değişkenleri *hata* ve *d_hata* 7 tane değere sahiptir. Bu şartlar altında kuralların maksimum sayısı kural tabanında $7*7=49$ 'dur. Durum uzayındaki bulanık denetleyicinin analizi için çalışma bölgesi normal olarak bazı sonlu değerler; x_{min} , x_{max} ile sınırlanır. Durum uzayının keskin elemanları (*hata*, *d_hata*) j. kural ile birleştirilmiş alt uzay kısmına aittir.

$$\forall j \neq k \forall (x_1, x_2) : \mu_{R_j}(x_1, x_2) \Rightarrow \mu_{R_k}(x_1, x_2); \quad (5.4)$$



Şekil 5.4 Bulanık denetleyicinin yörünge yolu ile kararlılık analizi

Burada $\mu_{R_j}(x_1, x_2)$ ve $\mu_{R_k}(x_1, x_2)$ sırasıyla j. ve k. kuralların kural varsayım kısımlarını anlamlarını belirten bulanık ilişkilerdir. "Bölmelendirme sınırları" (5.4) denklemi vasıtasıyla hesaplanır. Bir kapalı-çevrim sistem yörüngesi şekil 5.4 'de yapıldığı gibi bölmeli uzay üzerinde

haritalanabilir. Şekilden bölmeli uzayın hangi kesin bölgeleri sistem yörüngesi ile ilişkili olduğunu görülebilir. Ardışık kurallar ateşleme emirlerine göre bulunur ve formlar dilsel yörünge olarak isimlendirilir, öyle ki kesin bir sistem yörüngesine karşılık gelir. Daha sonra dilsel yörünge sistem yörüngesi ile birleştirilir. Bu durum aşağıda verilmiştir ;

Dilsel yörünge = (kural 17, kural 18, kural 19, kural 20, kural 22, kural 24, kural 25, kural 27, kural 29, kural33, kural34, kural36, kural37, kural38, kural39, kural40).

Oluşturulan bulanık denetleyicili sistemin kararlılık analizi, Matlab/simulink ortamında simülasyonu yapılan sistemde denetleyiciden işlenen kurallar kaydedilerek incelenmiştir. Daha sonra kaydedilen bu kuralların, kural tablosu üzerindeki yörüngesi Şekil 5.4 de gösterildiği gibi çizilmiştir. Farklı başlangıç değerlerine sahip şartlarda simülasyon tekrarlandığında bulanık denetleyici yörüngesinin her defasında Zero-Zero kuralında bittiği görülmüştür. Bu durum sistemin kararlı olduğunu açık olarak ortaya koymaktadır.

Tasarım açısından bu yöntem bulanık denetleyicinin analizi için meselenin ilgi çekici ana noktalarını gösterir. Sistemin kararlılığı için bu sonuçlar niteldir fakat geri beslemeli sistemin dinamik davranışını karakterize etmeye yeterlidir ve kuralların değiştirilmesi veya uygun seçimi için kullanılır.

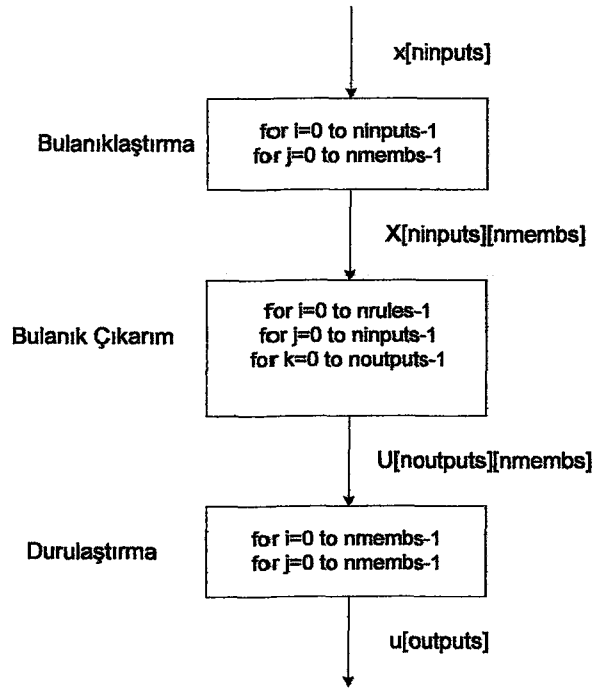
5.4. Bulanık Mantığın Gerçekleştirilmesi

Bulanık mantık nispeten yeni bir teoridir. Bulanık sistemler üzerine yapılan çalışmaların çoğu yazılım simülasyonlarına veya büyük gerçek sistemlere sahiptir. Bununla birlikte mikroişlemciler ile birlikte bulanık mantığı araştırmak ve uygulamak için basit, gerçek zamanlı ve gerçek sistem platformları olanağı doğmuştur.

Bulanık mantığın gerçekleştirilmesi için üç aşama vardır. Bunlar bulanıklaştırma, çıkarım ve durulaştırma. Sistemde kullandığımız üyelik fonksiyonları basit olarak üçgen seçilmiş olup iki giriş için yedi ve çıkış için ise dokuz üyelik fonksiyonu tanımlanmıştır. Bunlar şekil 5.3 de görülmektedir.

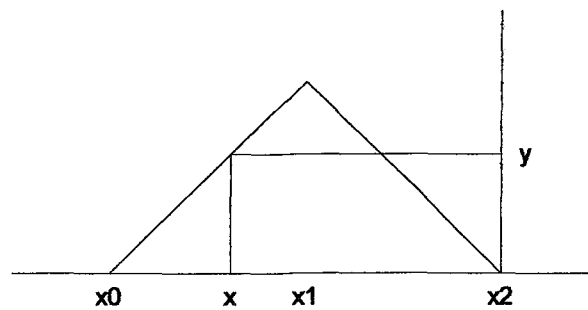
Giriş değişkenleri hata “*hata*” ve hatadaki değişim “*d_hata*” ‘dır. Çıkış değişkeni ise “*eylem*” dir. Sistemden istenen cevap bilgisine göre oluşturulan kurallar aşağıda tablo 5.1 de görülmektedir.

Bulanık mantık hesaplamalarında diziler kullanılır ve bunlar gerçekleştirme için gerekli değişik döngüler içerisinde değiştirilirler. Şekil 5.5 de verilen akış şemasında bu dizilerin her aşamada nasıl kullanıldığı görülmektedir.



Şekil 5.5 Gerçekleştirmede kullanılan dizilerin durumu

Bulanıklaştırma döngüsünde giriş üyelik fonksiyonuna karşılık gelen her girişin üyelik derecesi değerlendirilir ve $X[ninputs][nmembs]$ dizisinde yazılır. Dilsel değişkenlerin değerleri giriş değerinin üçgenlerde karşılık geldiği değerdir. Bu değer üçgenlerdeki doğruların denklemlerinden yararlanılarak bulunur. Denklem geometrik olarak şekil 5.6 için şöyle ifade edilebilir.



Şekil 5.6 Dilsel bir değişkenin analizi

$$\begin{aligned}
 &\text{If } \{x : x_0 < x < x_1\} \text{ then } y = (x - x_0)/(x_1 - x_0) \text{ else} \\
 &\text{If } \{x : x_1 < x < x_2\} \text{ then } y = (x_2 - x)/(x_2 - x_1)
 \end{aligned}
 \tag{5.5}$$

Tablo 5.1 İndekslenmiş kural tablosu

Kural tablosu			Kuralların indekslenmiş hali			Kuralların tekrar indekslenmesi		
<i>hata</i>	<i>d hata</i>	<i>eylem</i>	<i>hata</i>	<i>d hata</i>	<i>eylem</i>	<i>hata</i>	<i>d hata</i>	<i>eylem</i>
NB	NB	NVB	-3	-3	-4	0	0	0
NB	NM	NVB	-3	-2	-4	0	1	0
NB	NS	NVB	-3	-1	-4	0	2	0
NB	Z	NB	-3	0	-3	0	3	1
NB	PS	NM	-3	1	-2	0	4	2
NB	PM	NS	-3	2	-1	0	5	3
NB	PB	Z	-3	3	0	0	6	4
NM	NB	NVB	-2	-3	-4	1	0	0
NM	NM	NVB	-2	-2	-4	1	1	0
NM	NS	NB	-2	-1	-3	1	2	1
NM	Z	NM	-2	0	-2	1	3	2
NM	PS	NS	-2	1	-1	1	4	3
NM	PM	Z	-2	2	0	1	5	4
NM	PB	PS	-2	3	1	1	6	5
NS	NB	NVB	-1	-3	-4	2	0	0
NS	NM	NB	-1	-2	-3	2	1	1
NS	NS	NS	-1	-1	-1	2	2	3
NS	Z	NS	-1	0	-1	2	3	3
NS	PS	Z	-1	1	0	2	4	4
NS	PM	PS	-1	2	1	2	5	5
NS	PB	PM	-1	3	2	3	6	6
Z	NB	NB	0	-3	-3	3	0	1
Z	NM	NM	0	-2	-2	3	1	2
Z	NS	NS	0	-1	-1	3	2	3
Z	Z	Z	0	0	0	3	3	4
Z	PS	PS	0	1	1	3	4	5
Z	PM	PM	0	2	2	3	5	6
PS	PB	PB	1	3	3	4	6	7
PS	NB	NM	1	-3	-2	4	0	2
PS	NM	NS	1	-2	-1	4	1	3
PS	NS	Z	1	-1	0	4	2	4
PS	Z	PS	1	0	1	4	3	5
PS	PS	PM	1	1	2	4	4	6
PS	PM	PB	1	2	3	4	5	7
PM	PB	PVB	2	3	4	5	6	8
PM	NB	NS	2	-3	-1	5	0	3
PM	NM	Z	2	-2	0	5	1	4
PM	NS	PS	2	-1	1	5	2	5
PM	Z	PM	2	0	2	5	3	6
PM	PS	PB	2	1	3	5	4	7
PM	PM	PVB	2	2	4	5	5	8
PB	PB	PVB	3	3	4	6	6	8
PB	NB	Z	3	-3	0	6	0	4
PB	NM	PS	3	-2	1	6	1	5
PB	NS	PM	3	-1	2	6	2	6
PB	Z	PB	3	0	3	6	3	7
PB	PS	PVB	3	1	4	6	4	8
PB	PM	PVB	3	2	4	6	5	8
PB	PB	PVB	3	3	4	6	6	8

Sonraki adım bulanık çıkarım sistemini içerir. Bu döngü içerisinde maksimum ve minimum fonksiyonlar kullanılır. Burada kuralların birbirleriyle karşılaştırılmaları için indekslerin negatif olmaması gereklidir. Bu yüzden bütün kurallar sıfırdan başlatılarak tekrar indekslenir. Bu indekisleme daha önceki tabloda verilmiştir. Bu tabloda $RULE_TABLE[rule][input+output]$ dizisindeki indeksler görülmektedir.

$X[ninputs][nmembs]$ dizisinin minimum değerini bulmak için,

$$minZ = \min(X[input] \ [RULE_TABLE \ [rule][input]]) \quad (5.6)$$

kullanılır. Buradan bulunan minimum değerler $minZ$ dizisinde depolanır. Burada kural tabanının sadece ilk iki sütunu yani giriş değerleri kullanılarak hesaplamalar yapılır. Bu durumda, her bir kural için çıkış değerleri $U[nmembs]$ 'in maksimumu alınır. $U[output][nmembs]$ basitleştirilmiştir çünkü kural tablosu değerlerinden ve $minZ$ 'den sadece bir çıkış üretilir. Bu denklem şöyle yazılabilir.

$$\begin{aligned} U[nmembs] &= U(RULE_TABLE[rule][ninput + output]) \\ &= \max(U[RULE_TABLE[rule][ninput + output]], minZ) \end{aligned} \quad (5.7)$$

Bu işlem yapılırken kural tablosunun sadece son sütunu yani çıkış değerlerinin olduğu sütun kullanılır. Denklem en son haliyle aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\begin{aligned} U[nmembs] &= \max \{ U[RULE_TABLE[rule][ninput + output]], \\ &\quad \min(X[input] \ [RULE_TABLE \ [rule][input]]) \} \end{aligned} \quad (5.8)$$

Bu işlem bütün kurallar için devam ettirilir ve $U[nmembs]$ minimumların maksimumlarını içerir.

Son adım $U[noutputs][nmembs]$ dizisinin durulandırma işlemidir. $U[noutputs][nmembs]$ dizisi $noutputs=1$ olduğundan dolayı $U[nmembs]$ olarak basitleştirilebilir. Durulandırma işlemi sonucunda $U[nmembs]$ dizisi 7 üyelik fonksiyonuna karşılık 7 değere sahip olacaktır. Durulandırma yöntemi olarak kullanılan ağırlık merkezi yöntemi ise iki döngü ile gerçekleştirilebilir. İlk döngü bunun pozisyonu ile $U[nmembs]$ 'in ağırlığı çarpılarak pay bulunur. İkinci döngüde ise pozisyonların toplanarak payda bulunur ve bu iki değer bölünerek nihai sonuca ulaşılır.

Sonuç olarak bulanık mantığın gerçekleştirilmesindeki dezavantaj bilinen kontrol yöntemlerine göre çok fazla işlem zamanı tüketmesidir. Fakat son yıllarda gelişen teknoloji ile

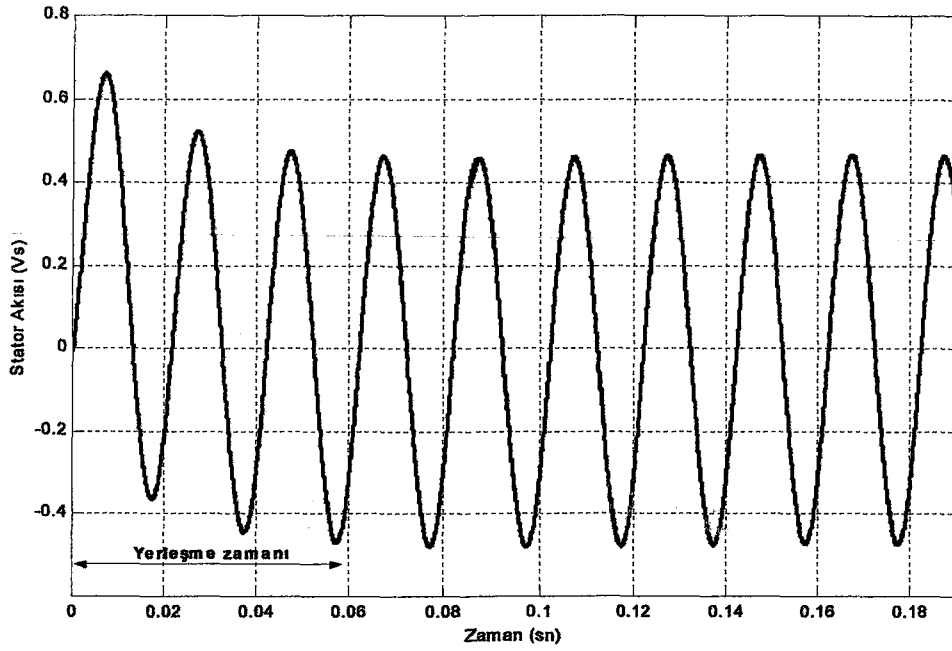
üretilen mikroişlemciler sayesinde bu problem aşılmış ve iyi bir kontrol yöntemi olarak bulanık mantık ön plana çıkmıştır. Geleneksel PID tipi kontrol sistemlerine göre bulanık mantık daha üstün davranmaktadır. Bu nedenle bulanık mantık mühendislik için programlanabilir bir çözüm olarak muhteşem bir potansiyele sahiptir.

5.5 Simülasyon ve Deney Sonuçları

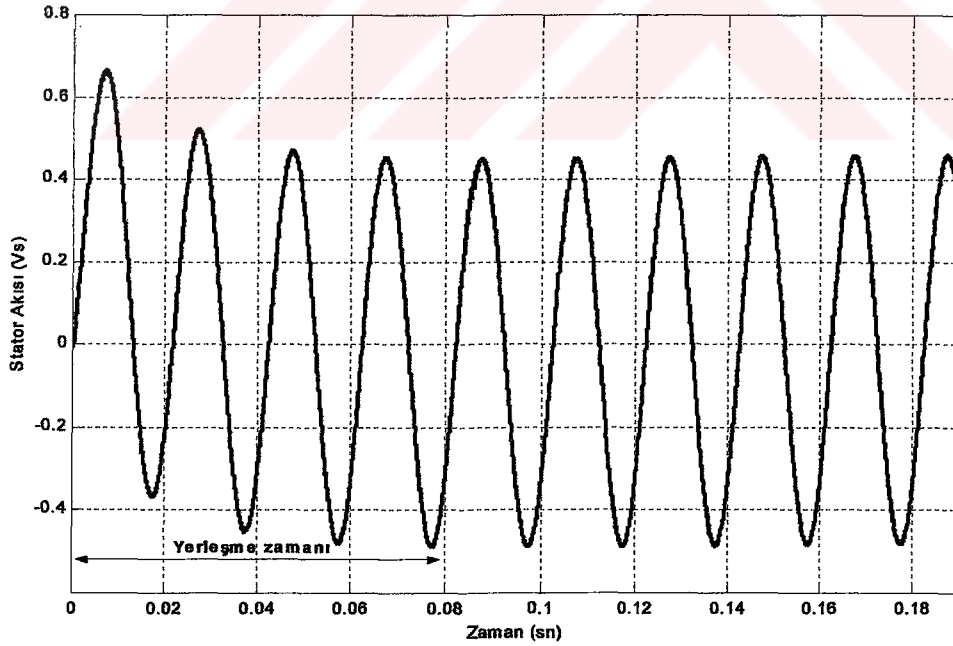
Yukarıda anlatılan benzetimler farklı güçlerdeki üç asenkron motor kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Burada PI denetleyici ve bulanık denetleyiciden elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Deneysel olarak bir motorda gerçekleştirilmiş olan sistem sonuçları aşağıdaki gibi değerlendirilmiştir.

Şekil 5.7 ve 5.8 'de sırasıyla 1 HP 'lik motor için bulanık denetleyicili ve PI denetleyicili integratörden elde edilen stator akı dalga şekilleri verilmiştir. Bu şekillerde dikkat edilirse akı belirli bir yerleşme zamanı içerisinde sürekli duruma ulaşmıştır. Bulanık denetleyicili integratörde bu zaman PI denetleyicili integratöre göre biraz daha iyidir. Aynı simülasyonlar şekil 5.9 'da görüldüğü gibi 3 HP 'lik motor için de yapılmıştır ve sonuçların birbirine yakın oldukları fakat yine bulanık denetleyicili integratörden elde edilen akı dalga şeklindeki yerleşme zamanı ve faz hatasının daha az olduğu görülmektedir.

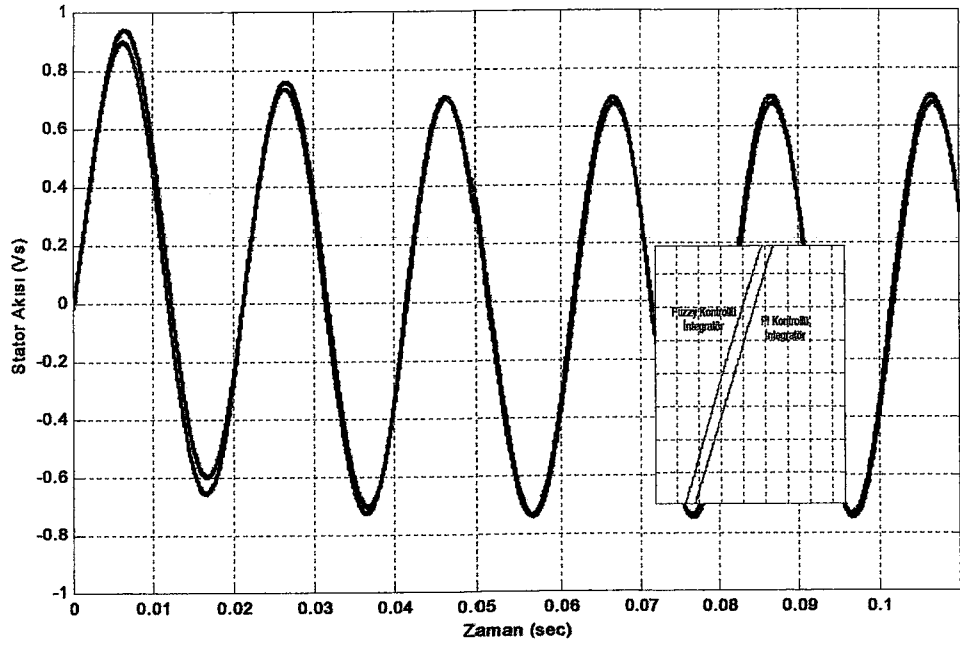
Gerçekleştirilen bulanık denetleyici algoritması aynı zamanda deney seti üzerinde de denenmiştir. Şekil 5.10 ve 5.11 'de 3 HP 'lik motor için bulanık denetleyicili integratörün simülasyon sonucu ve deneysel sonucu görülmektedir. Bu sonuçlar arasındaki fark ihmal edilebilecek kadar azdır. Yukarıda bahsedilen simülasyonların aynısı 10 HP 'lik motor için de yapılmış ve şekil 5.12 ve 5.13 deki sonuçlar elde edilmiştir. Bunlar sırasıyla bulanık denetleyicili integratör ile PI denetleyicili integratör için alınan sonuçlardır. Şekillerin birbirine yakınlığı görülmektedir. Fakat yerleşme zamanı ve faz hatası bakımından yine azda olsa bulanık denetleyicinin daha iyi cevap verdiği şekillerden görülmektedir.



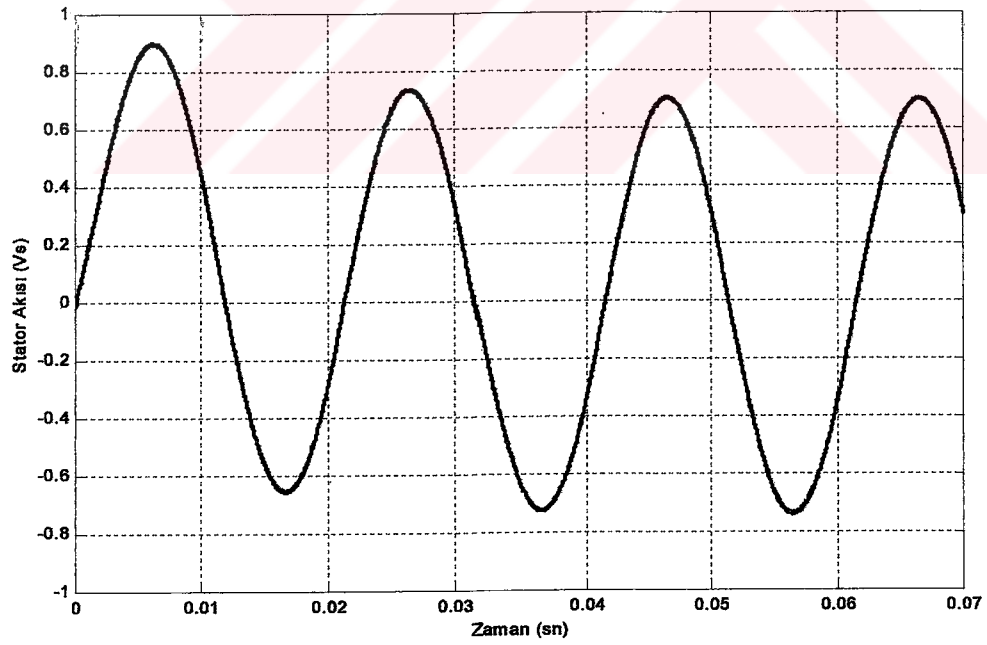
Şekil 5.7 1 HP motor için bulanık denetleyicili integratörün geçici zaman cevabının simülasyon sonucu



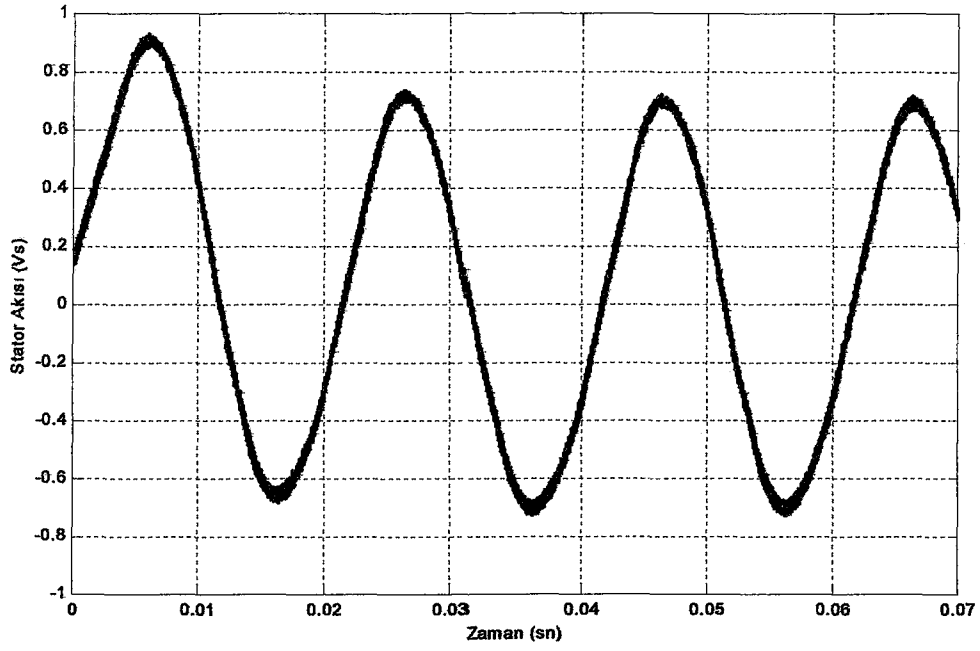
Şekil 5.8 1 HP motor için PI denetleyicili integratörün geçici zaman cevabının simülasyon sonucu



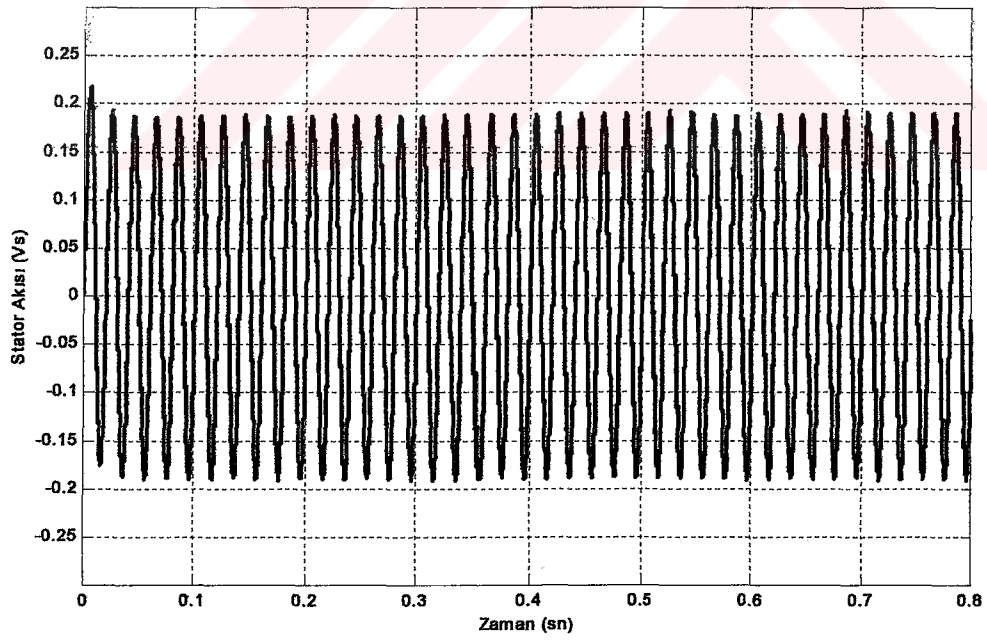
Şekil 5.9 3 HP motor için bulanık ve PI denetleyicili integratörün simülasyon sonuçları



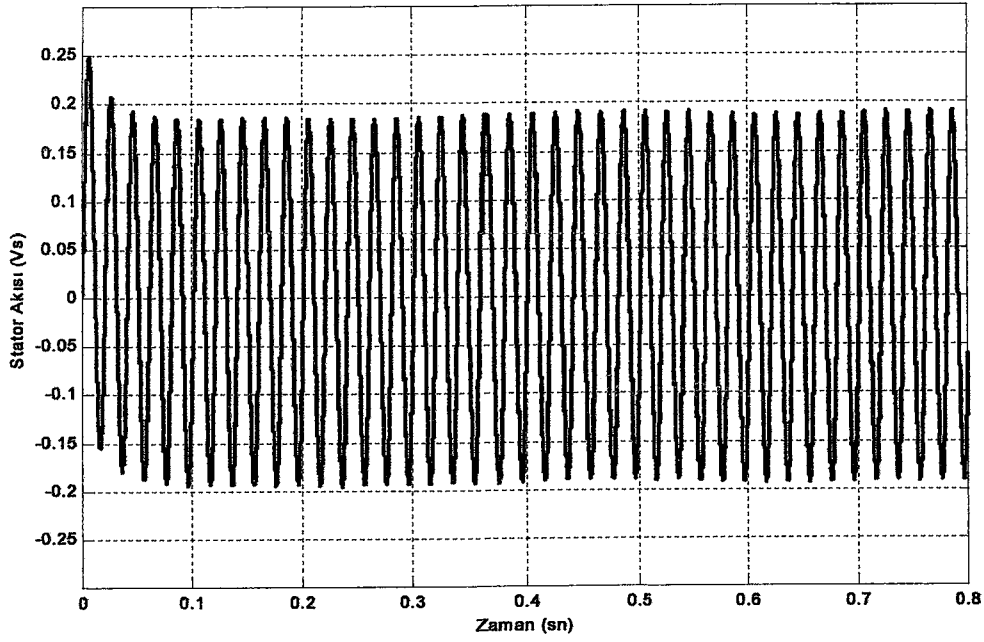
Şekil 5.10 3 HP motor için bulanık denetleyicili integratörün simülasyon sonuçları



Şekil 5.11 3 HP motor için bulanık denetleyicili integratörün deneysel sonuçları



Şekil 5.12 10 HP motor için bulanık denetleyicili integratörün simülasyon sonuçları



Şekil 5.13 10 HP motor için PI denetleyicili integratörün simülasyon sonuçları

Deney ve simülasyonlarda kullanılan motorların parametreleri aşağıdaki tabloda verilmiştir. Simülasyonda kullanılan 3HP'lik motorun parametreleri aynı zamanda deney setinde kullanılan 3HP'lik motor ile aynıdır.

Tablo 5.2 Simülasyonlarda ve deneyde kullanılan motorların parametreleri

Motor parametreleri			
Güç	1 hp	3 hp	10 hp
Faz gerilimi	220 V	220 V	220 V
Kutup sayısı	4	4	6
Stator direnci	3.35 Ω	2.8 Ω	0.0453 Ω
Rotor direnci	1.99 Ω	2.2 Ω	0.0222 Ω
Stator kaçak reaktansı	0.754 Ω	4.743 Ω	0.0775 Ω
Rotor kaçak reaktansı	0.754 Ω	4.743 Ω	0.0322 Ω
Stator mıknatıslanma reaktansı	27.2 Ω	67.575 Ω	2.042 Ω

5.6 Sonuçlar ve Tartışma

Asenkron motorun stator akısının tahmininde kullanılan gerilim modelindeki integrasyonun bir sonucu olarak meydana gelen problemleri ortadan kaldırmak için bulanık denetleyicili bir tahmin algoritması geliştirilmiştir. Gerilim modelinde kullanılan açık integrasyon nedeniyle oluşan sürüklenme ve faz hataları geri besleme yolu üzerine konulan bir katsayı ile kısmen özölmesine rağmen elde edilen akı hala ofset ve faz hataları içermektedir. Bunun için akının sıfır ile karşılaştırılması ile elde edilen hata ve bu hatadaki değişim kullanılarak bulanık denetleyicili bir tahmin algoritması geri besleme yolu üzerinde kullanılmıştır. Bu algoritmanın MATLAB/SIMULINK kullanılarak bilgisayar benzetimi yapılmış, TMS320C31 mikroişlemcisi kullanılarak deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Bilgisayar benzetimleri değişik motor tipleri ve değişik yük momentleri için yapılarak yöntemin oldukça iyi sonuç verdiği gözlemlenmiştir. Bu benzetimlerde aynı zamanda PI geri beslemeli akı tahmini kullanılarak bulanık denetleyicili algoritma ile karşılaştırılmıştır. Bulanık denetleyicili akı tahmininin daha iyi sonuç verdiği sonuçlardan görölmüştür. Aynı durum deneysel olarak bir motorda incelenmiş ve burada da bulanık denetleyicili akı tahmin algoritmasının iyi sonuç verdiği görölmüştür. Burada bulanık denetleyicinin bir dezavantajı yöntemin gerçekleştirilirken PI denetleyiciye göre daha fazla süre harcamasıdır. Fakat günümüzdeki mikroişlemcilerin hızları göz önüne alınınca artık bu sorun da ortadan kalkmaya başlamıştır. Çalışmada ayrıca PI denetleyiciye göre bulanık denetleyici yapısının oldukça sağlam olduğu ve basit bir dizayna sahip olduğu da görölmüştür. Elde edilen akı dalga şekillerine bakıldığında ise görülen bulanık denetleyicili yöntem ile akının daha çabuk sürekli duruma ulaşmasıdır. Ayrıca akıdaki ofset de elimine edilerek tamamen sıfıra çekilmiştir.

6. VEKTÖR KONTROLLÜ ASENKRON MOTORLARDA DÜŞÜK HIZLARDA YAPAY SİNİR AĞLARI(YSA) KULLANARAK GERİLİMİN KOMPANZE EDİLMESİ

6.1 Giriş

Önceki bölümlerde bahsedilen gerilim modelindeki açık integrasyon probleminin üstesinden gelinebilmesi için literatürde bazı yöntemler önerilmiştir. [52, 59, 60]'da delta geri beslemeli integratör kullanılmış ve bu integratörün oluşturduğu genlik ve faz farkı kompanzasyonu üzerinde durulmuştur. [49]'da yapılan çalışma ise saf integratör yerine programlanabilir 3-aşamalı (stage) kaskad alçak geçiren filtre kullanılmıştır. Ancak bu sistemin kendinden başlamalı (self-starting) olmaması nedeni ile [61]'de önerilen yöntemle asenkron motor indirekt vektör kontrol modunda(IVC) başlatılmış daha sonra direkt vektör kontrol moduna(DVC) geçilmiştir.

Tezin bu bölümünde yapılan çalışmada, motor dolaylı vektör kontrol(IVC, indirect vector control) modunda başlatılmış ve motor hızlanmaya başlayınca doğrudan vektör kontrol(DVC, direct vector control) moduna geçilmiştir. Motor DVC modunda iken integratör yerine programlanabilir kaskad alçak geçiren filtre(PCLPF, programmable cascaded low-pass filter) kullanılmıştır[49]. Motor IVC modundayken ise stator akı hesabında akım modeli (current model) olarak da bilinen Blaschke Denklemleri kullanılmıştır.

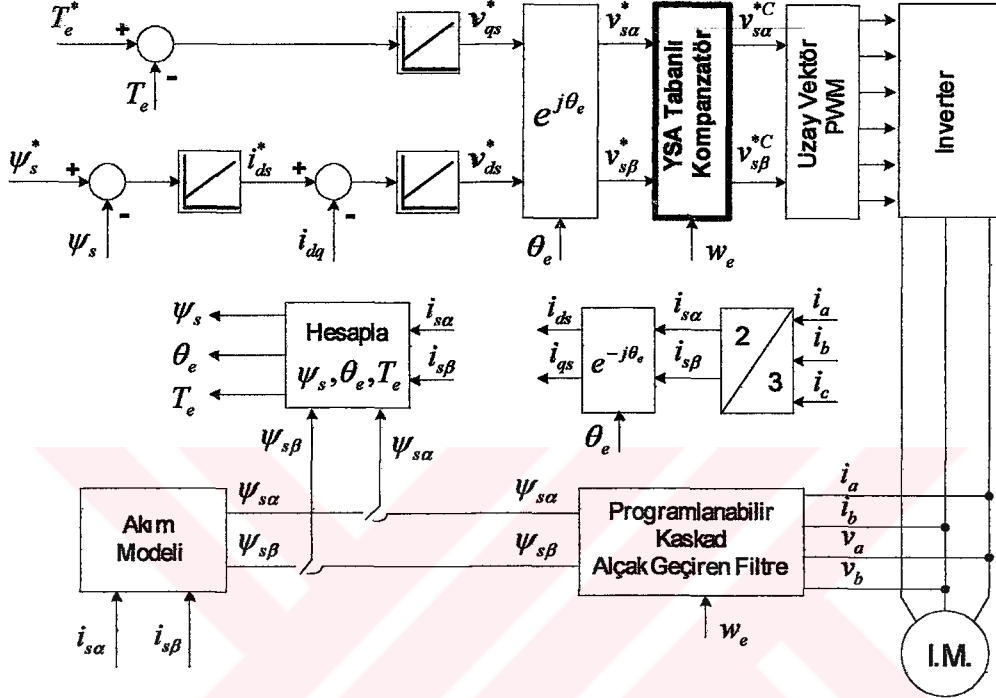
Motor DVC modunda çalışırken motor hızı kayma hızına(w_{sl}) yakın bir değere düştüğünde(yaklaşık 3-8 radyan/sn) tekrar IVC moduna geçilmektedir. Ancak DVC modunda kayma hızına güvenli bir şekilde yaklaşmak oldukça zordur. Bunun başlıca sebepleri arasında gerilim ölçücülerdeki offset ve özellikle düşük referans gerilim değerlerinde motor uçlarından ölçülen gerilimler(v_{sa}, v_{sb}) ile referans olarak girilen gerilimler(v_{sa}^*, v_{sb}^*) arasında genlik ve faz farkı bulunması sayılabilir. Bu fark motor hızının ve girilen referans gerilimin doğrusal olmayan(nonlinear) bir fonksiyonu olup bu farkın nedenleri Bölüm 6.4 de sıralanmıştır.

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

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

6.2 Kontrol Sisteminin Tanıtılması

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



Şekil 6.1 Stator alan yönlendirmeli vektör kontrol sisteminin blok şeması

Burada en dış döngüde moment ve akı kontrol edicileri kullanılmaktadır. Stator akı yönlendirmeli kontrol edicinin karakteristiğinden dolayı decoupling kompanzasyon akımı i_{dq} akı döngüsüne eklenmiştir[40]. Makinenin terminal gerilimleri ve akımları ölçülerek A/D dönüştürücünden önce hardware alçak geçiren filtreden geçirilmişlerdir. Daha sonra yazılımla α , β duran referans çatıya dönüştürülerek programlanabilir kaskad alçak geçiren filtre bloğuna girmektedir. Bu blok kaskad bağlı 3 benzer alçak geçiren filtre içermektedir. Filtrenin çıkışı ise bize stator akı 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 akı bileşenleri ile θ_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_{sa}^* ve $v_{s\beta}^*$ değerlerine dönüştürülmektedir.

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

6.3 Dolaylı Vektör Kontrol ve Doğrudan Vektör Kontrol Modları

6.3.1 Dolaylı Vektör Kontrol(IVC) Modu

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

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

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

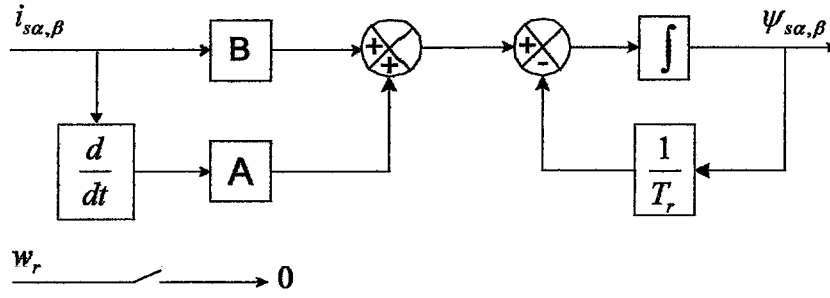
Akım modeli denklemleri aynı zamanda Blaschke Denklemleri olarak da bilinmektedir. Bu denklemleri ($w_r=0$) durumunda stator akı vektörleri olarak ifade edecek olursak (6.3) ve (6.4) denklemleri şeklinde yazılabilir.

$$\frac{d\psi_{sa}}{dt} = -\frac{1}{T_R} \psi_{sa} + A \frac{di_{sa}}{dt} + B i_{sa} \quad (6.3)$$

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

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

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



Şekil 6.2 Blaschke denklemleri ile stator akısının akım modeli ile hesaplanmasına ilişkin blok diagramı.

6.3.2 Doğrudan Vektör Kontrol(DVC) Modu

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

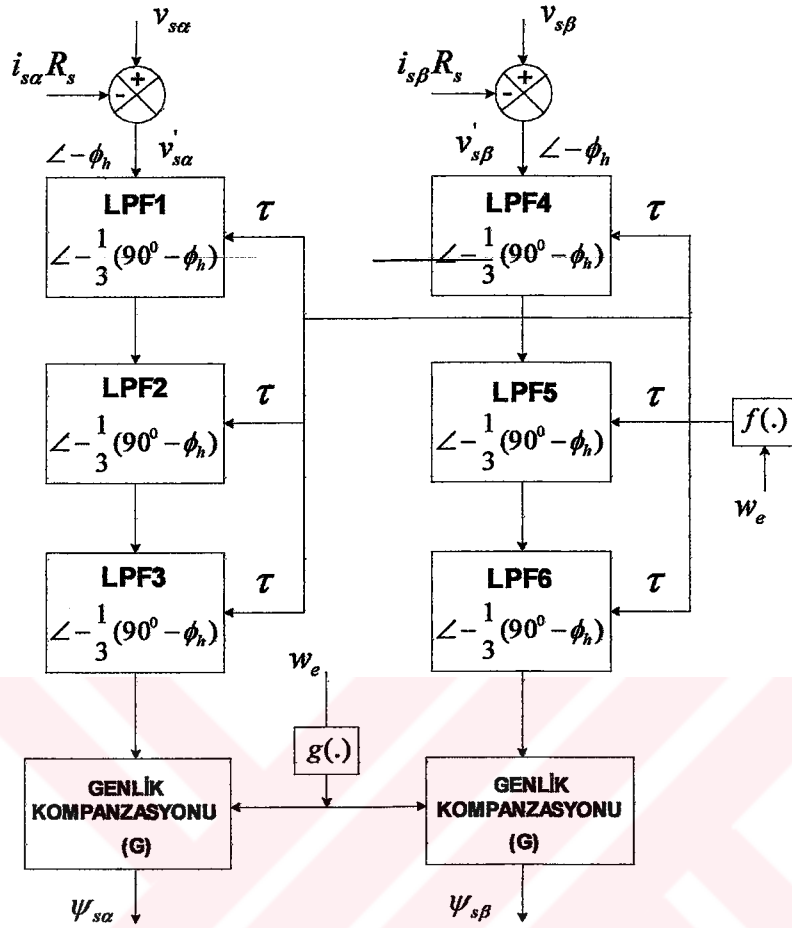
Şekil 6.3 de gösterildiği gibi stator akı tahmini için 3 tane birinci dereceden alçak geçiren filtre kaskad olarak bağlanmıştır. Bu filtreler programlanabilir filtre olup her bir filtrenin zaman sabiti(τ) faz kayması $\phi_d = \frac{1}{3}(\frac{\pi}{2} - \phi_h)$ olacak şekilde frekansın bir fonksiyonu olarak ayarlanmaktadır. Burada ϕ_h , analog hardware filtrenin faz kaymasıdır. Ayrıca ideal bir integrasyon için filtre çıkışı yine frekansın bir fonksiyonu olan kazanç(G) ile kompanze edilir. Her bir alçak geçiren filtre için zaman sabiti(τ) denklem (6.5) deki gibi ifade edilebilir.

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

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

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

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

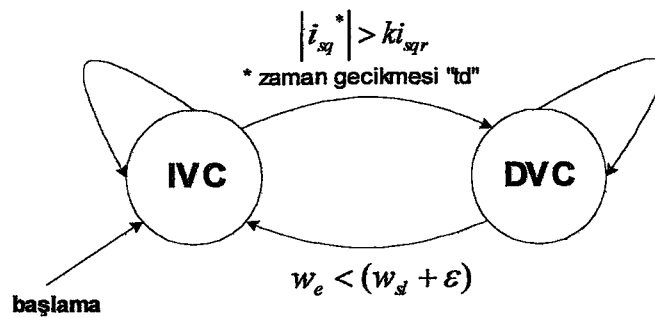


Şekil 6.3 Stator akı tahmininde kullanılan programlanabilir kaskad alçak geçiren filtre(PCLPF)

denklem (6.5) ve (6.6) da verilen senkron hız (w_e) ise denklem (6.7) de 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 oluşacak hatalar doğrudan kaskad filtrenin doğruluğunu etkileyecektir.



Şekil 6.4 IVC modu ile DVC modu arasındaki geçiş

Şekil 6.4 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[62]. Moment eşik değeri $k_{i_{qs}}$ olup, i_{qs} nominal moment değeridir. Buradaki t_d süresi ise i_{qs} in genliği ile ters orantılıdır ($t_d i_{qs} = k$). 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[62].

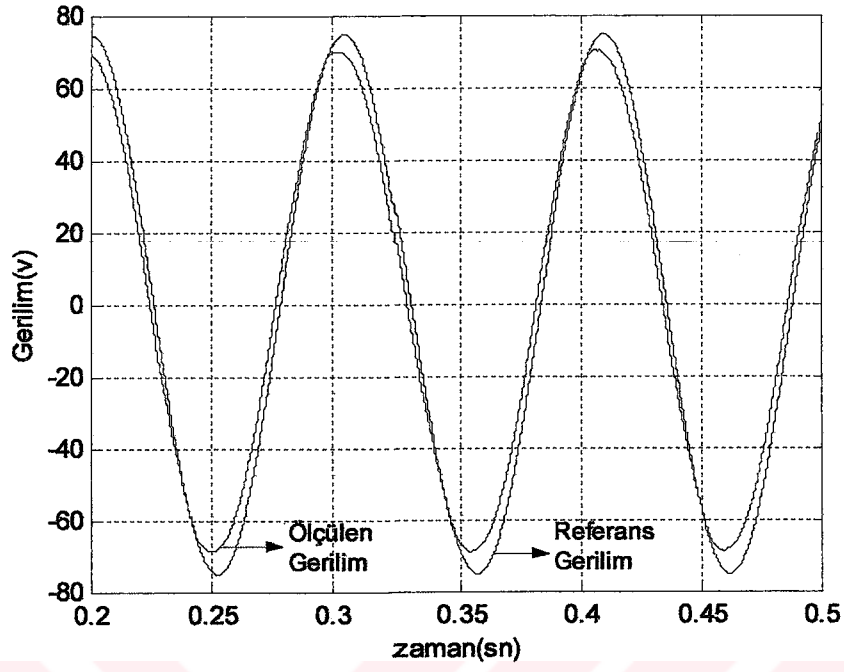
6.4 Yapay Sinir Ağı Kullanılarak Gerilim Kompanzasyonunun Gerçekleştirilmesi

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 ölçütülerdeki offset ve özellikle düşük hızlarda motor uçlarındaki ölçülen gerilimin referans gerilim ile aynı olmamasıdır (yani üst üste çakışmamasıdır).

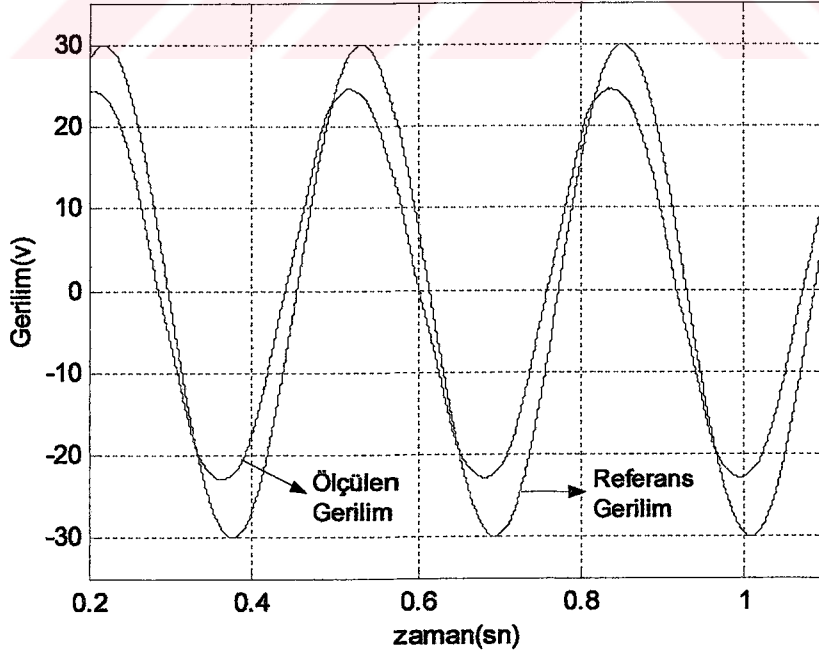
Düşük hızlarda, motor uçlarında ölçülen gerilim ile referans gerilim arasında oluşan faz ve genlik farkının başlıca sebepleri aşağıdaki sıralanmıştır.

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

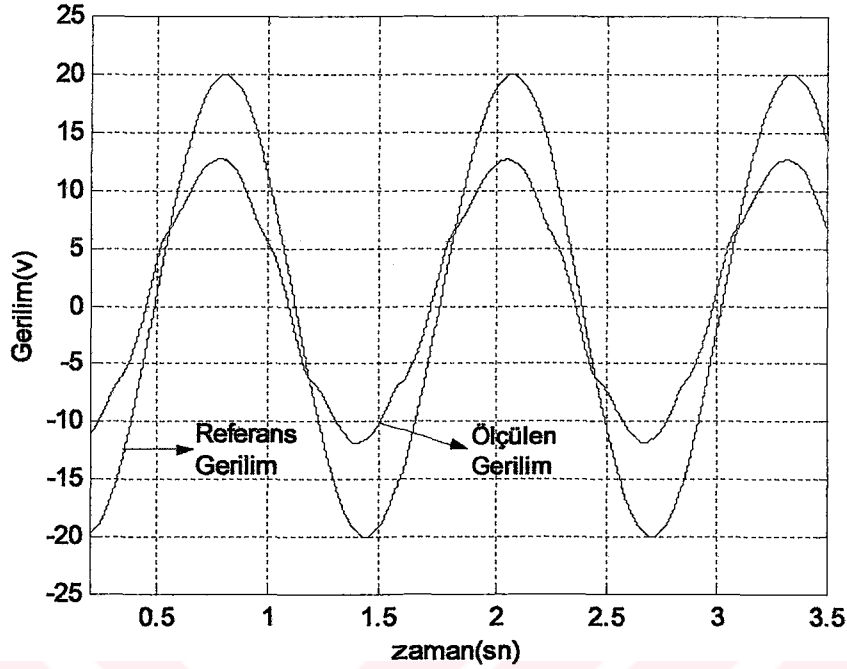
Bu çalışmada yukarıda bahsedilen ve özellikle düşük hızlarda önem kazanan referans gerilimler(v_{sa}^*, v_{sb}^*) ile ölçülen gerilimler(v_{sa}, v_{sb}) arasındaki faz ve genlik farkının yapay sinir ağı kullanılarak kompanze edilmesi üzerinde durulmuştur. Oluşan bu genlik ve faz farkı, referans gerilim değerinin ve hızın doğrusal olmayan bir fonksiyonudur[65]. Şekil 6.5a,b,c 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_{sz}^* ve v_{sz} gerilimleri ($|v_s^*| = 75\text{volt}$ ve $w_e = 60\text{rad/sn}$)



Şekil 6.5b- v_{sz}^* ve v_{sz} gerilimleri ($|v_s^*| = 30\text{volt}$ ve $w_e = 20\text{rad/sn}$)



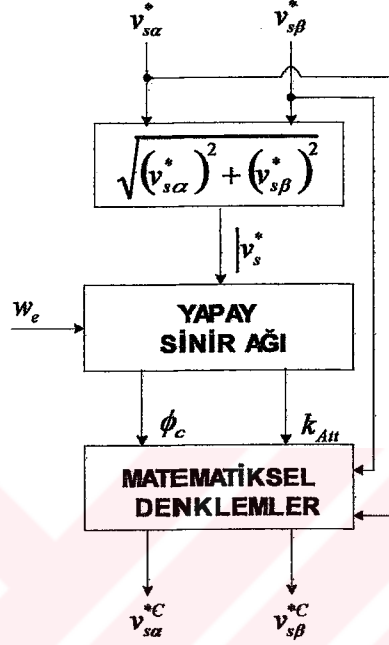
Şekil 6.5c- v_{sa}^* ve v_{sa} gerilimleri ($|v_s^*| = 20\text{volt}$ ve $w_e = 5\text{rad/sn}$)

Yukarıdaki şekillerde verilen v_{sa} gerilimi, motorun uçlarından ölçülen gerilim kullanılarak hesaplanmıştır. Ancak motor uçlarına uygulanan gerilim PWM olduğundan ilk olarak bu gerilim bir donanım filtreden ve daha sonrada bir yazılım filtreden geçirilmiştir. Ölçülen bu gerilim üzerindeki gürültüleri elimine edebilmek ve daha iyi bir karşılaştırma yapabilmek için kullanılan bu filtrelerin kesme frekansları oldukça düşük bir değere ayarlanmış ve daha sonra da filtre çıkışındaki gerilim dalga şekli kompanze edilerek çizilmiştir.

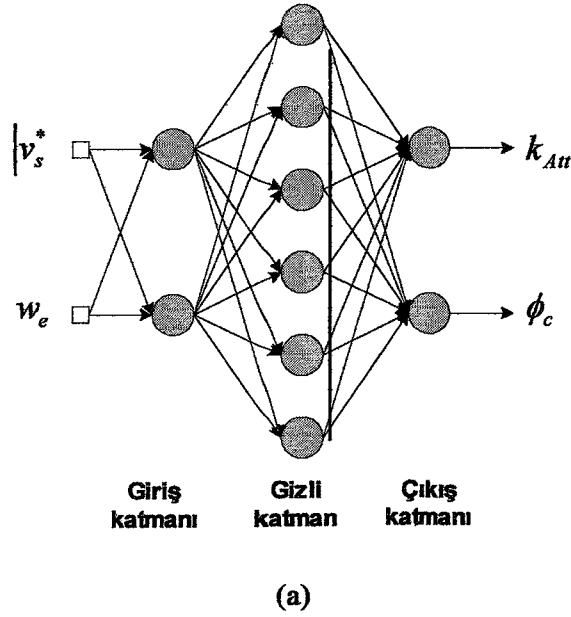
Oluşan bu genlik ve faz farkını kompanze edebilmek için SVPWM girişine öyle v_{sa}^{*C} ve $v_{s\beta}^{*C}$ değerleri girilmelidir ki girilen bu değerler sonucunda v_{sa} ve $v_{s\beta}$ değerleri düşük hızlarda bile referans değerleri ($v_{sa}^*, v_{s\beta}^*$) ile çakışabilsin. İşte bu kompanzasyon işlemi statik yapıdaki yapay sinir ağı[63] kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

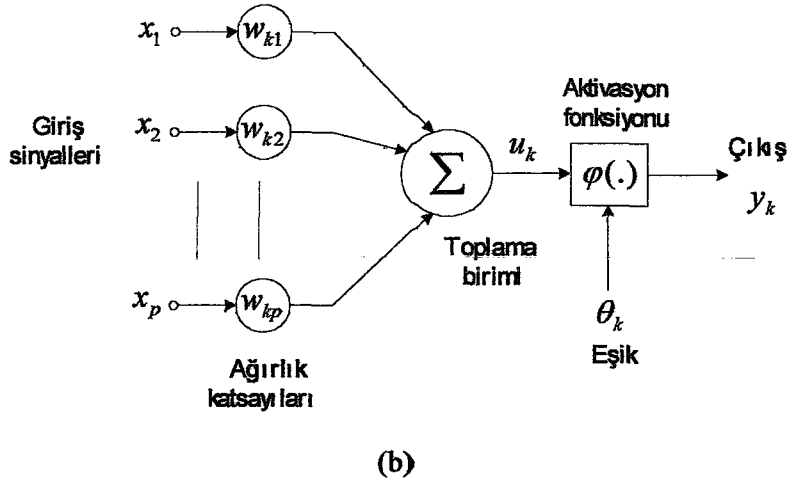
Şekil 6.6'da verilen yapay sinir ağı tabanlı gerilim kompanzatorü bloğuna v_{sa}^* ve $v_{s\beta}^*$ değerleri girilmektedir. Girilen bu değerler ile stator gerilim vektörü $\left(|v_s^*| = \sqrt{(v_{sa}^*)^2 + (v_{s\beta}^*)^2}\right)$ hesaplanmakta ve $|v_s^*|$ değeri ile senkron hız (w_e) yapay sinir ağına girmektedir. YSA'nın çıkış değerleri ise genlik farkı (k_{Att}) ve faz farkı (ϕ_c) dir. Kompanzator içerisinde kullanılan yapay sinir ağının genel yapısı Şekil 6.7a,b de verilmiştir. Şekil6.7a'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 çift yönlü sigmoid($\tanh$) fonksiyonu kullanılmış, çıkış katmanında ise doğrusal (linear) bir fonksiyon kullanılmıştır.



Şekil 6.6 Yapay sinir ağı tabanlı gerilim kompanzatorü blok şeması





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 (ϕ_c) değerleri; 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 referans stator gerilimleri ile ölçülen gerçek gerilimler arasında ne kadar genlik ve faz farkı olduğunu tahmin edilebilirse bunu kolayca kompanze etmek mümkündür. Bunun anlamı SVPWM bloğuna öyle v_{sa}^{*C} ve $v_{s\beta}^{*C}$ değerleri verilir ki, sonuçta v_{sa} ve $v_{s\beta}$ değerleri düşük hızlarda bile referans değerleri (v_{sa}^* , $v_{s\beta}^*$) ile örtüşür.

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

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

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

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

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

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

YSA' nın çıkışındaki (k_{Att}) ve (ϕ_c) değerleri kullanılarak

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

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

denklem (6.8 -6.9)'u denklem (6.13 -6.14)'de yerlerine konursa

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

elde edilir.

6.5 Yapay Sinir Ağının Eğitilmesi

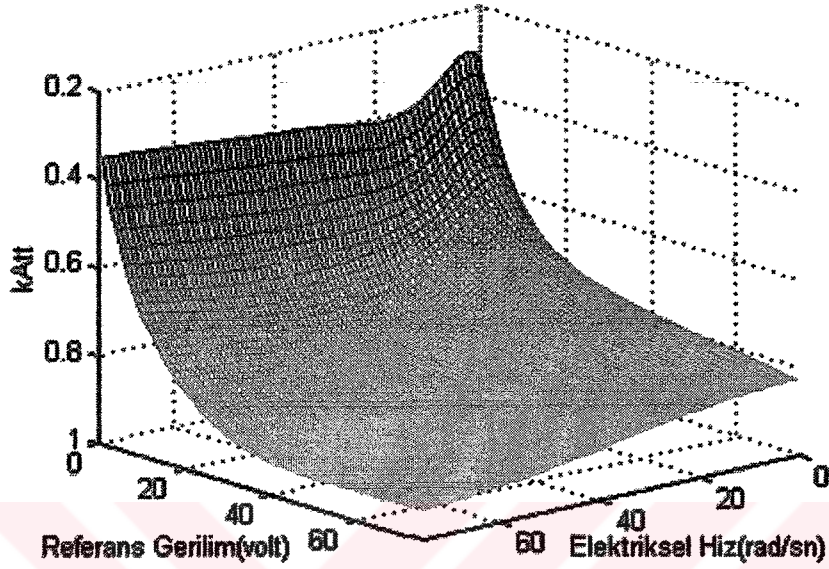
Yapay sinir ağının eğitilmesi işleminde deney verilerinden yararlanılmıştır. Motor 62 farklı gerilim ve hız değerinde çalıştırılmış ve motor uçlarından ölçülen gerilim değerleri kaydedilmiştir. Yapılan bu deneylerde SVPWM bloğuna 5-75 volt arasında değişen gerilim ve 0.3-12Hz arasında değişen frekansa 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 donanım filtreden geçirilsede gürültü ve harmoniklere sahiptir. Bu nedenle yapay sinir ağının eğitilmesinde kullanılacak olan bu veriler MATLAB ortamında geliştirilen yazılımla filtre edilmiş faz ve genlik farkı bulunarak yeni bir dosyaya kaydedilmiştir. Eğitim işleminde de bütün deneylerin verilerini içeren bu dosya kullanılmıştır.

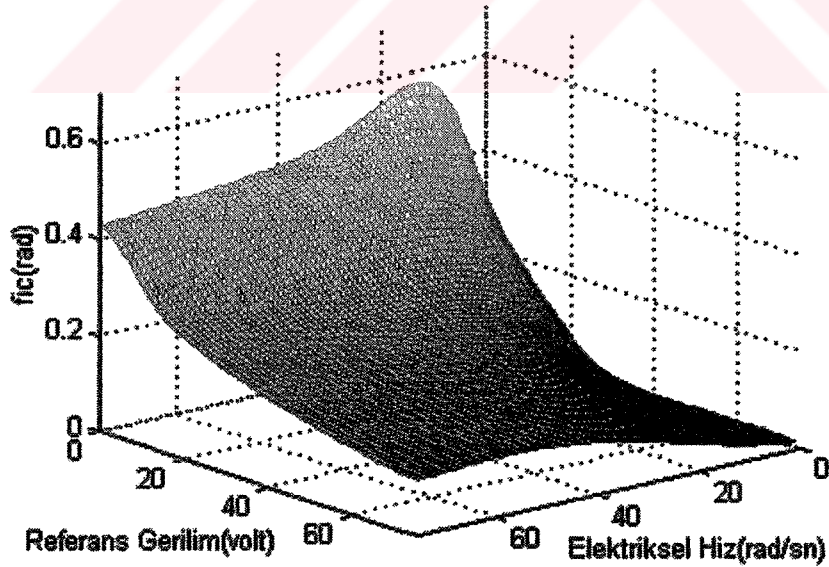
Bu çalışmada oluşturulan ileri beslemeli(feedforward) yapay sinir ağının eğitilmesi işleminde MATLAB programı kullanılmış ve eğitim işleminde Levenberg-Marquardt[64] algoritmasından yararlanılmıştır. Matlab ortamında bu algoritma için geliştirilmiş **trainlm** fonksiyonu bulunmaktadır. Bu algoritma oldukça hızlı olup ileri beslemeli yapıdaki yapay sinir ağının eğitilmesinde oldukça kullanışlıdır. Eğitim işlemine toplam karesel hata(sum-square-error-SSE) değeri 0.01 oluncaya kadar devam edilmiştir. Bu yaklaşık olarak 1500 iterasyon tutmaktadır. Eğitim işlemi ile bulunan ağırlık matrisleri ve eşik değerleri EK-4 de verilmiştir.

Eğitilen yapay sinir ağını test etmek amacı ile 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 6.8a, b de verilmiştir. Şekil 6.8a, b den de görüldüğü gibi referans gerilim ile ölçülen gerilim arasındaki faz ve genlik farkı hızın ve referans gerilim değerinin doğrusal olmayan bir fonksiyonudur.



Şekil 6.8a YSA'ya girilen referans gerilim ve hıza bağlı olarak k_{Att} 'nin değişimi

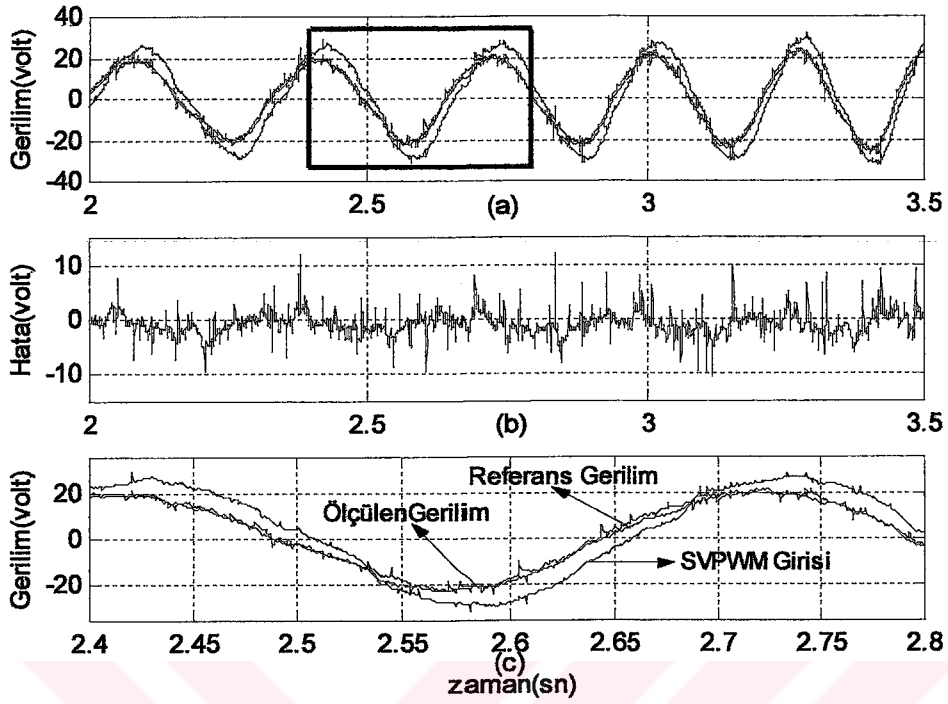


Şekil 6.8b YSA'ya girilen referans gerilim ve hıza bağlı olarak faz farkının (ϕ_c) değişimi

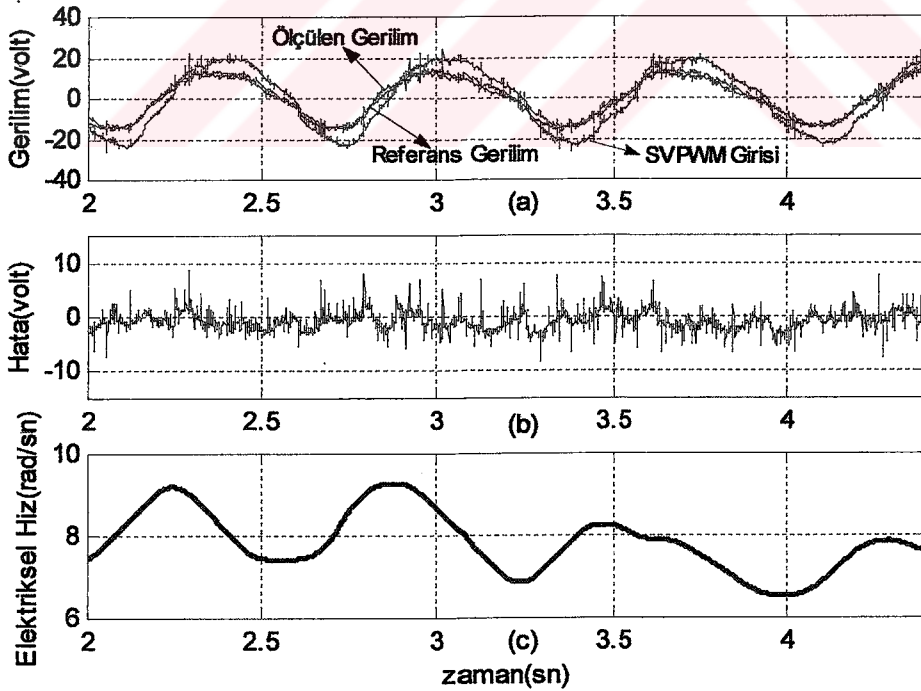
6.6 Deney Sonuçları

Yapay sinir ağı kullanılarak gerçekleştirilen gerilim kompanzasyon algoritmasının doğruluğunu göstermek için kullanılan asenkron motor sürücülü deney seti Bölüm-7’de detaylı olarak anlatılmıştır. Daha önceden de belirtildiği gibi yapay sinir ağı tabanlı gerilim kompanzatörü tarafından hesaplanan v_{sa}^{*C} ve v_{sb}^{*C} gerilimleri sistemde SVPWM girişine uygulanarak ölçülen stator gerilimlerinin (v_{sa} ve v_{sb}) referans stator gerilimleri (v_{sa}^* ve v_{sb}^*) izlemesi sağlanmaya çalışılmıştır. Şekil 7.1’de verilen deney seti vektör kontrol modunda çalıştırılmış ve düşük hızlarda ölçülen stator gerilimleri ile referans stator gerilimleri gözlenmiştir.

Şekil 6.9’ da görüldüğü gibi SVPWM girişine hesaplanarak girilen v_{sa}^{*C} ve v_{sb}^{*C} gerilimleri sonucunda gerçek stator gerilimi referans değerini oldukça iyi bir şekilde takip etmektedir. Ayrıca kullanılan yapay sinir ağı ileri beslemeli yapıda olduğundan gerçek gerilim üzerinde bulunan gürültülerin pozitif geri besleme oluşturarak sistemi kontrolden çıkarması söz konusu değildir. Şekil 6.10’ da gösterilen deney sonuçları $i_{sd}^*=3\text{Amp}$ ve $i_{sq}^*=2\text{Amp}$ olduğu durumda alınmıştır. Bu akım referansları değerinde kayma frekansı $w_{sl}=6.36 \text{ rad/sec}$ ($w_{sl} = \frac{R_r i_{sq}^*}{L_r i_{sd}^*}$) değerindedir. Şekil 6.10 da görüldüğü gibi motor kayma frekansına yakın değerlerde çalıştırılmış ve oldukça iyi sonuçlar gözlenmiştir.



Şekil 6.9 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 çerçevelenen alanın büyütülmüş durumu



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) Elektriksel hız (ω_e)

6.7 Sonuç

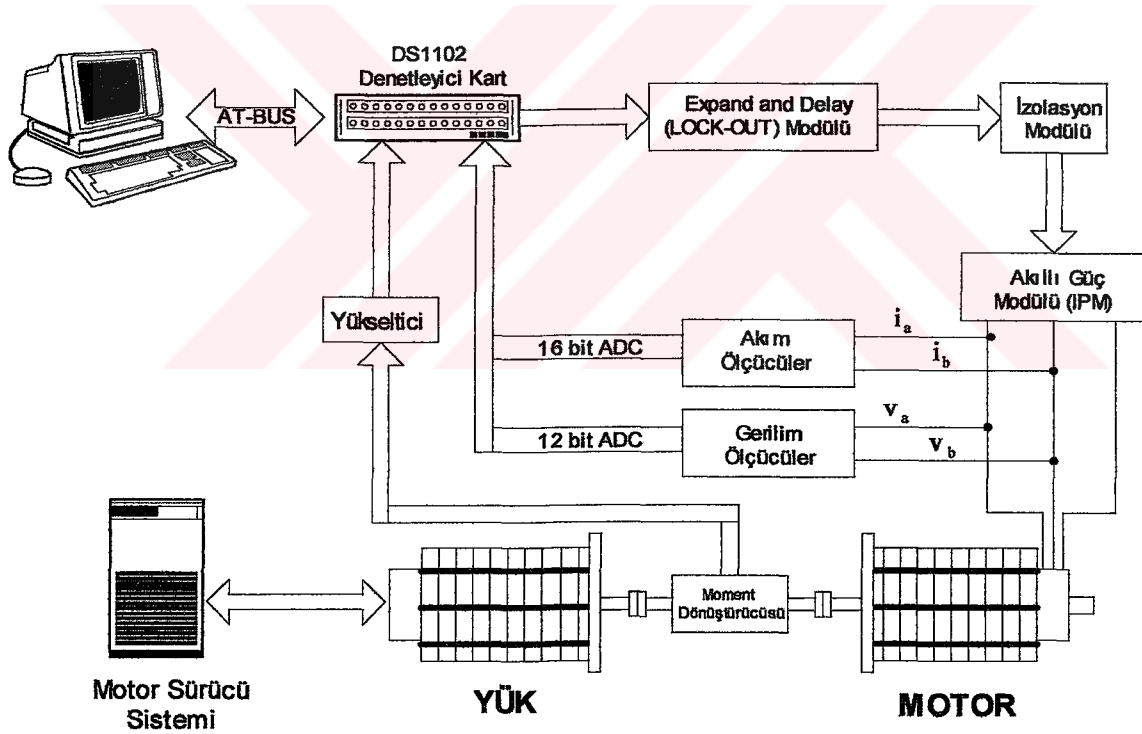
Tezin bu bölümünde, vektör kontrollü asenkron makinenin performansını düşük hızlarda arttırabilmek için yapay sinir ağı tabanlı bir gerilim kompanzatörü kullanılmıştır. Bu YSA tabanlı kompanzatör ile ölçülen stator gerilimlerinin, referans gerilimleri düşük hızlarda bile çok yüksek bir doğrulukla takip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



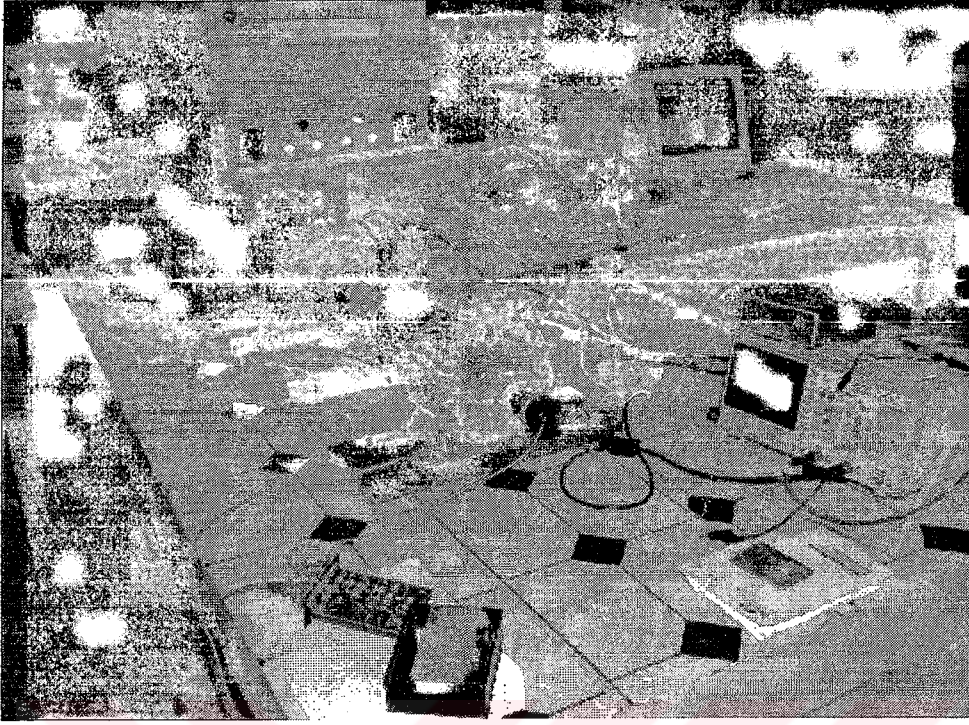
7. VEKTÖR KONTROL DONANIMI

7.1 Giriş

Vektör kontrolde kullanılan donanımın blok şeması Şekil 7.1 de verilmiştir. Burada stator alan yönlendirmeli vektör kontrol kullanılmıştır. Motoru sürmek için SVPWM kontrol algoritması ile kontrol edilen IGBT inverter kullanılmıştır. Denetleyici olarak DS1102 dSPACE GmbH kartı kullanılmıştır. Bu kart üzerinde 32-bit kayan noktalı(floating point) ve 60ns komut döngüsüne sahip Texas Instruments TMS320C31 işlemcisi bulunmaktadır. DS1102 kartı üzerinde ayrıca 6 PWM çıkışı, 4 kanal ADC, 4 kanal DAC ve 2 incremental encoder girişi bulunmaktadır. Bu deney setinde akım ve gerilim ölçümünde LEM sensörler kullanılmıştır. Şekil 7.1 de kullanılan bloklar hakkında detaylı bilgi alt bölümlerde verilecektir. Donanımda kullanılan bazı devre elemanlarının katalog bilgileri EK-5 de verilmiştir.



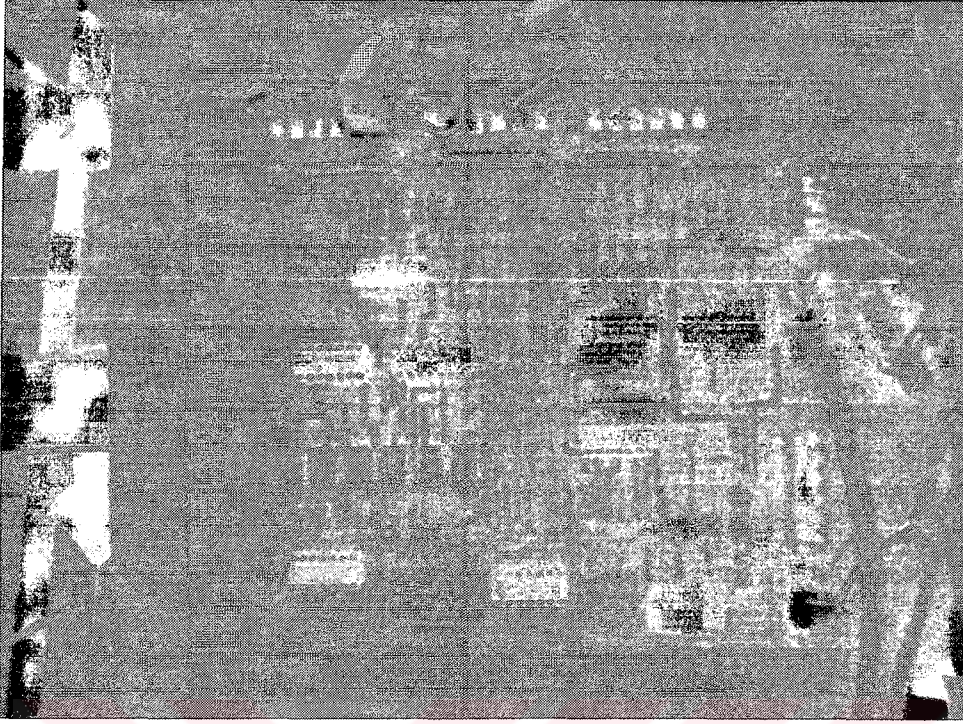
Şekil 7.1 Vektör kontrolde kullanılan donanımın blok şeması



Şekil 7.2 Vektör kontrol deney seti



Şekil 7.3 Vektör kontrol sürücüsü



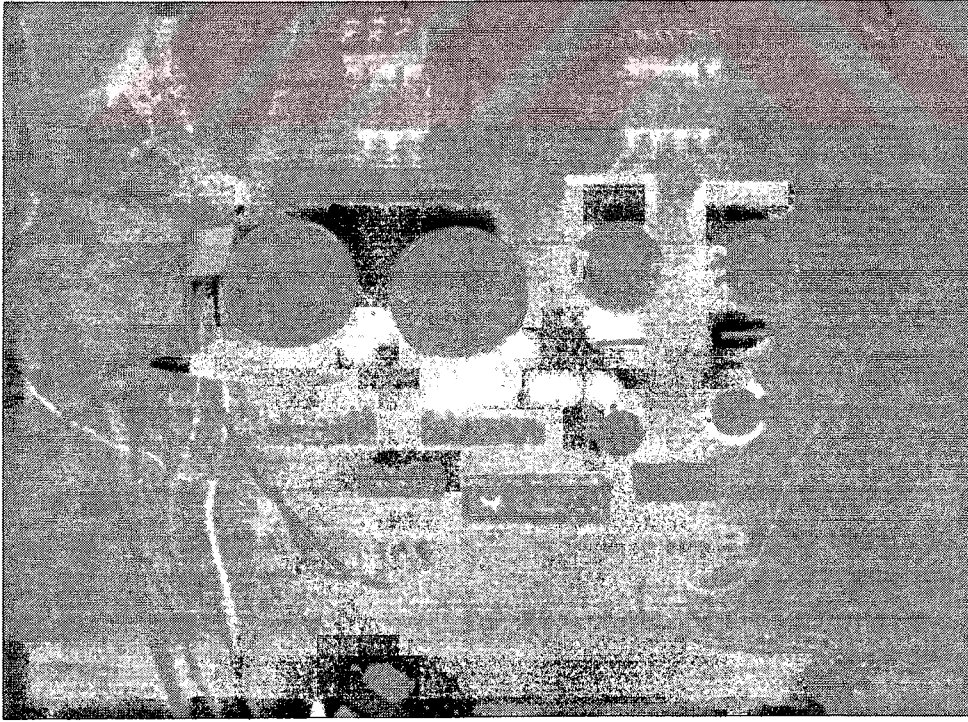
Şekil 7.4 Expand and Delay (Lock-Out) devresi



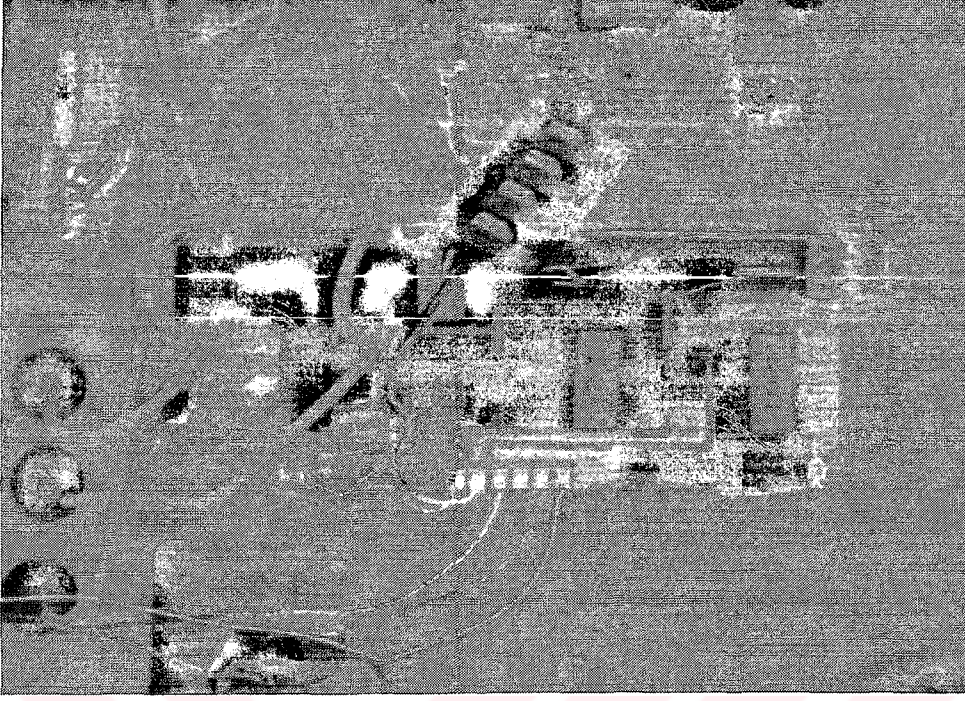
Şekil 7.5 İzolasyon devresi ve IPM modül



Şekil 7.6 Snubber devresi



Şekil 7.7 Güç Kaynakları ($\pm 5V$, $\pm 15V$) devresi



Şekil 7.8 Akım ve gerilim sensörleri ve filtre devreleri

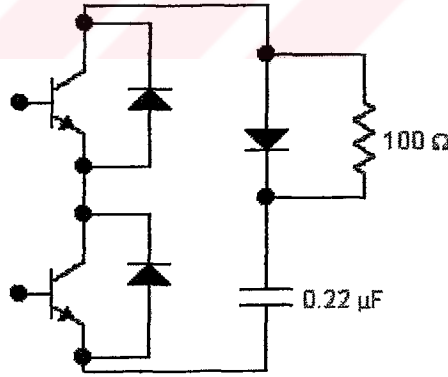


Şekil 7.9 Kapasite grubu ve tek faz ve 3-faz doğrultucular

7.2 İnverter Güç Devresi

PWM inverter tarafından kullanılan DC hat güç devresini elde edebilmek için, standart 3-faz köprü diyot kullanılarak üç faz $V_{rms}=380V$, 50Hz AC gerilim DC gerilime dönüştürülmüştür. DC gerilim üzerindeki dalgalanmaları ortadan kaldırmak için filtre kapasiteler kullanılmıştır. DC hattın stray endüktansı çıkış akımı üzerinde oldukça büyük peak'lere neden olacaktır. Bu nedenle DC hattın stray endüktansını düşürebilmek için doğrultucunun filtre kapasiteleri inverttere mümkün olduğu kadar yakın ve bara şeklindeki iletkenler kullanılarak monte edilir. Şekil 7.6 dan görüldüğü gibi snubber devresi bu bara üzerine monte edilmiştir. Snubber devresinin konfigürasyonu Şekil 7.10 da gösterilmiştir. İnverter güç devresinde PM25RSB120 akıllı güç modülü (IPM, intelligent power module) kullanılmıştır. Kullanılan IPM modülün özellikleri aşağıda verilmiştir. Ayrıca bu modülün katalog bilgileri EK-5 de yer almaktadır.

- 1200V, 25A akım-duyarlılığı 15kHz. IGBT tip inverter
- Monolithic gate drive ve koruma devresi.
- Yüksek akım, kısa devre, yüksek sıcaklık ve düşük gerilim için tarama, koruma ve durum gösteren devreler.
- 2.5µs deadtime garanti.

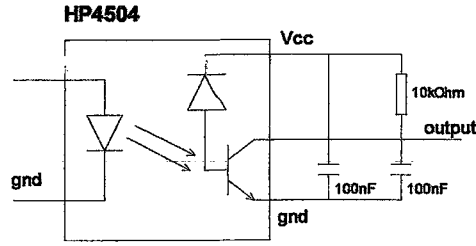


Şekil 7.10 DC hat üzerine monte edilen snubber devresinin konfigürasyonu

7.3 İzolasyon Modülü

Bu devrenin amacı akıllı güç modülü (IPM) ile lock-out modül arasında izolasyonu sağlamaktır. İzolasyon optocoupler entegreler kullanılarak gerçekleştirilmektedir. İzolasyon modülü kullanarak lock-out modülünün çıkışları (UN, UP, VN, VP, WN, WP sinyalleri) ile IPM modülün girişi birbirinden izole edilir. Ayrıca izolasyon modülü, IPM den çıkan hata çıkışı

sinyallerini de (FO, UFO, VFO, WFO) lock-out modülünden izole etmektedir. İzolasyon modülünün konfigürasyonu Şekil 7.11 de verilmiştir.



Şekil 7.11 İzolasyon modülün konfigürasyonu

Aşağıdaki bölümde izolasyon modülünün giriş ve çıkış sinyalleri ve bu modülün güç kaynağı hakkında bilgi verilmektedir.

7.3.1 İzolasyon Modülünün Giriş Sinyalleri

İzolasyon modülüne lock-out modülünden 6 sinyal gelmektedir : UP, VP, WP, UN, VN, WN

UP : İnverter U fazının üst IGBT için anahtarlama sinyali (dead-time gecikme süresi ile)

UN : İnverter U fazının alt IGBT için anahtarlama sinyali (dead-time gecikme süresi ile)

VP : İnverter V fazının üst IGBT için anahtarlama sinyali (dead-time gecikme süresi ile)

VN : İnverter V fazının alt IGBT için anahtarlama sinyali (dead-time gecikme süresi ile)

WP : İnverter W fazının üst IGBT için anahtarlama sinyali (dead-time gecikme süresi ile)

WN : İnverter W fazının alt IGBT için anahtarlama sinyali (dead-time gecikme süresi ile)

7.3.2 İzolasyon Modülünün Çıkış Sinyalleri

İzolasyon modülü lock-out modülüne giden 4 hata sinyali üretmektedir : FO, UFO, VFO, WFO

FO : Bütün alt IGBT'ler için hata sinyali ve IPM modülün ısı koruması (optik izoleli)

UFO : IPM modül U fazının üst IGBT hata çıkışı (optik izoleli)

VFO : IPM modül V fazının üst IGBT hata çıkışı (optik izoleli)

WFO : IPM modül W fazının üst IGBT hata çıkışı (optik izoleli)

7.3.3 İzolasyon Modülünün Güç Kaynağı

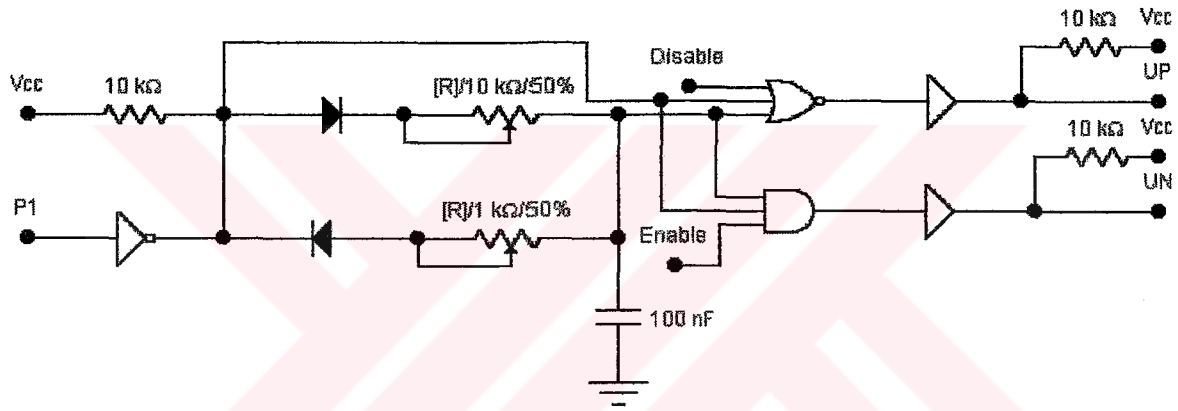
İzolasyon modülünün güç kaynağı aynı kart üzerinde yer almaktadır. İzolasyon modülü birbirinden elektriksel olarak izoleli 4 ayrı 15V DC güç kaynağına ihtiyaç duymaktadır. Ayrıca

5V DC kaynağın dijital toprağına gereksinim vardır. 15V DC kaynak için M57120L ve M57140 hybrid entegreleri kullanılmıştır. Bu entegrelerin katalog bilgileri EK-5 de yer almaktadır.

7.4 Lock-Out Modülü

Lock-out modül kartı inverterin herhangi bir kolunda bulunan alttaki IGBT ile üstteki IGBT anahtarlama sinyalleri arasında dead-time gecikmesi oluşturmaktadır. Ayrıca IPM modülden gelen hata çıkışları bu kart üzerinde bulunan ledler tarafından gösterilmektedir.

Herhangi bir koldaki üst ve alt IGBT anahtarlama sinyalleri arasındaki dead-time gecikmesi 2.5µs olarak ayarlanmıştır. Bu süre lock-out kartı üzerinde bulunan potansiyometreler ile ayarlanmaktadır. Lock-out modülü üzerinde bulunan dead-time gecikme devresi konfigürasyonu Şekil 7.12 de verilmiştir.



Şekil 7.12 Lock-out modülde bulunan dead-time gecikme devresinin konfigürasyonu

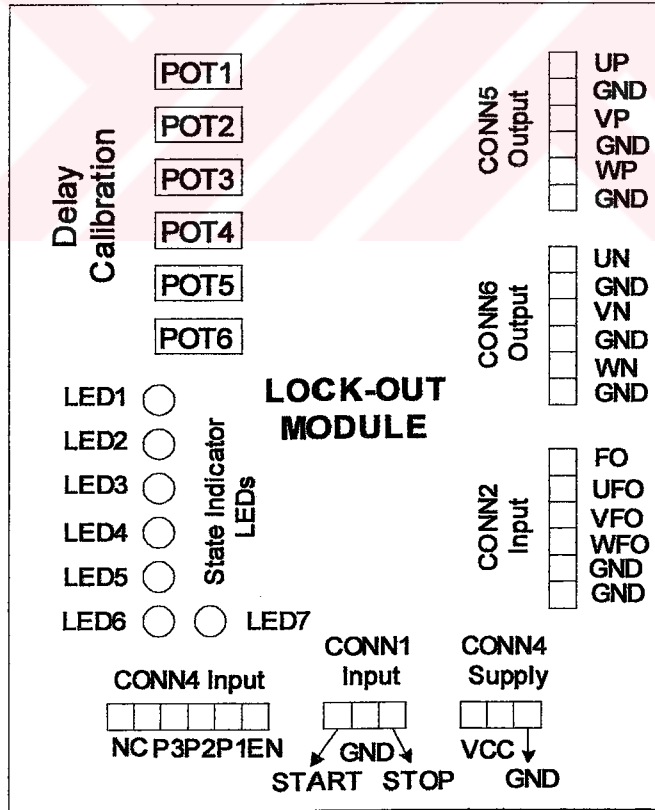
Lock-out modül üzerinde bulunan P1, P2 ve P3 sinyalleri sayısal işaret işlemciden (DSP) gelen inverterin her bir faz anahtarlama sinyalleridir. Lock-out modülünde bu sinyallerin ilk olarak inversi alınır daha sonra dead-time delay ile inverterde bulunan her bir koldaki alt ve üst IGBT tetikleme sinyalleri elde edilir (UP, VP, WP, UN, VN, WN). Daha sonra bu sinyaller izolasyon modülü tarafından izole edilerek IPM modüle girerler. Lock-out modül kartının genel eleman dağılımı Şekil 7.13 de gösterilmiştir. Lock-out modülün giriş sinyalleri P1, P2, P3 ve çıkış sinyalleri UP, VP, WP, UN, VN, WN olup Şekil 7.14 da verilmiştir.

Giriş sinyallerine karşılık gelen çıkış sinyalleri ve hangi potansiyometre ile kalibre edileceği Tablo 7.1 de verilmiştir.

Tablo 7.1 Lock-out modülün giriş ve çıkış sinyalleri ve bu sinyallerin dead-time gecikme ayarının yapıldığı potansiyometreler.

Giriş/Çıkış sinyal eşleşmesi	Dead-time gecikme süresi Ayarlama potansiyometresi
UN=NOT(P3)	POT1
UP=P3	POT2
VN=NOT(P2)	POT3
VP=P2	POT4
WN=NOT(P1)	POT5
WP=P1	POT6

CONN5 ve CONN6 konnektörlerinin yüksek seviye (high level) çıkış gerilimi sadece yüksüzken (açık devre) 5V dur. Bu çıkışlar izolasyon modülüne bağlandığı zaman yüksek seviye çıkış gerilimi izolasyon modülünde bulunan HCPL45 optocoupler entegresinin içerisindeki LED'in üzerine düşen gerilim kadar olacaktır.



Şekil 7.13 Lock-out modülün genel eleman dağılımı

Lock-out modülünde, IPM modülden gelen hata sinyallerinin durumunu gösteren 7 LED bulunmaktadır. Bu ledlerin fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

LED1(kırmızı) : IPM modülde herhangi bir fazın altta bulunan IGBT hatası veya IPM modüldeki fazla ısınma hatasını gösterir.

LED2(kırmızı) : IPM modülde U fazının üstte bulunan IGBT hatasını gösterir.

LED3(kırmızı) : IPM modülde V fazının üstte bulunan IGBT hatasını gösterir.

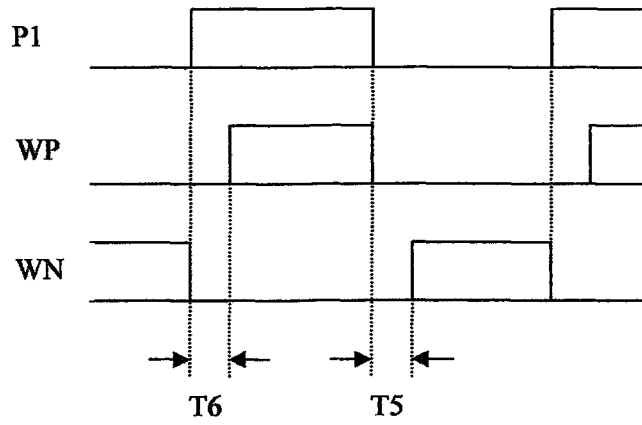
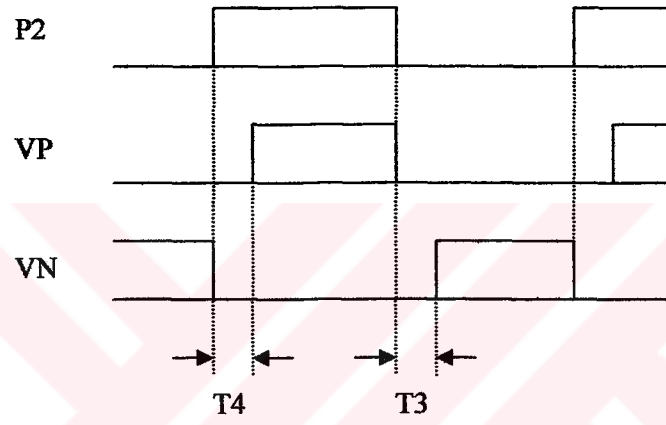
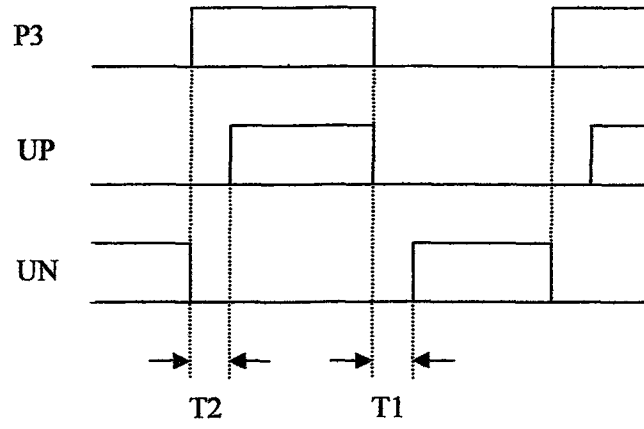
LED4(kırmızı) : IPM modülde W fazının üstte bulunan IGBT hatasını gösterir.

LED5(sarı) : Kullanıcı STOP butonuna bastığından dolayı IPM modülün disable olduğunu gösterir.

LED6(sarı) : IPM modülün DSP tarafından disable edildiğini gösterir.

LED7(sarı) : IPM modülün fazla ısınma hatasını gösterir.

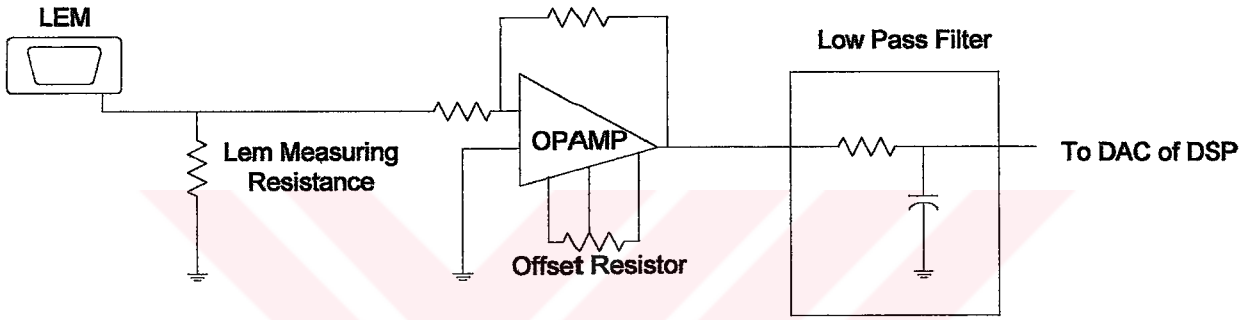




Şekil 7.14 Lock-out modülün giriş sinyalleri P1, P2, P3 ve çıkış sinyalleri UP, UN, VP, VN, WP, WN dalga şekilleri.

7.5 Akım Ve Gerilim Ölçücü Devreler

Vektör kontrolün gerilim modelinde iki fazın stator akım ve geriliminin ölçülmesine ihtiyaç duyulmaktadır. Gerilim ve akım bilgileri LEM modül kullanılarak ölçülmektedir. LEM modül kullanılarak aynı zamanda sistem yüksek gerilimden izole edilmektedir. LEM modül kullanılarak ölçülen sinyaller daha sonra OP-AMP yükseltici tarafından yükseltilmekte ve bir RC filtre tarafından filtrelenmektedir. Donanım olarak gerçekleştirilen bu filtre alçak geçiren filtre olup kesme frekansı 1kHz dir. Gerilim ve akım ölçücülerde kullanılan devre şeması aşağıda verilmiştir. Kullanılan LEM modüllerin katalog bilgileri EK-5 de verilmiştir.



Şekil 7.15 Akım ve gerilim ölçücü devrelerin şeması.

8. SONUÇ VE ÖNERİLER

8.1 Sonuçlar

Bu tez çalışmasında, duyargasız stator akı yönlendirmeli doğrudan vektör kontrollü asenkron motor sürücülerin düşük hız problemlerinin çözümü araştırılmıştır. Yapılan çalışmalar sonucunda aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

1) Bu çalışmada, stator akısının tahmininde gerilim modeli kullanılmıştır. Bu modelin içerdiği açık integrasyon problemini çözebilmek için ilk olarak stator akı tahmininde δ geri beslemeli ve PI geri beslemeli integratörler denenmiştir. Ancak bu integratörlerin yapısından dolayı özellikle düşük hızlarda akı tahmininde önemli düzeyde faz ve genlik hataları görülmüştür. Bu nedenle δ geri beslemeli integratör çıkışında kompanzatör kullanılarak yeni matematiksel yaklaşımlarda bulunulmuş ve önerilen yeni kompanzatör simülasyon ve deney sonuçları ile doğrulanmıştır.

2) Gerilim modelinde kullanılan integratörün geri besleme döngüsü içerisinde kullanılmak üzere bir bulanık denetleyici tasarlanmıştır. Tasarlanan bu bulanık denetleyici farklı parametrelere sahip birçok motorda denenmiş ve bu denetleyicinin özellikle düşük hızlarda sürücü performansını arttırdığı gözlenmiştir.

3) Buraya kadar olan çalışmalarda inverter anahtarlamalarında histerezis kontrol kullanılmıştır. Ancak daha sonra, optimum sayıda anahtarlama yapılan uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) kullanılmış ve motor faz akımlarında mükemmel bir düzelme gözlenmiştir. Doğal olarak akımlar üzerindeki bu düzelme akı tahmininin doğruluğunu etkilemiş ve özellikle düşük hızlarda motor performansının arttığı gözlenmiştir.

4) Bir diğer çalışmada ise gerilim modelinde kullanılan integratör yerine programlanabilir kaskad alçak geçiren filtre (PCLPF) kullanılmıştır. Bu filtre, yapısı gereği hesaplamalarda motor hızını kullanmakta ve hızın sıfır olduğu değerlerde stator akı tahmini mümkün olmamaktadır. Bu nedenle motor sıfır hızda iken akı tahmininde akım modeli (Blaschke Denklemi) kullanılmakta ve motor başlatıldıktan sonra gerilim modeline geçilmektedir. Programlanabilir alçak geçiren kaskad filtre kullanılarak yapılan akı tahmininin doğruluğunun daha önce kullanılan integratörlere göre çok daha iyi olduğu gözlenmiştir.

5) Yukarıda gerçekleştirilen çalışmalarda yapılan hesaplamalarda, inverter ölü-zaman (dead-time) süresi ve anahtarların turn-on durumunda üzerlerine düşen gerilim ihmal

edilmektedir. Ayrıca ayrık zamanlı (discrete time) ortamda çalışmadan dolayı girilen referans gerilim ile motor uçlarından ölçülen gerçek gerilim arasında genlik ve faz farkı gözlenmektedir. Bu fark özellikle düşük hız ve/veya yüklerde oransal olarak daha belirgin hale gelmektedir.

Bu tezde, doğrusal olmayan bu genlik ve faz farkını giderebilmek için yapay sinir ağı tabanlı bir gerilim kompanzatörü kullanılmıştır. Bu YSA tabanlı kompanzatör ile ölçülen stator geriliminin, referans gerilimleri düşük hızlarda bile çok yüksek bir doğrulukla takip etmesi sağlanmıştır.

Yukarıda verilen çalışmalarda yapılan simülasyonlar MATLAB(version 5.3, The Mathworks Inc.) ve MATLAB/SIMULINK ortamında gerçekleştirilmiştir. Asenkron motor sürücü deney setinde ise TMS320C31 dijital sinyal işlemciye sahip DS1102 dSPACE GmbH geliştirme kartı kullanılmıştır.

8.2 Öneriler

Sonuç kısmında verilen çalışmalarda görülmüştür ki stator akısının tahmininde integratör kullanılması yerine programlanabilir kaskad alçak geçiren filtre (PCLPF) kullanılması ile daha iyi sonuçlar elde edilmiştir. Ancak PCLPF kullanıldığında sistem performansı tahmin edilen hızın doğruluğuna bağlıdır. Özellikle düşük hızlarda, tahmin edilen hızın doğruluğu oldukça düşmektedir. Bu nedenle ileriki çalışmalarda bu tezde kullanılan hız tahmini yönteminden farklı olarak, çeşitli yumuşak hesaplama (soft computing) yöntemleri de dikkate alınarak, daha doğruluklu hız tahminleri üzerinde çalışılabilir.

Bu tez çalışmasında görülmüştür ki akım ve gerilim ölçücülerdeki offset ve gürültüler sistem performansını doğrudan etkilemektedir. Bu nedenle ileri çalışmalarda akım ve gerilim ölçücüler üzerinde yazılım ve/veya donanımsal olarak yapılacak yeni çalışmalar sistem performansını doğrudan etkileyecektir.

Gerilim modelini kullanan vektör kontrol yönteminin performansını etkileyen diğer bir kriter ise stator direncinin doğru olarak tahmin edilmesidir. Motor çalışırken sargılardaki sıcaklık değişiminden dolayı stator direnci de değişecek ve bu durum doğrudan sistem performansını düşürecektir. Bu nedenle ileriki çalışmalarda motor çalışırken stator direncinin tahmininde yeni yöntemler üzerinde çalışılabilir.

Bu tez çalışmasında üzerinde 60ns komut döngüsüne sahip Texas Instruments TMS320C31 işlemci bulunan DS1102 dSPACE GmbH kart kullanılmıştır. Ancak tez çalışmasında önerilen her bir yöntem birbirlerinden bağımsız olarak denenmiştir. Bunun nedeni ise özellikle bulanık mantık ve yapay sinir ağı algoritmaları yazılımı uzattığından dolayı işlemci hızı yetersiz kalmaktadır. Bu nedenle ileriki çalışmalarda daha uzun algoritmaların gerçek zamanlı olarak rahatlıkla gerçekleştirilebileceği daha hızlı işlemciler kullanılması önerilebilir.

KAYNAKLAR

1. Vas, P., 1998, Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, Oxford.
2. Vas, P., Stronach, A. F., Neuroth, M., 1997, Full fuzzy control of a DSP-based high-performance induction motor drive, IEEE Proc., Pt. D, 144, 361-368.
3. Vas, P., Stronach, A. F., 1996, Design and application of multiple fuzzy controllers for servo drives, Archiv für Elektrotechnik, 79, 1-12.
4. Damiano, A., Vas, P., Marongiu, I., 1997, Comparison of speed sensorless DTC drives, PCIM, Nurnberg, 1-12.
5. Lehtla, T., 1996, Parameter identification of an induction motor using fuzzy logic controller, PEMC, 3, 292-296.
6. Dobrucky, B., Chaploupka, F., Kucer, P., Racek, V., 1995, A neural fuzzy control with stator resistance estimator for IM drive with DSC, EPE'95, 1, 1789-94.
7. Bianchi, N., Bolognani, S., Zigliotto, M., 1995, Fuzzy logic automatic design of induction machines, Proc. Stockholm Power Tech., Stockholm, 245-250.
8. Sugeno, M., Kang, G., 1988, Sturcture identification of fuzzy model, Fuzzy Sets and Systems, 28, 15-33.
9. Vas, P., 1999, Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines and Drives. Oxford Univesity Press, Oxford.
10. Mehrotra, P., Quaicoe, J. E., Venkatesan, R., 1996, Development of an artificial-neural network-based induction motor speed estimator, IEEE PESC, Baveno, 682-688.
11. Goode, P. V., Chow, M., 1995, Using a neural/fuzzy system to extract heuristic knowledge of incipient faults in induction motors, Part-II Application, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 42, 139-146.
12. Schoen, R. R., Habetler, T. G., Kamran, F., Bartheld, R. G., 1995, Motor bearing damage detection using stator current monitoring, IEEE Transactions on Industry Applications, 31, 1274-1279.
13. Filippetti, F., Tassoni, C., Franceschini, G., Vas, P., 1997, Integrated condition monitoring and diagnosis of electrical machines using minimum configuration artificial intelligence, EPE'97, Trondheim, 2983-2988.
14. Bakshai, A., Espinoza, J., Joos, G., Jin, H., 1996, A combined artificial neural network approach to the implementation of space vector modulation techniques, IEEE IAS Meeting, San Diego, 2, 934-940.
15. Dote, Y., Hoft, G. R., 1998, Intelligent Control Power Electronic Systems, Oxford Univesity Press, Oxford.

16. Narendra, K., Parthasarathy, K., 1990, Identification and control of dynamical systems using neural Networks, IEEE Transactions on Neural Networks, 1, pp 4-27.
17. Levin, A. K., Narendra, K. S., 1991, Control of non-linear dynamical systems using neural Networks, Pt. II. Identification, Technical Report 9116, Center for Systems Science, Yale University, New Haven, CT.
18. Kosko, B., 1992, Neural Networks and Fuzzy Systems, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N. J.
19. Bose, B. K., 1986, Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall.
20. Field Oriented Control of 3-phase AC-Motors, Texas Instruments Europe Application Note, Literature Number: BPRA073, 1998.
21. Ho, Y. E., Sen, P. C., 1988, Decoupling control of induction motor drives, IEEE Transactions Industrial Electronics, IE 35, 2, 253-262.
22. Lipo, A. T., 1989, Field Orientation and High Performance Motion Control, WEMPEC.
23. Vas, P., 1990, Vector Control of AC Machines, Oxford University Press.
24. Boldea, A., Nasar, S., 1992, Vector Control of AC Drives, CRC Press.
25. Xu, X., 1990, Stator Flux Orientation: A Robust Control Technique for Induction Machines, Ph.D. Thesis, Wisconsin University, USA.
26. Leonhard, W., 1985, Control of Electrical Drives, Springer Verlag, Berlin.
27. Gabriel, R., Leonhard, W., Nordby, C. J., 1980, Field oriented control of a standart ac motor using microprocessor, IEEE Transactions on Industrial Applications, 182-192.
28. Akın, E., Ertan, H. B., Üçtuğ, M. Y., 1992, Vector control of induction motor through rotor flux orientation with stator flux components as reference, ICEM'92, Manchester, 853-857.
29. Schauder, C., 1992, Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers, IEEE Trans. Ind. Applications, Vol 28, No. 5, Sept./Oct. 1054-1061.
30. Nagati, A., Villate, F., 1984, A.C Servo System for PositionControl. ICEM.
31. Ferraris, P., 1986, About the vector control of induction motors for special applications without speed sensor, International Conference on the Evolution and Modern Aspects of Induction Machines. 444-450.
32. Baader, U., Depenbrock, M., 1992, Direct self control(DSC) of inverter-fed induction machine: A basis for speed control without speed measurements, IEEE Trans. On Ind. Appl., vol 28, 581-588.
33. Kazmierkowski, M. P., Nilsen, R., 1989, Reduced order observer with parameter adaption for fast rotor flux estimation in induction machines, IEEE proceedings Vol. 136, Pk. D No:1.

34. Moreira, J. C., Lipo, T. A., 1990, Direct field orientation control using the third harmonic component of stator voltage, ICEM.
35. Jonsson, R., 1994, Method and apparatus for controlling an ac induction motor by indirect measurement of the air-gap voltage, US Patent 5294876, 1994, European Patent 0515460, 1994.
36. Jonsson, R., 1997, NFO controller for frequency inverters, PCIM, Nurnberg pp. 377-385.
37. Stabler, M., Jonsson, R., 2000, Sensorless control algorithms for ac motors, Overview of DSP Implementations, PCIM, Nurnberg pp.173-185.
38. Vas, P., Rashed, M., Joukhadar, A. K. M., Ng, C. H., 2002, Sensorless induction motor and permanent magnet synchronous motor drives using natural field orientation., Vol 21, No. 2, pp. 323-337.
39. Vas, P., Rashed, M., Joukhadar, A. K. M., Ng, C. H., 2002, Recent developments in sensorless and quasi-sensorless drives, Vol. 21, No. 2, pp. 307-322.
40. Xu, X., De Donker, R. N., Novotny D. W., 1988, A stator flux oriented induction motor drive, Proc. IEEE PESC'88, 870-876.
41. Lai, Y., Chang, Y., 2001, Design and implementation of vector controlled induction motor drives using random switching technique with constant sampling frequency, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, No. 3, 400-409.
42. Lai, Y. S., 1999, Modeling and vector control of induction machine- A new unified approach, Proc IEEE PES Winter Meeting, 47-52.
43. Kao, B. C., 1995, Automatic Control System, 6th ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
44. Franklin, G. F., Powell, J. D., Workman, M. L., 1990, Digital Control of Dynamic System, 2nd ed., Boston, MA: Addison-Wesley.
45. Implementing Space Vector Modulation with the ADMCF32X, 2000, Analog Device Application Note, Literature Number: ANF32X-17.
46. Holtz J., 1993, Speed estimation and sensorless control of AC drives, Proceeding of IECON93, pp. 649-654
47. Ohtani T., Takada N., Tanaka K., 1992, Vector control of induction motor without shaft encoder, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol 28, No:1, pp. 152-165
48. Burgt, J. V. D., 1996, The voltage/current model in field oriented AC drives at low flux frequencies, Ph.D Thesis.
49. Patel R. N. And Bose B.K., 1997, 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, pp 140-143.

50. Blaschke F., 1972, The principle of field orientation as applied to new transvector closed loop control system for rotating field machines, Siemens Rev.
51. Bausch H., Kanelis K., Lange B., Zeng W., 1994, Torque control of synchronous and asynchronous drives without mechanical sensors, Proceedings of ICEM 94, 1994, Vol. 1, pp 220-225.
52. Hu, J., Wu, B., 1998, New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol 13, No 5, 969-977.
53. Drieseitl W., etc., 1980 Schaltungsanordnung zur bildung eines Elektrischen Spannungssignals, das einer Flubkomponente in einer Drehfeldmaschine proportional ist. Patentschrift Nr DE 2833593. C2.
54. Can, H., 1999, Implementation of Vector Control for Induction Motor Drives, M.S. Thesis, Middle East Technical University.
55. Akin, E., Can, H., Ertan, H. B., Uctug, Y., 1998, Comparison of integration algorithms for vector control, ICEM-98, Vol. 3, pp. 1626-31.
56. Hu, B., Mann, G. K. I., Gosine, R. G., 1999, New methodology for analytical and optimal design of fuzzy PID controllers, IEEE Trans. on Fuzzy Ssytems, Vol. 7, No. 5, pp. 521-539.
57. Passino, K. M., Yurkovich, S., 1998, Fuzzy Control, Addison-Wesley.
58. Driankov, D., Hellendoorn, H., Reinfrank, M., 1996, An Introduction to Fuzzy Control, Springer-Verlag Berlin Heidelberg.
59. Can, H., Akin, E., Ertan, H.B., 2002, A new integration algorithm for flux estimation using voltage model, International Journal Of Computations & Mathematics in Electrical & Electronic Engineering, Vol. 21, Issue 3.
60. Akin, E., Karakose, M., Can, H., 2002, A new Fuzzy Controller Based on Integrator Algorithm for Stator Flux Estimation in Induction Motors, Electric Power System Components. Vol. 30 . No 5.
61. Bose, B.K., Simoes, M. G., Crecelius, D. R., Rajashekara, K., Martin, R., 1995, Speed sensorless hybrid vector controlled induction motor drive, in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Mtg., pp. 137-143.
62. Bose, B. K., Patel, N. R., Rajashekara, K., 1997, A start-up method for a speed sensorless stator-flux-oriented vector-controlled induction motor drive, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 44, pp. 587-590.
63. Haykin, S., 1994, Neural Networks, McMaster University, Hamilton, Ontario, Canada, Macmillan Press.
64. Demuth, H., Beale, M., 2000, Neural Network Toolbox for Use with Matlab, User's Guide, Ver.4.

65. Can, H., Akin, E., 2002, Neural network-based stator voltage compensator for low frequency operation of a vector-controlled induction motor drive, *Electrical Engineering*, 84, Springer Verlag, 287-293.



ÖZGEÇMİŞ

Hayrettin CAN

Fırat Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi
Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
23119, Elazığ

E.posta : hcan@firat.edu.tr

- 1973** Elazığ da doğdu.
- 1987 – 1990** Elazığ Mehmet Akif Ersoy Lisesinden mezun oldu.
- 1990 – 1994** Selçuk Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden bölüm ikincisi olarak mezun oldu.
- 1994 – 1995** Orta Doğu Teknik Üniversitesinde yabancı dil(ingilizce) hazırlık eğitimi aldı.
- 1995 – 1998** Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden “Asenkron motor sürücülerde vektör kontrolün uygulanması” konusunda yaptığı tez çalışması ile Yüksek Mühendis derecesini aldı.
- 1996 – ...** Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümünde araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır.
- 1998 – ...** Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında doktora tez çalışmasına başladı.

EK-1 VEKTÖR KONTROLLÜ SÜRÜCÜLERDE DENETLEYİCİ TASARIMI

EK-1.1 Giriş

Yüksek performanslı asenkron motor sürücü sisteminin kontrol sistemi şekil EK-1.1 de verilmiştir. Rotor akı yönlendirmeli vektör kontrol uygulamalarında asenkron motorun dinamik modeli aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$p \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma \tau_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} & w_e & \frac{L_m}{\sigma L_s \tau_r L_r} & \frac{L_m w_r}{\sigma L_s L_r} \\ -w_e & -\frac{1}{\sigma \tau_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} & \frac{L_m w_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s \tau_r L_r} \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & w_s \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & -w_s & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{EK-1.1})$$

Aşağıda verilen rotor akı yönlendirmeli vektör kontrol şartlarını denklem (EK-1.1) de yerine koyarak denklem (EK-1.4) elde edilir.

$$\psi_r = \psi_{rd} + j\psi_{rq} = \psi_{rd} \quad (\text{EK-1.2})$$

$$\psi_{rd} = 0 \quad (\text{EK-1.3})$$

$$p \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma \tau_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} & w_e & \frac{L_m}{\sigma L_s \tau_r L_r} \\ -w_e & -\frac{1}{\sigma \tau_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} & \frac{L_m w_r}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{EK-1.4})$$

ve moment denklemi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \psi_{rd} \quad (\text{EK-1.5})$$

burada

$$\begin{bmatrix} v_{sddecoup} \\ v_{sqdecoup} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_e i_{sq} + \frac{L_m}{\sigma L_s \tau_r L_r} \psi_{rd} \\ -w_e i_{sd} - \frac{L_m}{\sigma L_s \tau_r L_r} \psi_{rd} \end{bmatrix} \quad (\text{EK-1.7})$$

Vektör kontrollü asenkron motor sürücü sisteminin transfer fonksiyonu denklem (EK-1.5) ve (EK-1.6) kullanılarak aşağıda türetilmiştir.

d-ekseni akım denetleyicisi:

$$G_{id}(s) = \frac{i_{sd}}{v_{sd}} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{s + \frac{1}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{s + \frac{\tau_r + \tau_s - \sigma \tau_s}{\sigma \tau_s \tau_r}} \quad (\text{EK-1.8})$$

q-ekseni akım denetleyicisi:

$$G_{iq}(s) = \frac{i_{sq}}{v_{sq}} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{s + \frac{1}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{s + \frac{\tau_r + \tau_s - \sigma \tau_s}{\sigma \tau_s \tau_r}} \quad (\text{EK-1.9})$$

Akı denetleyicisi:

$$G_{\psi}(s) = \frac{\psi_{rd}}{i_{sd}} = \frac{\frac{L_m}{\tau_r}}{s + \frac{1}{\tau_r}} \quad (\text{EK-1.10})$$

Hız denetleyicisi:

$$G_s(s) = \frac{w_r}{T_e} = \frac{\frac{J_m}{B}}{s + \frac{J_m}{B}} \quad (\text{EK-1.11})$$

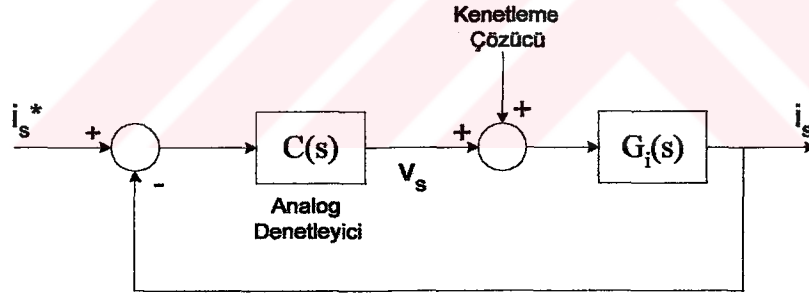
Vektör kontrollü asenkron motor sürücü sisteminde akım denetleyicinin bant genişliği akı ve hız denetleyicilerinin bant genişliğinden çok daha büyük seçilir. Yukarıda denklem (EK-1.8)-(EK-1.11) ile verilen bu 4 denetleyici de birinci dereceden sistemlerdir. Bu nedenle dizayn işlemleri benzerdir. Burada kısa olsun diye sadece akım denetleyicinin dizayn işlemi gösterilecektir. Benzer sonuçlar aynı dizayn işlemi takip edilerek akı ve hız denetleyicileri için de türetilir.

Akım denetleyicili kontrol sisteminin blok şeması şekil EK-1.2 de verilmiştir. Bu sistemdeki transfer fonksiyonunu tekrar yazacak olursak.

$$G_i(s) = \frac{i'_s}{v'_s} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{s + \frac{1}{\sigma L} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}} = \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{s + \frac{\tau_r + \tau_s - \sigma \tau_s}{\sigma \tau_s \tau_r}} \quad (\text{EK-1.12})$$

Oransal integral denetleyicisi (PI controller) için C(s) denetleyicisi :

$$C(s) = \frac{k_p(s + \frac{k_i}{k_p})}{s} \quad (\text{EK-1.13})$$



Şekil EK-1.2 Akım kontrol sisteminin blok şeması

Kutup-sıfır iptali (pole-zero cancellation) yöntemi kullanılarak, denetleyicinin parametreleri aşağıdaki şekilde türetilir [7].

$$k_p = BW \cdot \sigma L_s \quad (\text{EK-1.14})$$

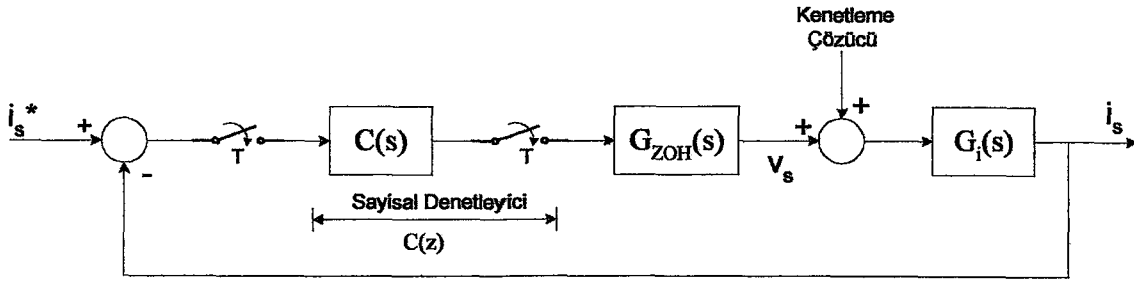
$$k_i = \frac{\tau_r + \tau_s - \sigma \tau_s}{\sigma \tau_s \tau_r} \cdot BW \cdot \sigma L_s \quad (\text{EK-1.15})$$

burada BW denetleyicinin bant genişliğidir.

EK-1.2 Ayırık-Zaman Domeninde Denetleyici Tasarımı

Şekil EK-1.2 de verilen akım denetleyici sisteminin ayırık-zaman domenindeki blok şeması şekil EK-1.3 de verilmiştir[8]. Şekil EK-1.3 de görüldüğü gibi PI denetleyicisinin ayırık-zaman domenindeki “Z” dönüşümü aşağıdaki gibidir.

$$C(z) = \frac{(k_p + k_i T)z - k_p}{z - 1} \quad (\text{EK-1.16})$$



Şekil EK-1.3 Ayırık zaman domeninde akım kontrol sisteminin blok şeması

Ayrık-zaman domeninde denetleyici dizaynı aşağıdaki adımları içermektedir.

- 1) Sistemin açık çevrim transfer fonksiyonunun hesaplanması.
- 2) Kutup-sıfır-iptalı yöntemi kullanılarak kontrol sisteminin çevrim kazancının hesaplanması.
- 3) Denetleyici parametrelerinin belirlenen bant genişliğinde çıkarılması.

Adım 1 - Sistemin Açık Çevrim Transfer Fonksiyonunun Hesaplanması:

Şekil EK-1.3 de verilen sistemin açık çevrim transfer fonksiyonunu ayırık-zamanda türetecek olursak.

$$\begin{aligned} \frac{i_s(z)}{\Delta i_s(z)} &= C(z).Z[G_{ZOH}(s).G_i(s)] \\ &= \frac{(k_p + k_i T)\tau_r \tau_s}{L_s(\tau_r + \tau_s - \sigma \tau_s)} \cdot \frac{\left(z - \frac{k_p}{k_p + k_i T}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{\tau_r + \tau_s - \sigma \tau_s}{\sigma \tau_s \tau_r} T\right)\right]}{(z - 1) \left[z - \exp\left(-\frac{\tau_r + \tau_s - \sigma \tau_s}{\sigma \tau_s \tau_r} T\right)\right]} \quad (\text{EK-1.17}) \end{aligned}$$

Adım 2 – Kutup-sıfır iptali yöntemi kullanılarak kontrol sisteminin çevrim kazancının hesaplanması:

Kutup-sıfır iptali yöntemi kullanılarak oransal ve integral katsayıları arasındaki ilişki aşağıdaki gibi türetilir[7].

$$k_p = \frac{\exp\left(-\frac{\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s}{\sigma\tau_r\tau_s}T\right)k_iT}{1 - \exp\left(-\frac{\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s}{\sigma\tau_r\tau_s}T\right)} \quad (\text{EK-1.18})$$

(EK-1.18) nolu denklem (EK-1.17) nolu denklemde yerine koyarsak transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olur.

$$\frac{i_s(z)}{\Delta i_s(z)} = \frac{(k_p + k_iT)\tau_r\tau_s}{L_s(\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s)} \cdot \frac{\left[1 - \exp\left(-\frac{\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s}{\sigma\tau_r\tau_s}T\right)\right]}{z - 1} \quad (\text{EK-1.19})$$

Adım 3 - Denetleyici parametrelerinin belirlenen bant genişliğinde çıkarılması:

Şekil EK-1.3 de gösterilen sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu (EK-1.19) nolu denklemde aşağıdaki gibi türetilir.

$$\frac{i_s(z)}{i_s^*(z)} = \frac{(k_p + k_iT)\tau_r\tau_s \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s}{\sigma\tau_r\tau_s}T\right)\right]}{L_s(\tau_r + \tau_r - \beta\sigma\tau_s)} \cdot \frac{z - 1 + \frac{(k_p + k_iT)\tau_r\tau_s \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s}{\sigma\tau_r\tau_s}T\right)\right]}{L_s(\tau_r + \tau_r - \beta\sigma\tau_s)}}{z - 1 + \frac{(k_p + k_iT)\tau_r\tau_s \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s}{\sigma\tau_r\tau_s}T\right)\right]}{L_s(\tau_r + \tau_r - \beta\sigma\tau_s)}} \quad (\text{EK-1.20})$$

Bant genişliği belirlenen birinci dereceden bu sistemin, ayrık zaman domeninde karşılık gelen ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$Z\left[G_{ZOH}(s) \frac{BW}{s + BW}\right] = \frac{1 - \exp(-BW.T)}{z - \exp(-BW.T)} \quad (\text{EK-1.21})$$

(EK-1.20) ve (EK-1.21) nolu denklemler karşılaştırıldığında aşağıdaki denklem elde edilir.

$$k_p + k_i T = \frac{[1 - \exp(-BW.T)]L_s.(\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s)}{\tau_r\tau_s \left[1 - \exp\left(-\frac{\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s}{\sigma\tau_r\tau_s}T\right) \right]} \quad (\text{EK-1.22})$$

(EK-1.18) nolu denklem (EK-1.22) nolu denklemde yerine konulursa aşağıdaki verilen integratör sabiti elde edilir.

$$k_i = \frac{[1 - \exp(-BW.T)]L_s.(\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s)}{\tau_r\tau_s.T} \quad (\text{EK-1.23})$$

(EK-1.23) nolu denklemin (EK-1.18) nolu denklemde yerine konulması ile aşağıda verilen oransal sabit elde edilir.

$$k_p = \frac{\exp\left(-\frac{\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s}{\sigma\tau_r\tau_s}T\right)[1 - \exp(-BW.T)]L_s.(\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s)}{\tau_r\tau_s \left[1 - \exp\left(-\frac{\tau_r + \tau_s - \sigma\tau_s}{\sigma\tau_r\tau_s}T\right) \right]} \quad (\text{EK-1.24})$$

Benzer işlemler akı ve hız denetleyicileri için de yapılacak olursa aşağıda türetilmiş olan denklemler elde edilir.

Akı Denetleyicisi:

$$k_i = \frac{1 - \exp(-BW.T)}{L_m.T} \quad (\text{EK-1.25})$$

$$k_p = \frac{\exp\left(-\frac{1}{\tau_r}T\right)[1 - \exp(-BW.T)]}{\left[1 - \exp\left(-\frac{1}{\tau_r}T\right) \right]L_m} \quad (\text{EK-1.26})$$

Hız Denetleyicisi:

$$k_i = \frac{[1 - \exp(-BW.T)]B_m}{T} \quad (\text{EK-1.27})$$

$$k_p = \frac{\exp\left(-\frac{B_m}{J_m}T\right)[1 - \exp(-BW.T)]B_m}{1 - \exp\left(-\frac{B_m}{J_m}T\right)} \quad (\text{EK-1.28})$$

Denetleyici parametrelerini hesaplamak için denklem (EK-1.23) - (EK-1.28) kullanılır. Ancak bunun için bant genişliğinin ve örnekleme zamanının belirlenmiş olması gerekmektedir.

EK-2 SÜREKLİ DURUMDA FAZ-A VE FAZ-B ROTOR AKILARININ MATEMATİKSEL ÇIKARTIMLARI

Sürekli durumda faz A ve faz B'nin rotor akıları.

$$\psi_A(t) = A \sin(\omega t + \phi) \quad (\text{EK-2.1})$$

$$\psi_B(t) = A \sin(\omega t + \phi - \frac{2\pi}{3}) + \varepsilon \quad (\text{EK-2.2})$$

Burada ε dc offset'dir. Faz A ve faz B rotor akı değerlerinin birbirlerine eşit olduğu noktadaki süreler t_1 ve t_2 , bu noktadaki rotor akı değerleri de sırasıyla ψ_1 ve ψ_2 olsun.

$$(\psi_A(t) - \psi_B(t)) = 0$$

$$\psi_A(t) = \psi_B(t) \quad (\text{EK-2.3})$$

$$A \sin(\omega t + \phi) = A \sin(\omega t + \phi - \frac{2\pi}{3}) + \varepsilon \quad (\text{EK-2.4})$$

$$A \sin(\omega t + \phi) - A \sin(\omega t + \phi) \cos \frac{2\pi}{3} + A \cos(\omega t + \phi) \sin \frac{2\pi}{3} = \varepsilon \quad (\text{EK-2.5})$$

$$A \sin(\omega t + \phi) + \frac{A}{2} \sin(\omega t + \phi) + \frac{A\sqrt{3}}{2} \cos(\omega t + \phi) = \varepsilon \quad (\text{EK-2.6})$$

$$\frac{3A}{2} \sin(\omega t + \phi) + \frac{A\sqrt{3}}{2} \cos(\omega t + \phi) = \varepsilon \quad (\text{EK-2.7})$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega t + \phi) + \frac{1}{2} \cos(\omega t + \phi) = \frac{\sqrt{3}\varepsilon}{3A} \quad (\text{EK-2.8})$$

$$\sin(\omega t + \phi + \frac{\pi}{6}) = \frac{\sqrt{3}\varepsilon}{3A} \quad (\text{EK-2.9})$$

$$\begin{aligned} \omega t + \phi &= -\frac{\pi}{6} + 2k\pi + \sin^{-1} \frac{\sqrt{3}\varepsilon}{3A}, \\ &= \frac{5\pi}{6} + 2k\pi - \sin^{-1} \frac{\sqrt{3}\varepsilon}{3A} \end{aligned} \quad (\text{EK-2.10})$$

$k=0$ değeri için t_1 ev t_2 sürelerinde;

$$\omega t_1 + \phi = -\frac{\pi}{6} + \sin^{-1} \frac{\sqrt{3}\varepsilon}{3A} \quad (\text{EK-2.11})$$

$$wt_2 + \phi = \frac{5\pi}{6} - \sin^{-1} \frac{\sqrt{3}\epsilon}{3A} \quad (\text{EK-2.12})$$

$$\psi_1 = \psi_A(t_1) = \psi_B(t_1) = A \sin\left(-\frac{\pi}{6} + \sin^{-1} \frac{\sqrt{3}\epsilon}{3A}\right) \quad (\text{EK-2.13})$$

$$\psi_2 = \psi_A(t_2) = \psi_B(t_2) = A \sin\left(\frac{5\pi}{6} + \sin^{-1} \frac{\sqrt{3}\epsilon}{3A}\right) \quad (\text{EK-2.14})$$

$$\psi_1 = A \sin\left(-\frac{\pi}{6}\right) \cdot \cos\left(\sin^{-1} \frac{\sqrt{3}\epsilon}{3A}\right) + A \sin\left(\sin^{-1} \frac{\sqrt{3}\epsilon}{3A}\right) \cdot \cos\left(-\frac{\pi}{6}\right) \quad (\text{EK-2.15})$$

$$\psi_1 = \frac{-3A^2}{2\sqrt{9A^2 + 3\epsilon^2}} + \frac{\epsilon}{2} \quad (\text{EK-2.16})$$

$$\psi_2 = A \sin\left(\frac{5\pi}{6}\right) \cdot \cos\left(\sin^{-1} \frac{\sqrt{3}\epsilon}{3A}\right) - A \sin\left(\sin^{-1} \frac{\sqrt{3}\epsilon}{3A}\right) \cdot \cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) \quad (\text{EK-2.17})$$

$$\psi_2 = \frac{3A^2}{2\sqrt{9A^2 + 3\epsilon^2}} + \frac{\epsilon}{2} \quad (\text{EK-2.18})$$

dc offset (ϵ)'i hesaplayacak olursak;

$$\epsilon = \psi_1 + \psi_2 \quad (\text{EK-2.19})$$

diğer bir deyişle rotor akılarının kesiştiği noktalardaki akı değerlerinin toplamı bize dc offset'i verecektir.

$$|\psi_2| + |\psi_1| = \frac{3A^2}{\sqrt{9A^2 + 3\epsilon^2}} = \psi_2 - \psi_1 = \psi_T \quad (\text{EK-2.20})$$

ϵ değerinin yukarıdaki denklemde yerine konulması ile;

$$3A^2 = (\psi_2 - \psi_1) \sqrt{9A^2 + 3(\psi_1 + \psi_2)^2} \quad (\text{EK-2.21})$$

$$A^4 = (\psi_2 - \psi_1)^2 \cdot (9A^2 + 3(\psi_1 + \psi_2)^2) \quad (\text{EK-2.22})$$

$$3A^4 - 3(\psi_2 - \psi_1)^2 A^2 - (\psi_2 - \psi_1)^2 (\psi_1 + \psi_2)^2 = 0 \quad (\text{EK-2.23})$$

Elde edilen ikinci dereceden denklemin köklerini bulacak olursak, bu köklerden pozitif olanı bize rotor akısının genliği olan A 'nın değerini verecektir.

$$A = \frac{\psi_2 - \psi_1}{\sqrt{2}} \left[1 + \sqrt{1 + \frac{4(\psi_1 + \psi_2)^2}{3(\psi_1 - \psi_2)^2}} \right]^{1/2} \quad (\text{EK-2.24})$$

$$A = \frac{\psi_T}{\sqrt{2}} \left[1 + \sqrt{1 + \frac{4\varepsilon^2}{3\psi_T^2}} \right]^{1/2} \quad (\text{EK-2.25})$$



EK-3 DENEY SETİNDE KULLANILAN TEST MOTORUNUN PARAMETRELERİ

Nominal Güç: 3 Hp, 4 kutup

Nominal Gerilim: 380V, Y bağlı

Stator Direnci(25°C): 2.8 Ohm

Stator Kaçak Endüktansı: 15.1 mH

Rotor Direnci(25°C): 2.2 Ohm (statora indirgenmiş)

Rotor Kaçak Endüktansı: 15.1 mH (statora indirgenmiş)

Karşılıklı Endüktans: 215.1 mH



EK-4 YAPAY SİNİR AĞININ AĞIRLIK MATRİSLERİ

$$w1 = \begin{bmatrix} -0.2622 & 1.0752 \\ 1.6339 & -1.1688 \end{bmatrix}$$

$$w2 = \begin{bmatrix} 0.6741 & 0.1288 \\ 12.7230 & 8.0556 \\ -3.4185 & -0.0763 \\ 9.7657 & 8.4856 \\ 29.9680 & 5.9591 \\ 17.2501 & 21.9108 \end{bmatrix}$$

$$w3 = \begin{bmatrix} 2.8434 & 0.3001 & -11.1614 & -3.1028 & 0.0095 & 3.8638 \\ -3.1265 & -1.4689 & 0.9303 & 13.4968 & -0.0506 & -2.9110 \end{bmatrix}$$

$$b1 = \begin{bmatrix} 0.6839 \\ -0.9569 \end{bmatrix}$$

$$b2 = \begin{bmatrix} 0.6797 \\ -1.6476 \\ 4.7183 \\ 1.6853 \\ -17.3339 \\ 7.7059 \end{bmatrix}$$

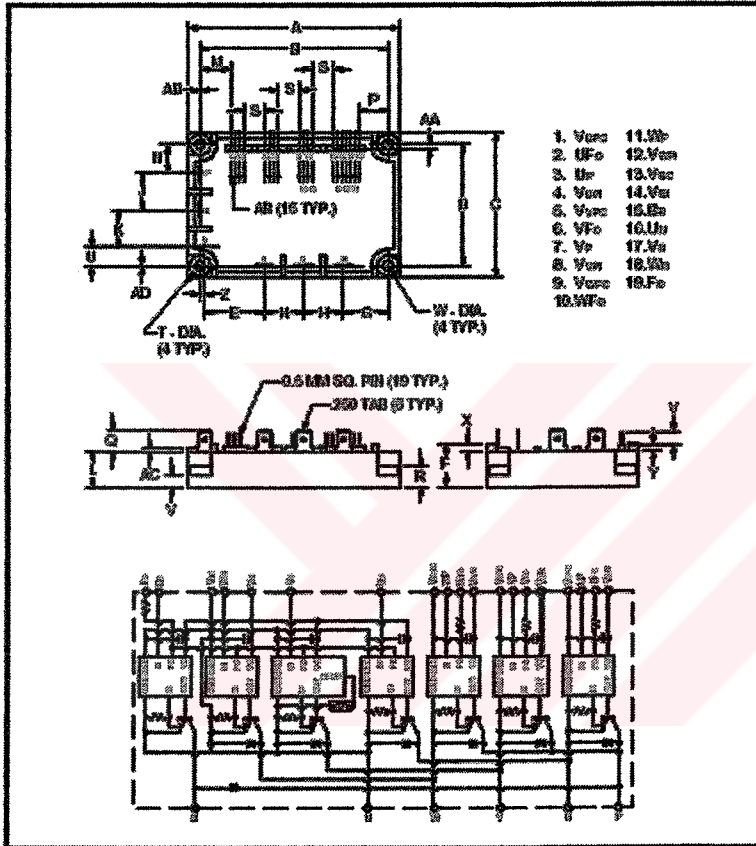
$$b3 = \begin{bmatrix} 7.9668 \\ -7.2288 \end{bmatrix}$$

EK-5 DENEY SETİNDE KULLANILAN LEM MODÜL, IPM VE IPM GÜÇ KAYNAĞI HİBRİD ENTEGRELERİNİN KATALOG BİLGİLERİ

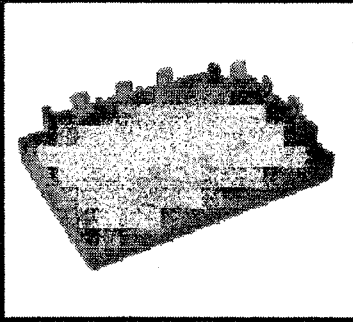
MITSUBISHI INTELLIGENT POWER MODULES

PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE



Outline Drawing and Circuit Diagram



Description:

Mitsubishi Intelligent Power Modules are isolated base modules designed for power switching applications operating at frequencies to 20 kHz. Built-in control circuits provide optimum gate drive and protection for the IGBT and free-wheel diode power devices.

Features:

- ☐ Complete Output Power Circuit
- ☐ Gate Drive Circuit
- ☐ Protection Logic
 - Short Circuit
 - Over Current
 - Over Temperature
 - Under Voltage

Applications:

- ☐ Inverters
- ☐ UPS
- ☐ Motion/Servo Control
- ☐ Power Supplies

Ordering Information:

Example: Select the complete part number from the table below -i.e. PM25RSB120 is a 1200V, 25 Ampere Intelligent Power Module.

Type	Current Rating Ampere	V _{CE} Volts (x 10)
PM	25	120

Dimensions	Inches	Millimeters
A	3.95 ± 0.04	100.5 ± 1.0
B	3.48 ± 0.02	88.5 ± 0.5
C	2.76 ± 0.04	70.0 ± 1.0
D	2.30 ± 0.02	58.5 ± 0.5
E	1.101 ± 0.02	30.25 ± 0.5
F	0.83	21.0
G	0.75	19.0
H	0.73	18.5
J	0.71	18.0
K	0.69	17.5
L	0.67	17.0
M	0.581	14.76
N	0.541	13.75
P	0.541	13.74

Dimensions	Inches	Millimeters
Q	0.41	10.5
R	0.39	10.0
S	0.394 ± 0.010	10.00 ± 0.25
T	0.39 Dia.	Dia. 10.0
U	0.364	9.25
V	0.24	6.0
W	0.18 Dia.	Dia. 4.5
X	0.16	4.0
Y	0.12	3.0
Z	0.88 ± 0.02	2.25 ± 0.5
AA	0.088 ± 0.02	2.18 ± 0.5
AB	0.079 ± 0.010	2.00 ± 0.25
AC	0.06	1.5
AD	0.01 ± 0.02	0.25 ± 0.5

PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

Absolute Maximum Ratings, $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified

	Symbol	Ratings	Units
Power Device Junction Temperature	T_J	-20 to 150	$^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-40 to 125	$^{\circ}\text{C}$
Case Operating Temperature	T_C	-20 to 100	$^{\circ}\text{C}$
Mounting Torque, M4 Mounting Screws	—	0.98 ~ 1.47	N · m
Module Weight (Typical)	—	330	Grams
Supply Voltage Protected by OC and SC ($V_D = 13.5 - 16.5\text{V}$, Inverter Part, $T_J = 125^{\circ}\text{C}$)	$V_{\text{CC(prot.)}}$	800	Volts
Isolation Voltage (Main Terminal to Baseplate, AC 1 min.)	V_{iso}	2500	Vrms

Control Sector

Supply Voltage (Applied between $V_{\text{UP1}}-V_{\text{UPC}}$, $V_{\text{VP1}}-V_{\text{VPC}}$, $V_{\text{WP1}}-V_{\text{WPC}}$, $V_{\text{NI}}-V_{\text{NC}}$)	V_D	20	Volts
Input Voltage (Applied between U_p-V_{UPC} , V_p-V_{VPC} , W_p-V_{WPC} , U_N-V_N , W_N-B , V_{NC})	V_{CIN}	20	Volts
Fault Output Supply Voltage Applied between ($U_{\text{FO}}-V_{\text{UPC}}$, $V_{\text{FO}}-V_{\text{VPC}}$, $W_{\text{FO}}-V_{\text{WPC}}$, F_O-V_{NC})	V_{FO}	20	Volts
Fault Output Current (Sink Current at U_{FO} , V_{FO} , W_{FO} and F_O Terminal)	I_{FO}	20	mA

IGBT Inverter Sector

Collector-Emitter Voltage ($V_D = 15\text{V}$, $V_{\text{CIN}} = 15\text{V}$)	V_{CES}	1200	Volts
Collector Current, ($T_C = 25^{\circ}\text{C}$)	I_C	25	Ampere
Peak Collector Current, ($T_C = 25^{\circ}\text{C}$)	I_{CP}	50	Ampere
Supply Voltage (Applied between P - N)	V_{CC}	900	Volts
Supply Voltage, Surge (Applied between P - N)	$V_{\text{CC(surge)}}$	1000	Volts
Collector Dissipation	P_C	132	Watts

Brake Sector

Collector-Emitter Voltage	V_{CES}	1200	Volts
Collector Current, ($T_C = 25^{\circ}\text{C}$)	I_C	10	Ampere
Peak Collector Current, ($T_C = 25^{\circ}\text{C}$)	I_{CP}	20	Ampere
Supply Voltage (Applied between P - N)	V_{CC}	900	Volts
Supply Voltage, Surge (Applied between P - N)	$V_{\text{CC(surge)}}$	1000	Volts
Collector Dissipation	P_C	62	Watts
Diode Forward Current	I_F	10	Ampere
Diode DC Reverse Voltage	$V_{\text{R(DC)}}$	1200	Volts

PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

Electrical and Mechanical Characteristics, $T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Control Sector						
Over Current Trip Level Inverter Part	OC	$-20^\circ\text{C} \leq T \leq 125^\circ\text{C}$, $V_D = 15\text{V}$	32	62	—	Amperes
Over Current Trip Level Brake Part			15	30	—	Amperes
Short Circuit Trip Level Inverter Part	SC	$-20^\circ\text{C} \leq T \leq 125^\circ\text{C}$, $V_D = 15\text{V}$	—	101	—	Amperes
Short Circuit Trip Level Brake Part			—	41	—	Amperes
Over Current Delay Time	$t_{\text{off(OC)}}$	$V_D = 15\text{V}$	—	10	—	μs
Over Temperature Protection	OT	Trip Level	111	118	125	$^\circ\text{C}$
	OT_r	Reset Level	—	100	—	$^\circ\text{C}$
Supply Circuit Under Voltage Protection	UV	Trip Level	11.5	12.0	12.5	Volts
	UV_r	Reset Level	—	12.5	—	Volts
Supply Voltage	V_D	Applied between V_{UP1} - V_{UPC} , V_{VP1} - V_{VPC} , V_{WP1} - V_{WPC} , V_{N1} - V_{NC}	13.5	15	16.5	Volts
Circuit Current	I_D	$V_D = 15\text{V}$, $V_{CIN} = 15\text{V}$, V_{N1} - V_{NC}	—	44	60	mA
		$V_D = 15\text{V}$, $V_{CIN} = 15\text{V}$, V_{XP1} - V_{XPC}	—	13	18	mA
Input ON Threshold Voltage	$V_{th(on)}$	Applied between	1.2	1.5	1.8	Volts
Input OFF Threshold Voltage	$V_{th(off)}$	U_P - V_{UPC} , V_P - V_{VPC} , W_P - V_{WPC} , U_N - V_{NC} , V_N - V_{VNC} , W_N - V_{WNC} , B_r - V_{BNC}	1.7	2.0	2.3	Volts
PWM Input Frequency	f_{PWM}	3- ϕ Sinusoidal	—	15	20	kHz
Fault Output Current	$I_{FO(H)}$	$V_D = 15\text{V}$, $V_{FO} = 15\text{V}$	—	—	0.01	mA
	$I_{FO(L)}$	$V_D = 15\text{V}$, $V_{FO} = 15\text{V}$	—	10	15	mA
Minimum Fault Output Pulse Width	t_{FO}	$V_D = 15\text{V}$	1.0	1.8	—	ms

PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

Electrical and Mechanical Characteristics, $T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
IGBT Inverter Sector						
Collector Cutoff Current	I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}, T_J = 25^{\circ}\text{C}$	—	—	1.0	mA
		$V_{CE} = V_{CES}, T_J = 125^{\circ}\text{C}$	—	—	10	mA
Emitter-Collector Voltage	V_{EC}	$-I_C = 25\text{A}, V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 5\text{V}$	—	2.5	3.5	Volts
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 25\text{A}$	—	2.5	3.5	Volts
		$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 25\text{A},$ $T_J = 125^{\circ}\text{C}$	—	2.2	3.2	Volts
Inductive Load Switching Times	t_{on}	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0 \leftrightarrow 15\text{V}$ $V_{CC} = 600\text{V}, I_C = 25\text{A}$ $T_J = 125^{\circ}\text{C}$	0.5	1.0	2.5	μs
	t_r		—	0.15	0.3	μs
	$t_{Q(on)}$		—	0.4	1.0	μs
	t_{off}		—	2.0	3.0	μs
	$t_{Q(off)}$		—	0.7	1.2	μs
Brake Sector						
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 10\text{A},$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	—	2.6	3.8	Volts
		$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 10\text{A},$ $T_J = 125^{\circ}\text{C}$	—	2.5	3.5	Volts
Diode Forward Voltage	V_{FM}	$-I_C = 10\text{A}, V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 5\text{V}$	—	2.5	3.5	Volts
Collector Cutoff Current	I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}, T_J = 25^{\circ}\text{C}$	—	—	1	mA
		$V_{CE} = V_{CES}, T_J = 125^{\circ}\text{C}$	—	—	10	mA

PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

Thermal Characteristics

Characteristic	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
Junction to Case Thermal Resistance	$R_{th(j-c)Q}$	Each Inverter IGBT	—	—	0.95	$^{\circ}\text{C/Watt}$
	$R_{th(j-c)F}$	Each Inverter FWDi	—	—	2.5	$^{\circ}\text{C/Watt}$
	$R_{th(s-f)Q}$	Each Brake IGBT	—	—	2.0	$^{\circ}\text{C/Watt}$
	$R_{th(s-f)F}$	Each Brake FWDi	—	—	2.5	$^{\circ}\text{C/Watt}$
Contact Thermal Resistance	$R_{th(c-f)}$	Case to Fin Per Module, Thermal Grease Applied	—	—	0.036	$^{\circ}\text{C/Watt}$

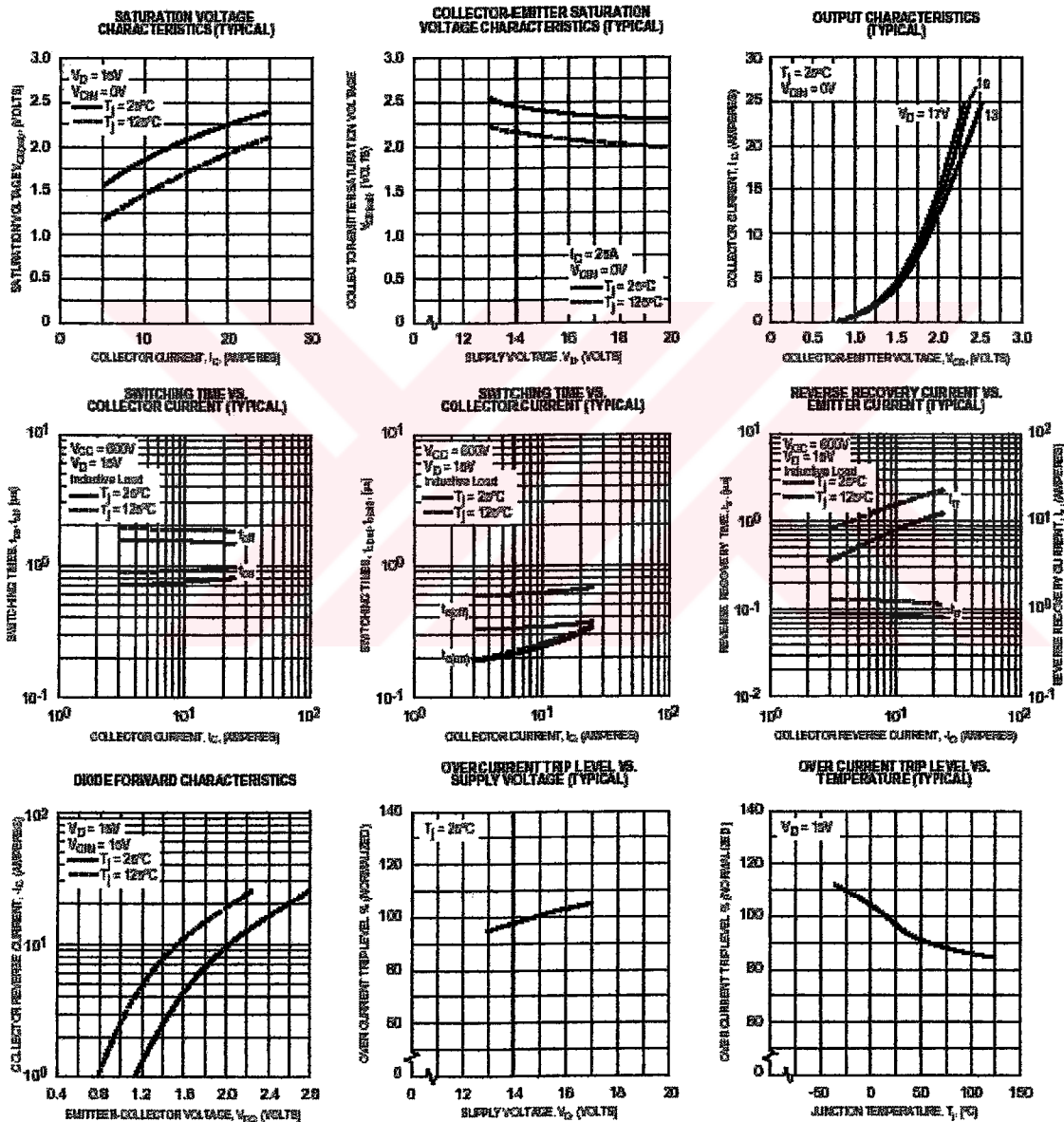
Recommended Conditions for Use

Characteristic	Symbol	Condition	Value	Units
Supply Voltage	V_{CC}	Applied across P-N Terminals	0 – 800	Volts
	V_D	Applied between V_{Up1} - V_{UpC} , V_{N1} - V_{NC} , V_{Wp1} - V_{WpC} , V_{Wp1} - V_{WpC}	15 ± 1.5	Volts
Input ON Voltage	$V_{CIN(on)}$	Applied between	0 – 0.8	Volts
Input OFF Voltage	$V_{CIN(off)}$	$U_p, V_p, W_p, U_N, V_N, W_N, E_f$	$4.0 - V_D$	Volts
PWM Input Frequency	f_{PWM}	Using Application Circuit	5 – 20	kHz
Minimum Dead Time	t_{dead}	Input Signal	≥ 2.5	μs

PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

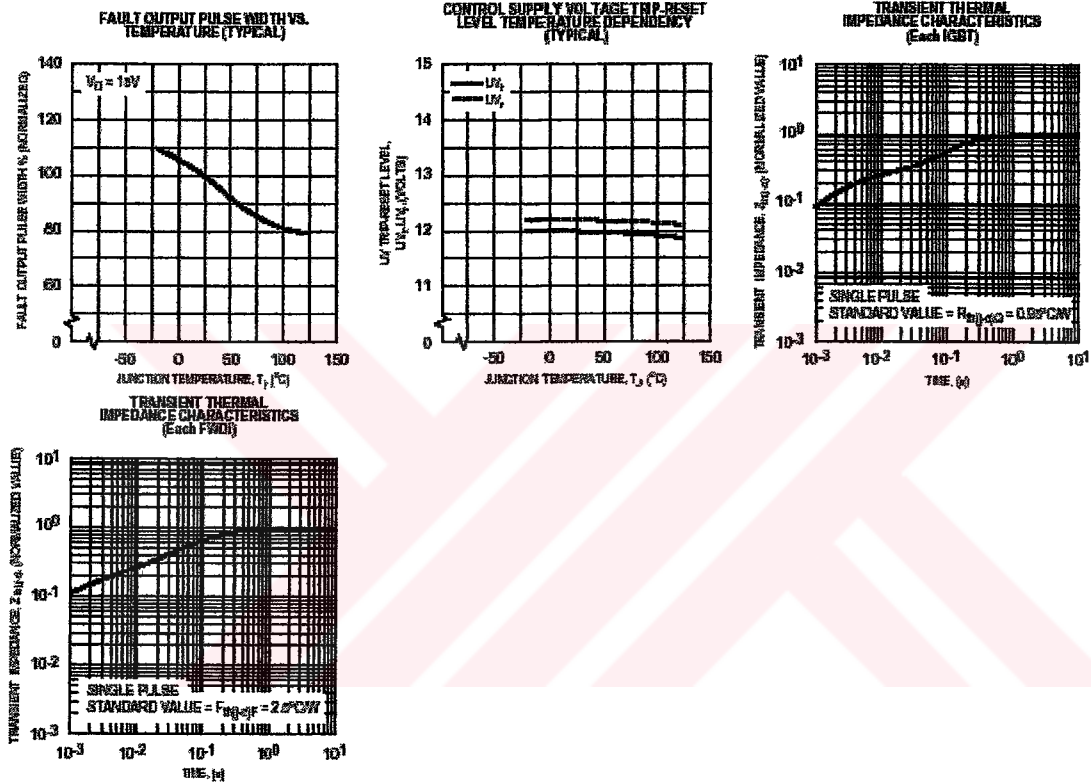
Inverter Part



PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

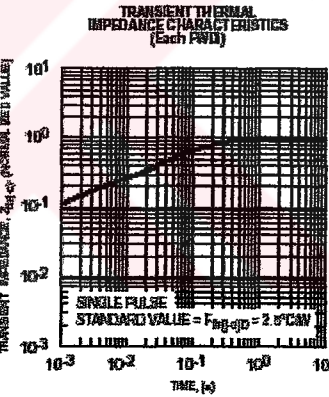
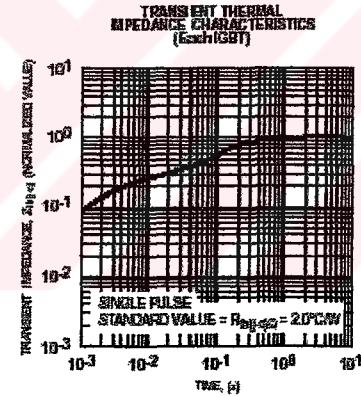
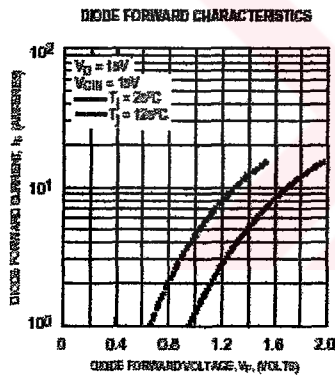
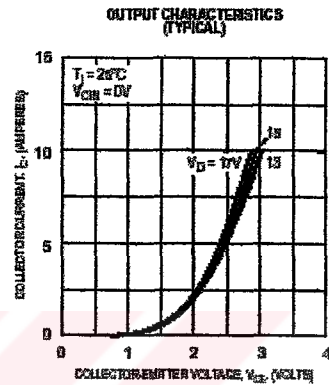
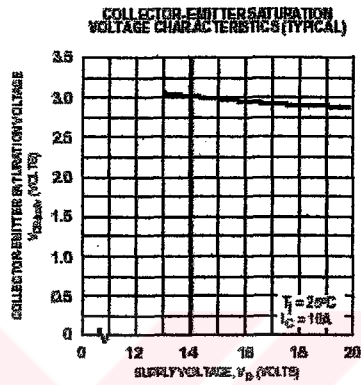
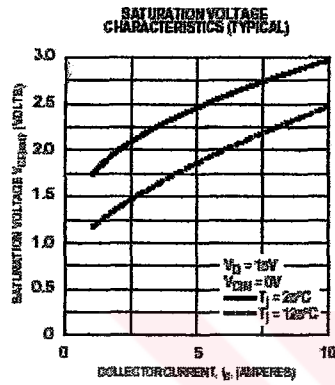
Inverter Part



PM25RSB120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

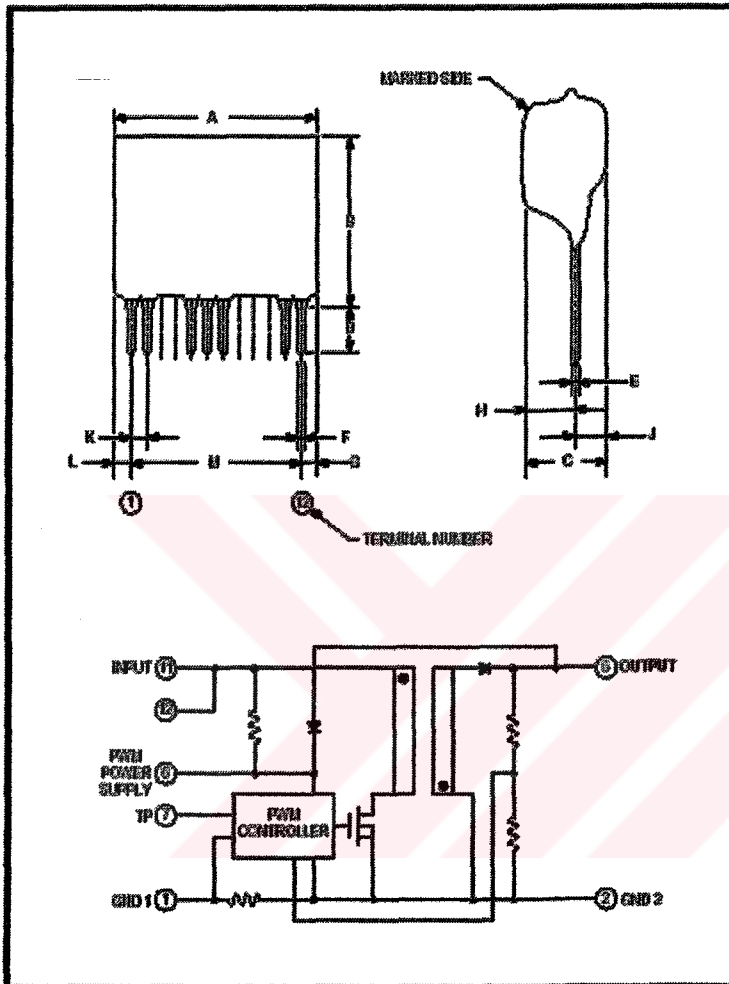
Brake Part



MITSUBISHI HYBRID ICs

M57120L

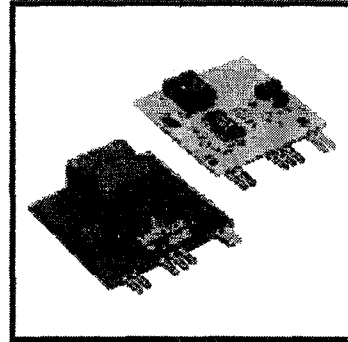
HIGH VOLTAGE INPUT dc-dc CONVERTER



Outline Drawing and Circuit Diagram

Dimensions	Inches	Millimeters
A	1.46	37.0 MAX
B	1.46	39.0 MAX
C	.63	16.0 MAX
D	.18±.06	4.5±1.5
E	.01±.01	0.38±0.2
F	.02±0.004	0.55±0.1

Dimensions	Inches	Millimeters
G	0.16	4.0 MAX
H	0.37	9.5 MAX
J	0.26	6.5 MAX
K	0.1	2.54
L	.2	5.0 MAX
M	1.1	27.94



Description:

M57120L is a non-isolated DC-to-DC converter with a built-in transformer. Wide range of input voltage (DC 113V-400V) enables direct connection to rectified 120V and 240V AC. This device is best suited for use as a pre-regulator for standard DC-to-DC converters.

Features:

- ☐ Wide Range of Input Source Voltage (113V-400V DC)
- ☐ Built-in Surface-mount Transformer
- ☐ SIP Structure Enables Efficient use of PCB Area

Applications:

- ☐ Power Source for Standard DC-to-DC Converters
- ☐ Pre-regulator

Ordering Information:

M57120L

Sep. 1998

M57120L

HIGH VOLTAGE INPUT dc-dc CONVERTER

Absolute Maximum Ratings, $T_a = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

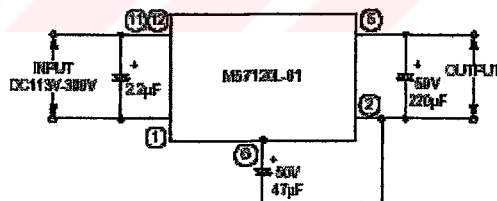
Characteristics	Symbol	Test Conditions	M57120L	Units
Input Voltage	V_{IN}	11, 12-1 pin	300	Volts
Operating Temperature	T_{opr}	There Should be	-10 ~ +75	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	No Condensation	-20 ~ +85	$^\circ\text{C}$
Output Power	P_{OW}	—	4.4	Watts

Electrical Characteristics, $V_{IN} = 280\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

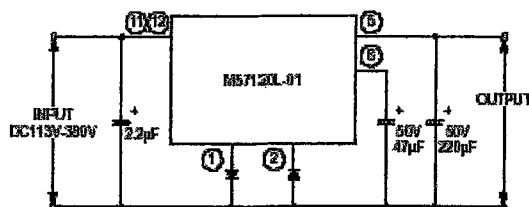
Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Input Source Voltage	V_{IN}	Direct Current	113	280	300	Volts
Circuit Current	I_B	$V_{IN} = 113\text{V}$	—	5.4	6.0	mA
		$V_{IN} = 280\text{V}$	—	4.9	5.5	mA
		$V_{IN} = 300\text{V}$	—	5.3	5.9	mA
Output Voltage	V_O	$I_L = 0 \sim 200\text{mA}$	18	20	22	Volts
Load Current	I_L	$V_{IN} = 113 \sim 300\text{V}$	—	200	220	mA
Input Regulation	Reg-in	$V_{IN} = 113 \sim 300\text{V}$	—	-0.8	-1.4	Volts
Output Regulation	Reg-out	$I_L = 0 \sim 200\text{mA}$	—	1.2	2.0	Volts

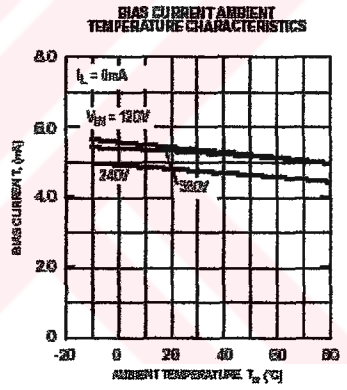
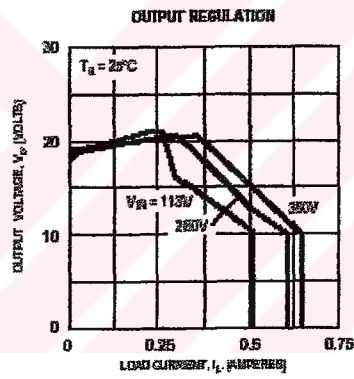
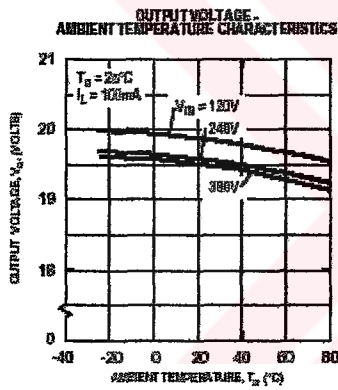
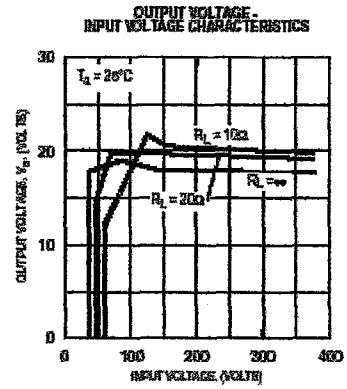
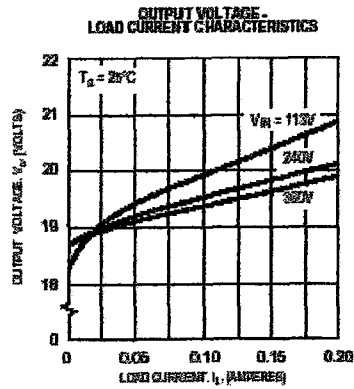
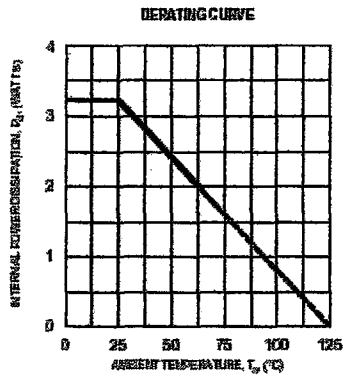
Application Circuit

WHEN INPUT-OUTPUT GND ARE SEPARATED



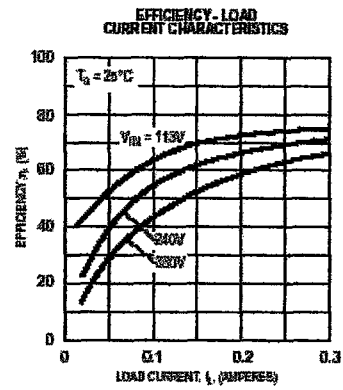
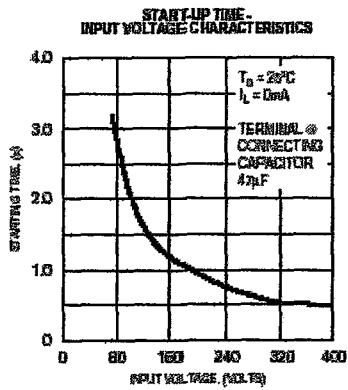
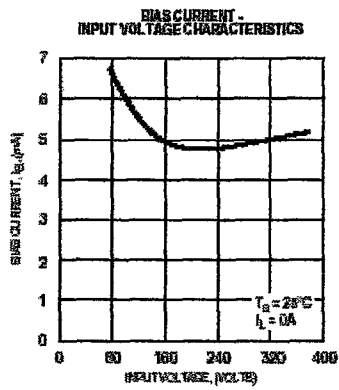
WHEN INPUT-OUTPUT GND ARE NOT SEPARATED





M57120L

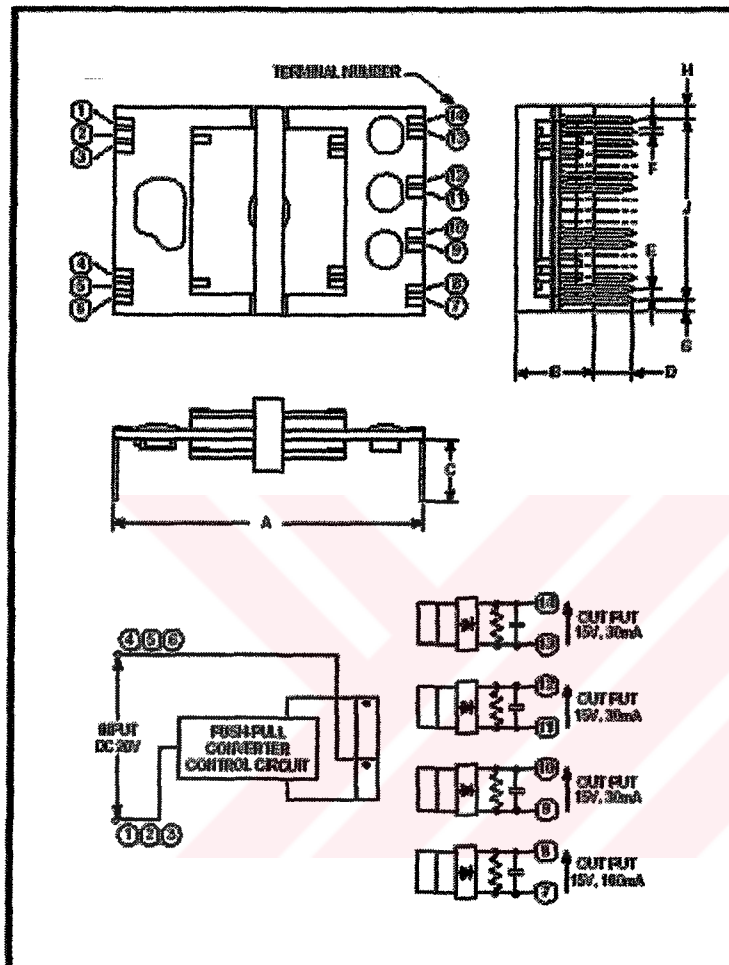
HIGH VOLTAGE INPUT dc-dc CONVERTER



MITSUBISHI HYBRID ICs

M57140-01

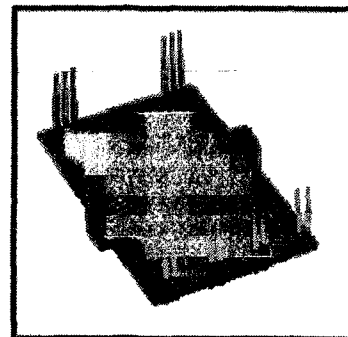
IPM POWER SUPPLY HYBRID IC



Outline Drawing and Circuit Diagram

Dimensions	Inches	Millimeters
A	2.03	51.5
B	0.71	18.0 MAX
C	.30±.06	12.5±1.5
D	.18±.06	4.5±1.5
E	0.07	1.8

Dimensions	Inches	Millimeters
F	0.02	0.55
G	0.06	2.1
H	0.08	2.1
J	1.13	28.8



Description:

M57140-01 is an isolated DC-to-DC converter designed to drive IPMs (Intelligent Power Modules). With an input of DC 20V, the module supplies four 15V outputs. Isolation is provided from primary to secondary and also between the secondaries. Interwinding isolation is designed for driving the IPM.

Features:

- ☐ Output Specification:
+15V x 4, Total 3W max.
- ☐ Primary-to-secondary Isolation:
2500 VRMS, One Minute
- ☐ Secondary-to-secondary
Isolation Voltage:
1500 VRMS, One Minute
- ☐ Compact, Low Profile Design

Applications:

- ☐ IPMs for General Purpose
Inverter and AC Servo
- ☐ Power Source for MOSFET
Driving Circuits

Ordering Information:

M57140-01

Sep. 1998



M57140-01

IPM POWER SUPPLY HYBRID IC

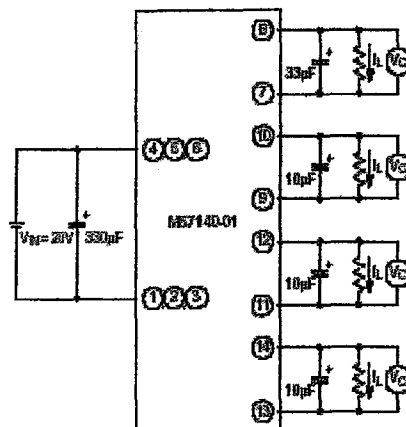
Absolute Maximum Ratings, $V_{IN} = 20V$, $T_a = 25^\circ C$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	M57140-01	Units
Input Voltage	V_{IN}	Terminals (4), (5), (8)-(1), (2), (3)	25	Volts
Load Current	I_L	Terminals (14)-(13), (12)-(11), (10)-(9)	30	mA
		Terminals (8)-(7)	100	mA
Operating Temperature	T_{opr}	There Should be	-10 ~ +75	$^\circ C$
Storage Temperature	T_{sta}	No Condensation	-20 ~ +85	$^\circ C$
Internal Power Dissipation	P_d	-	1.5	Watts
Primary-to-Secondary Isolation		1 Minute	2500	V_{rms}
Secondary-to-Secondary Isolation		1 Minute	1500	V_{rms}

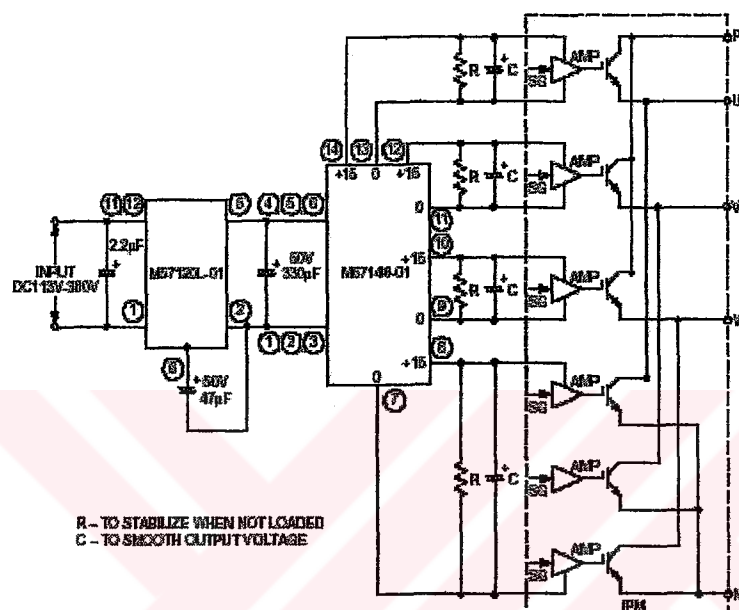
Electrical Characteristics, $V_{IN} = 20V$, $T_a = 25^\circ C$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Input Source Voltage	V_{IN}	Direct Current	18	20	22	Volts
Output Voltage	V_O	Between Pins (10)-(9), (12)-(11), (14)-(13) $I_L = 30mA$	13.5	15.0	16.5	Volts
		Between Pins (8)-(7) $I_L = 100mA$	13.5	15.0	16.5	Volts
Peak Load Current	I_{LP}	Between Pins (10)-(9), (12)-(11), (14)-(13)	-	33	-	mA
		Between Pins (8)-(7)	-	110	-	mA
Load Regulation	Reg-out	Between Pins (10)-(9), (12)-(11), (14)-(13) $I_L = 0 - 30mA$	-	5	10	%
		Between Pins (8)-(7) $I_L = 0 - 100mA$	-	7	12	%
Efficiency	η	Between Pins (10)-(9), (12)-(11), (14)-(13) $I_L = 30mA$	-	70	-	%
		Between Pins (8)-(7) $I_L = 100mA$	-	70	-	%

Application Circuit

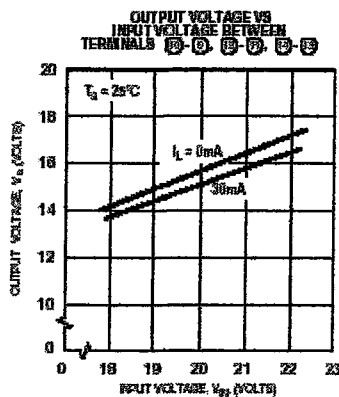
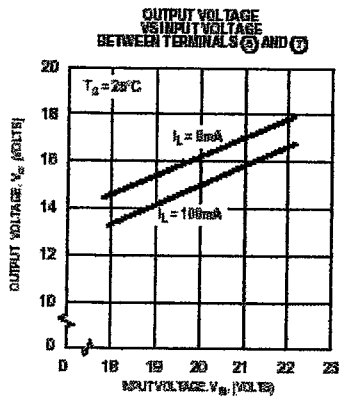
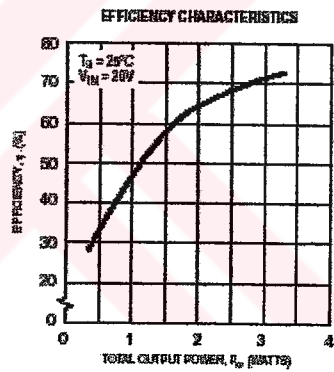
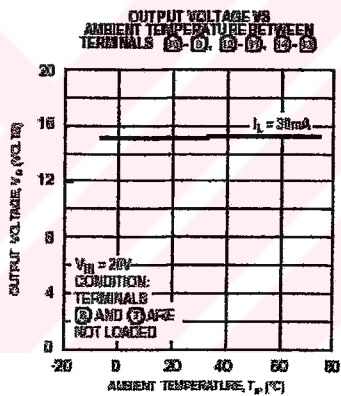
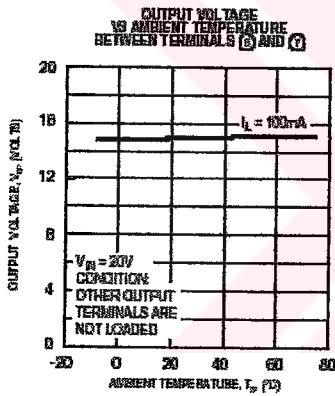
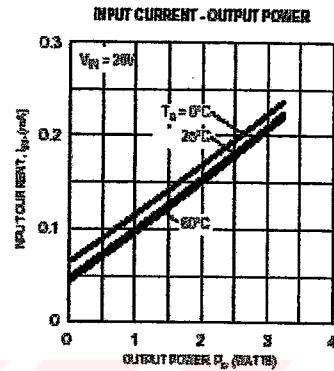
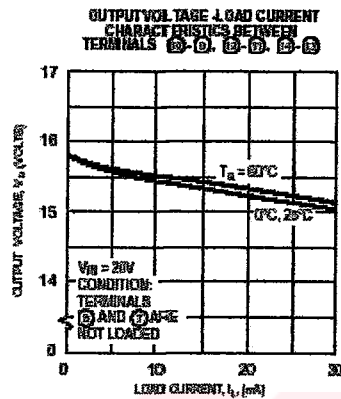
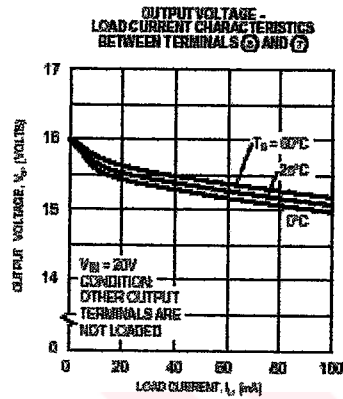


Application Circuit

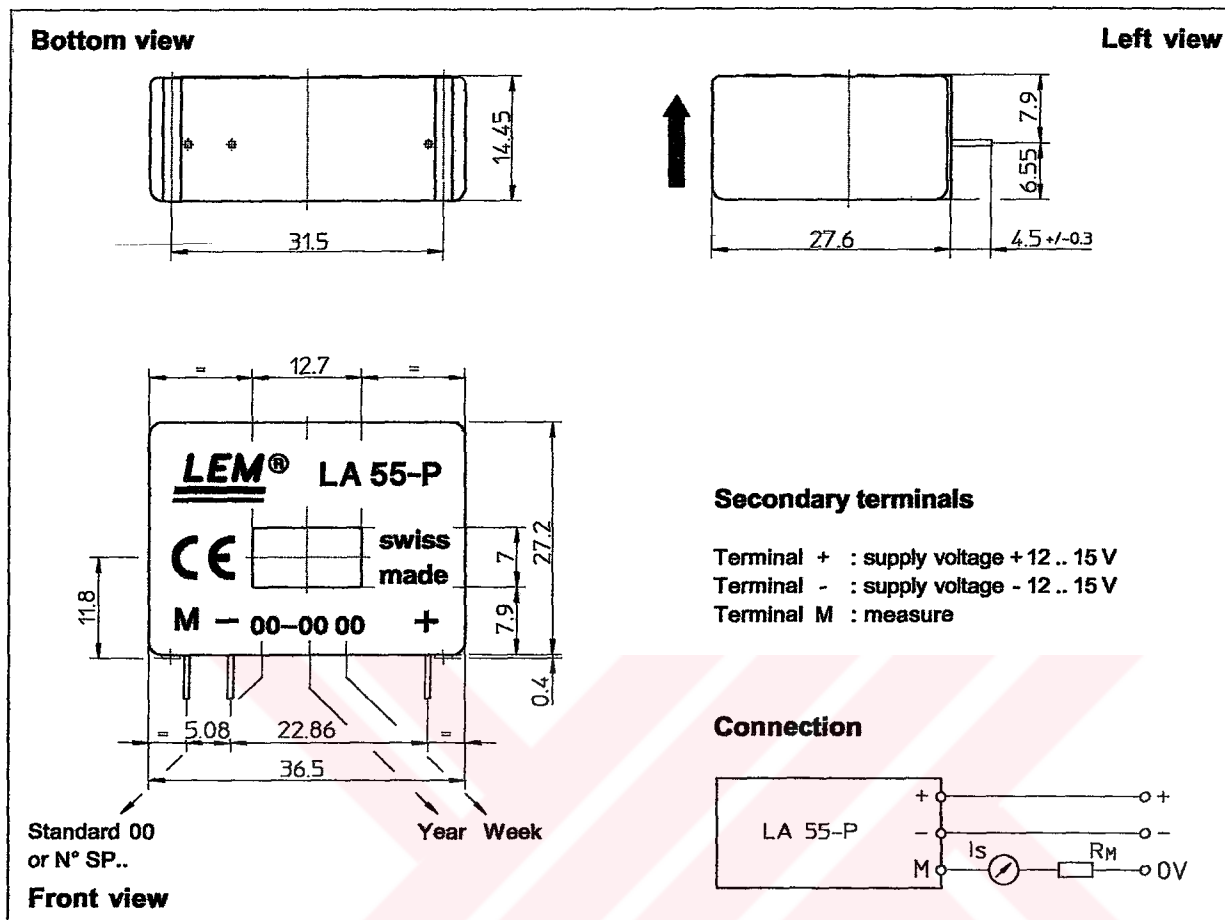


Handling Precautions:

- When M57140-01 is used under excessive load condition, output side rectifying diodes will be destroyed. Care should be exercised so as not to operate the device above the rated maximum load current.
- Coating Materials should not be applied on this device because the application of coating materials for waterproofing could cause a stress and destroy a device.



Dimensions LA 55-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Mechanical characteristics

- General tolerance: ± 0.2 mm
- Primary through-hole: 12.7 x 7 mm
- Fastening & connection of secondary: 3 pins
- Recommended PCB hole: 0.63 x 0.56 mm
- Recommended PCB hole: 0.9 mm

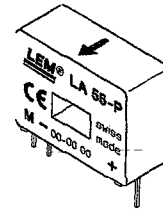
Remarks

- I_s is positive when I_p flows in the direction of the arrow.
- Temperature of the primary conductor should not exceed 90°C.
- Dynamic performances (di/dt and response time) are best with a single bar completely filling the primary hole.
- In order to achieve the best magnetic coupling, the primary windings have to be wound over the top edge of the device.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

Current Transducer LA 55-P

$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	50	A																								
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 70	A																								
R_M	Measuring resistance @	<table> <tr> <th></th><th></th><th>$T_A = 70^\circ\text{C}$</th><th>$T_A = 85^\circ\text{C}$</th></tr> <tr> <th></th><th></th><th>R_{Mmin} R_{Mmax}</th><th>R_{Mmin} R_{Mmax}</th></tr> <tr> <td>with $\pm 12 \text{ V}$</td><td>@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$</td><td>10 100</td><td>60 95 Ω</td></tr> <tr> <td></td><td>@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$</td><td>10 50</td><td>60¹⁾ 60¹⁾ Ω</td></tr> <tr> <td>with $\pm 15 \text{ V}$</td><td>@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$</td><td>50 160</td><td>135 155 Ω</td></tr> <tr> <td></td><td>@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$</td><td>50 90</td><td>135²⁾ 135²⁾ Ω</td></tr> </table>				$T_A = 70^\circ\text{C}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$			R_{Mmin} R_{Mmax}	R_{Mmin} R_{Mmax}	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	10 100	60 95 Ω		@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	10 50	60 ¹⁾ 60 ¹⁾ Ω	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	50 160	135 155 Ω		@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	50 90	135 ²⁾ 135 ²⁾ Ω
		$T_A = 70^\circ\text{C}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$																								
		R_{Mmin} R_{Mmax}	R_{Mmin} R_{Mmax}																								
with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	10 100	60 95 Ω																								
	@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	10 50	60 ¹⁾ 60 ¹⁾ Ω																								
with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	50 160	135 155 Ω																								
	@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	50 90	135 ²⁾ 135 ²⁾ Ω																								
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	50	mA																								
K_N	Conversion ratio	1 : 1000																									
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 15$	V																								
I_C	Current consumption	$10 (@ \pm 15 \text{ V}) + I_S$	mA																								
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV																								

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.65	%
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.90	%
E_L	Linearity		< 0.15	%
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		Typ	Max
I_{OM}	Residual current ³⁾ @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$			± 0.2 mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	$0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 0.1	± 0.5 mA
		$-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	± 0.1	± 0.6 mA
t_{Ta}	Reaction time @ 10 % of I_{Pmax}		< 500	ns
t_r	Response time @ 90 % of I_{Pmax}		< 1	μs
di/dt	di/dt accurately followed		> 200	A/ μs
f	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC .. 200	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	$-25 \dots +85$	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	$-40 \dots +90$	$^\circ\text{C}$
R_S	Secondary coil resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	80 Ω
		$T_A = 85^\circ\text{C}$	85 Ω
m	Mass	18	g
	Standards ⁴⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Measuring range limited to $\pm 60 \text{ A}_{max}$
²⁾ Measuring range limited to $\pm 55 \text{ A}_{max}$
³⁾ Result of the coercive field of the magnetic circuit
⁴⁾ A list of corresponding tests is available

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

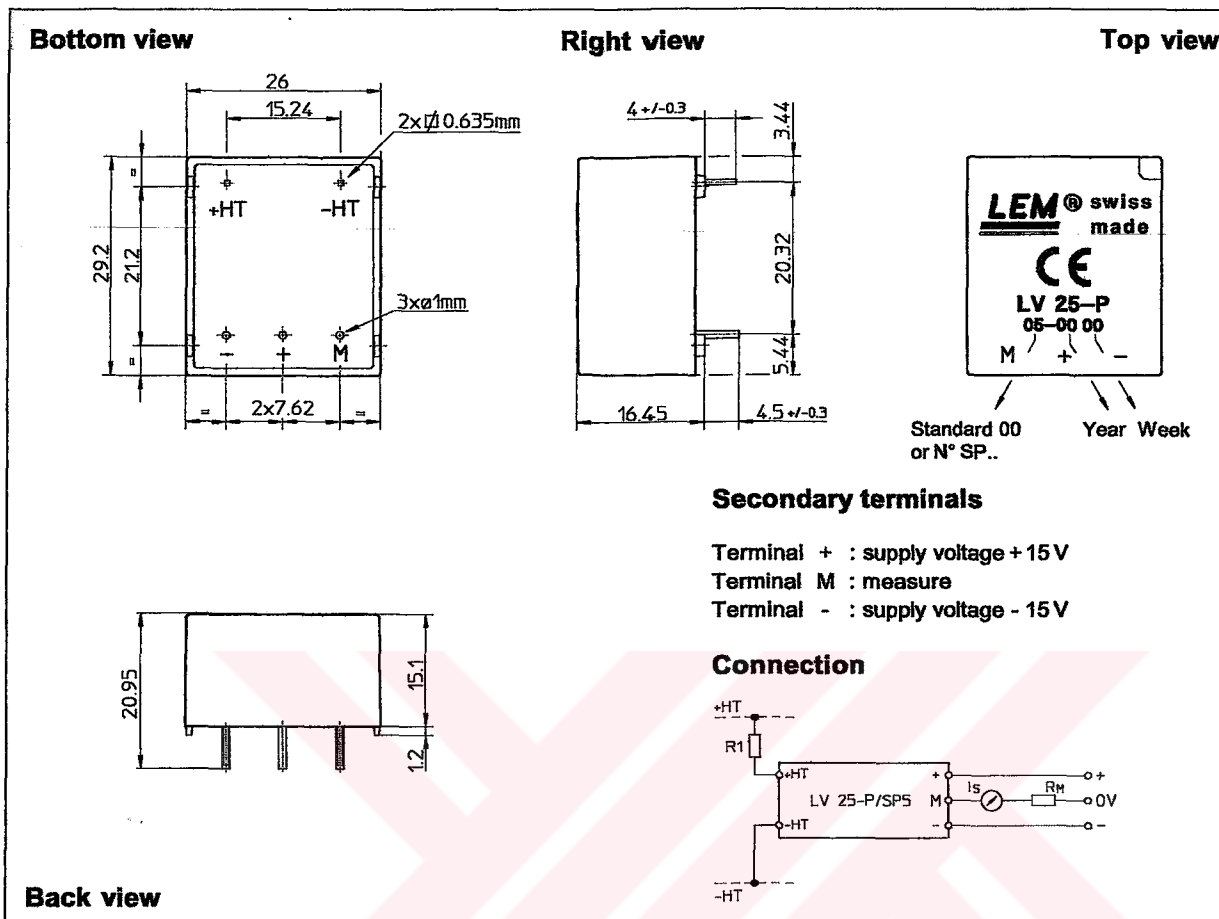
- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

980706/8

Dimensions LV 25-P/SP5 (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Mechanical characteristics

Remark

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 2 pins
0.635 x 0.635 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins $\varnothing 1$ mm
- Recommended PCB hole 1.2 mm

- I_s is positive when V_p is applied on terminal +HT.

Instructions for use of the voltage transducer model LV 25-P/SP5

Primary resistor R_1 : the transducer's optimum accuracy is obtained at the nominal primary current. As far as possible, R_1 should be calculated so that the nominal voltage to be measured corresponds to a primary current of 10 mA.

Example: Voltage to be measured $V_{PN} = 250$ V

- | | |
|--|---|
| a) $R_1 = 25$ k Ω /2.5 W, $I_p = 10$ mA | Accuracy = ± 0.8 % of V_{PN} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$) |
| b) $R_1 = 50$ k Ω /1.25 W, $I_p = 5$ mA | Accuracy = ± 1.6 % of V_{PN} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$) |

Operating range (recommended) : taking into account the resistance of the primary windings (which must remain low compared to R_1 , in order to keep thermal deviation as low as possible) and the isolation, this transducer is suitable for measuring nominal voltages from 10 to 500 V.

LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.

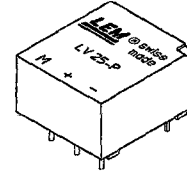
Voltage Transducer LV 25-P/SP5

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).



$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA
I_P	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 14$	mA
R_M	Measuring resistance	$R_{M \min}$ $R_{M \max}$	
	with $\pm 15 \text{ V}$		
	@ $\pm 10 \text{ mA}_{\max}$	100 340	Ω
	@ $\pm 14 \text{ mA}_{\max}$	100 180	Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000	
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	± 15	V
I_C	Current consumption	$10 + I_S$	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	4.1	kV

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.8	%
$\mathcal{E}_L$	Linearity	< 0.2	%
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ Max	
I_{OT}	Thermal drift of I_O		
	- $25^\circ\text{C} \dots + 85^\circ\text{C}$	± 0.25 ± 0.60	mA
	- $40^\circ\text{C} \dots - 25^\circ\text{C}$	± 0.30 ± 0.80	mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of $V_{P \max}$	40	μs

General data

T_A	Ambient operating temperature	- 40 $\dots$ + 85	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	- 50 $\dots$ + 90	$^\circ\text{C}$
R_P	Primary coil resistance @ $T_A = 85^\circ\text{C}$	300	Ω
R_S	Secondary coil resistance @ $T_A = 85^\circ\text{C}$	117	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50155	

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Special features

- $V_d = 4.1 \text{ kV}^{1)}$
- $T_A = - 40^\circ\text{C} \dots + 85^\circ\text{C}$.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be collected through an external resistor R_1 which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary

²⁾ $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)

³⁾ A list of corresponding tests is available

980907/2