

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MOTORUN ALAN YÖNLENDİRMELİ
KONTROLÜ İÇİN GELİŞTİRİLMİŞ METHODUN DSP İLE
KARŞILAŞTIRILMASI**

Elektrik-Elektronik Mühendisi Haluk İMAT

**FBE Elektrik Mühendisliği Ana Bilim Dalı Elektrik Makineleri ve Güç Elektronik Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Nur BEKİROĞLU (YTÜ)

İSTANBUL, 2011

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ	vi
ÇİZELGE LİSTESİ	viii
ÖNSÖZ	ix
ÖZET	x
ABSTRACT	xi
1. GİRİŞ	1
2. ASENKRON MOTORLAR	4
2.1 Asenkron Motorlara Yol Verme Yöntemleri.....	7
2.2 Asenkron Motor Hız Kontrol Yöntemleri	8
3. ASENKRON MOTOR MATEMATİKSEL MODELİ	10
3.1 Uzay Vektör Tanımı	11
3.2 Referans Düzlem Dönüşümleri.....	12
3.2.1 Clark Dönüşümü	13
3.2.2 Park Dönüşümü	14
3.2.3 Ters Park Dönüşümü	15
3.2.4 Ters Clark Dönüşümü	16
3.3 Asenkron Motorun Matematiksel Modelinin Elde Edilmesi.....	17
4. ASENKRON MOTOR KONTROL TEKNİKLERİ	22
4.1 Skaler Kontrol.....	24
4.2 Vektör Kontrol.....	26
4.2.1 Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi.....	29
4.2.2 Dolaylı Vektör Kontrol.....	30
4.2.3 Alan Yönlendirmeli Kontrol.....	30
4.2.3.1 SVM İşlemi.....	33
4.2.4 Doğrudan Moment Kontrolü	40
5. SAYISAL SİNYAL İŞLEYİCİLER (DSP)	43
6. UZAY VEKTÖR YÖNTEMİ İLE ASENKRON MOTOR KONTROL SİMÜLASYONU	47
6.1 İnverter Bloğu	52
6.2 Kontrol Bloğu	53
6.2.1 Referans Hesaplama Blokları	54
6.2.1.1 Matematiksel Model Kontrollü Simülasyon İçin Referans Hesaplama Blokları ..	54

6.2.1.2	DSP kontrollü Model Simülasyonu İçin Referans Hesaplama Blokları.....	57
6.2.2	SVM ve Dönüşüm Blokları	57
6.2.2.1	Dönüşüm Blokları.....	59
6.2.2.1.1	Matematiksel Model Kontrollü Simülasyon için Dönüşüm Blokları	59
6.2.2.1.2	DSP Kontrollü Simülasyon için Dönüşüm Blokları	62
6.2.2.2	SVM Bloğu	64
6.3	Simülasyon Sonuçları	69
7.	SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	77
KAYNAKLAR.....		80
ÖZGEÇMİŞ.....		82

SİMGE LİSTESİ

d_ψ	Akıya bağlı kontrol sinyali
d_T	Elektriksel momente bağlı kontrol sinyali
f	Stator sargılarına uygulanan gerilimin frekansı (Hz)
F_r	Rotor manyetomotor kuvvet
F_s	Stator manyetomotor kuvvet
I_r	Rotor akımı uzay vektörü genliği
i_r	Rotor akım vektörü
i_{rd}	Rotor akım vektörü d eksen bileşeni
i_{rq}	Rotor akım vektörü q eksen bileşeni
I_s	Stator akımı uzay vektörü genliği
i_s	Stator akım vektörü
i_{sa}	Stator A faz akımı,
i_{sb}	Stator B faz akımı,
i_{sc}	Stator C faz akımı,
i_{sd}	Stator akım vektörü d eksen bileşeni
i_{sq}	Stator akım vektörü q eksen bileşeni
L_s	Stator sargısı endüktansı
L_m	Mıknatıslama endüktansı
m	Modülasyon indeksi
m_f	Taşıyıcı indeksi
n_r	Rotor devir sayısı
N_r	Rotor sarım sayısı
n_s	Stator devir sayısı
N_s	Stator sarım sayısı
p	Motor çift kutup sayısı
R_s	Stator direnci
R_r	Rotor direnci
s	Rotor kayması
T_a, T_b	Aktif anahtarlama vektörleri süresi
T_s	Anahtarlama periyodu
T_0, T_7	Sıfır vektör süreleri
V_k	k numaralı bölgedeki uzay vektör gerilim vektörü
V_r	Rotor gerilim vektörü
V_{rd}	Rotor gerilim vektörü d eksen bileşeni
V_{ref}	Referans gerilim
V_{rq}	Rotor gerilim vektörü q eksen bileşeni
V_s	Stator gerilim vektörü
V_{sd}	Stator gerilim vektörü d eksen bileşeni
V_{sq}	Stator gerilim vektörü q eksen bileşeni
ω	Stator akımlarının uzay vektörü frekansı
ω_r	Sabit eksen takımına göre rotor açısal hızı
ψ_s	Stator akısı
ψ_{sd}	Stator akısı d eksen bileşeni
ψ_{sq}	Stator akısı q eksen bileşeni
θ	Stator akı pozisyonu
θ_r	Rotor akı pozisyonu
α_r	Rotor akımı uzay vektörü ile rotor d eksen arasındaki açı
α_s	Stator akımı uzay vektörü ile stator d eksen arasındaki açı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif akım veya gerilim
ADC	Analog-sayısal dönüştürücü
CPU	Merkezi işlemci birimi
DC	Doğru akım veya gerilim
DSC	Dijital sinyal denetleyici
DSP	Dijital sinyal işleyici
DTC	Doğrudan moment kontrolü
FOC	Alan yönlendirmeli kontrol
Hz	Frekans birimi
I	Akım
IGBT	İzole kapılı transistör
I/O	Giriş/çıkış birimi
MATLAB	Matrix laboratory
MCPWM	Motor kontrol darbe genlik modülasyonu modülü
PI	Orantı ve integral etkileri ile sağlanan kontrol
PWM	Darbe genlik modülasyonu
SPWM	Sinüzoidal darbe genlik modülasyonu
SPI	Seri haberleşme protokolü
SVM	Uzay vektör modülasyon
THD	Toplam harmonik distorsiyon
V	Gerilim
VSI	Gerilim beslemeli inverter

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1	Sincap kafesli rotor	5
Şekil 2.2	Bilezikli asenkron motor	6
Şekil 3.1	Asenkron motor eşdeğer devre modeli	10
Şekil 3.2	Akım uzay vektörü ve izdüşümü	11
Şekil 3.3	Referans düzlemler	12
Şekil 3.4	Clark dönüşümü	13
Şekil 3.5	Stator vektör uzayı ve α - β düzlemindeki bileşenleri	14
Şekil 3.6	Park dönüşümü.....	15
Şekil 3.7	Stator uzay vektörü α - β düzlemindeki bileşeni ve dönen referans alandaki d-q bileşenleri.....	15
Şekil 3.8	Ters Park dönüşümü	16
Şekil 3.9	Ters Clark dönüşümü	17
Şekil 3.10	Üç fazlı simetrik asenkron motorun matematiksel modeli	18
Şekil 3.11	Sabit ve dönen eksen takımlarında, stator ve rotor akımlarının uzay vektörleri	19
Şekil 4.1	PWM sinyali	23
Şekil 4.2	Tek faz inverter devre modeli	23
Şekil 4.3	Darbe genlik modülasyonu (PWM)	23
Şekil 4.4	V/f kontrolünün blok diyagramı	24
Şekil 4.5	Altı adım PWM dönüştürücü	26
Şekil 4.6	Vektör kontrol	28
Şekil 4.7	Doğrudan vektör kontrol blok diyagramı	29
Şekil 4.8	Asenkron motorun dolaylı vektör denetimi için blok yapısı	30
Şekil 4.9	Asenkron motor için temel alan yönlendirmeli kontrol şeması	33
Şekil 4.10	Gerilim beslemeli inverter sistemi	35
Şekil 4.11	Uzay vektör bölgeler	36
Şekil 4.12	Örnek anahtarlama dizini	37
Şekil 4.13	Doğrudan moment kontrollü sürücü sistemi blok şeması.....	41
Şekil 6.1	Asenkron motor kontrolü.....	47
Şekil 6.2	Matematiksel model kontrollü alan yönlendirmeli kontrol simülasyonu	49
Şekil 6.3	DSP kontrollü model simülasyonu	51
Şekil 6.4	Üç faz inverter.....	52
Şekil 6.5	Matlab inverter bloğu.....	52
Şekil 6.6	Kontrol bloğu	54
Şekil 6.7	Açı hesabı.....	54
Şekil 6.8	Hız kontrolörü.....	55
Şekil 6.9	I_d referans hesabı.....	56
Şekil 6.10	I_q referans hesabı.....	56
Şekil 6.11	Moment ve açı hesabı	57
Şekil 6.12	Ayrık zamanlı PI parametreleri.....	57
Şekil 6.13	Matematiksel model kontrollü simülasyon SVM hesabı	58
Şekil 6.14	DSP blokları ile SVM işlemi	59
Şekil 6.15	Clark dönüşüm bloğu	59
Şekil 6.16	Clark dönüşüm bloğu açık şekli.....	60
Şekil 6.17	Park dönüşüm bloğu	60
Şekil 6.18	Park dönüşüm bloğu açık şekli	60
Şekil 6.19	Ters Park dönüşüm bloğu	61

Şekil 6.20	Ters park dönüşüm bloğu açık şekli	61
Şekil 6.21	Ters Clark dönüşüm bloğu	62
Şekil 6.22	Ters Park dönüşüm bloğu açık şekli	62
Şekil 6.23	IQN dönüşüm blokları	62
Şekil 6.24	Clark dönüşümü	63
Şekil 6.25	Park dönüşümü.....	63
Şekil 6.26	Ters Park dönüşümü	63
Şekil 6.27	SVM bloğu.....	64
Şekil 6.28	SVM hesaplama bloğu	64
Şekil 6.29	Referans gerilim vektörü hesaplama bloğu.....	65
Şekil 6.30	Bölge hesaplama bloğu	65
Şekil 6.31	Bölge hesaplama bloğu açık hali	66
Şekil 6.32	Anahtarlama zamanı hesabı	66
Şekil 6.33	Anahtarlama hesabı blokları	67
Şekil 6.34	Anahtarlama süreleri hesabı.....	67
Şekil 6.35	Anahtarlama sinyalleri	69
Şekil 6.36	Anahtarlama sinyalleri üretilmesi	69
Şekil 6.37	Matematiksel model kontrollü simülasyon motor gerilimi.....	70
Şekil 6.38	DSP kontrollü model simülasyonu motor gerilimi	70
Şekil 6.39	(a) Matematiksel model simülasyonu motor akımları, (b) Motor hızın referans değere ulaştığı andaki motor akımları.....	71
Şekil 6.40	(a) DSP kontrollü model motor akımları (b) Motor kalkış anında çekilen motor akımları (c) Hız referans değere ulaştığı andaki akımlar	73
Şekil 6.41	Matematiksel model kontrollü simülasyon motor açısal hızı	74
Şekil 6.42	DSP kontrollü simülasyon motor açısal hızı.....	74
Şekil 6.43	Matematiksel model kontrollü simülasyonda elektriksel moment	75
Şekil 6.44	Matematiksel model kontrollü simülasyonda elektriksel moment dalgalanmaları.....	75
Şekil 6.45	DSP kontrollü simülasyon elektriksel moment.....	76
Şekil 6.46	DSP kontrollü simülasyon elektriksel moment dalgalanmaları.....	76

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 4.1 Uzay vektör anahtarlama vektörleri.....	38
Çizelge 6.1 Bölgelere göre anahtarlama hesabı	68

ÖNSÖZ

Bu çalışmada asenkron motorların yapısı, matematiksel modeli ve kontrol yöntemleri anlatılmıştır. Asenkron motor kontrol yöntemlerinden alan yönlendirmeli kontrol yöntemin uzay vektör modülasyon tekniğiyle Matlab/Simulink programında simülasyonu yapılmıştır.

Bu çalışmamda beni yönlendiren ve yardımlarını esirgemeyen Sayın Yrd. Doç. Dr. Nur BEKİROĞLU' na teşekkürü borç bilirim. Ayrıca bu çalışma sırasında yardımları ve katkılarıyla destek olan Arş. Gör Selin ÖZÇİRA'ya ve Arş. Gör. Yasemin ÖNER'e teşekkür ederim. Son olarak bu çalışma boyunca anlayış ve sabırlarıyla yanımda olan, destek veren aileme teşekkürü borç bilirim.

ÖZET

Asenkron motorlar her ortamda kullanılmaya elverişli olmaları ve bakım maliyetlerinin düşük olması nedeniyle endüstride en çok tercih edilen elektrik makineleridir. Ancak asenkron motorların kontrol edilmesi; karmaşık denklemler içermesi ve lineer kontrol bölgesine sahip olmaması nedeniyle zordur.

Bu nedenle karmaşık kontrol işlemlerini basite indirgeyen yöntemler üzerinde çalışılarak skaler kontrol ve vektör kontrol olarak adlandırılan yöntemler geliştirilmiştir. Skaler kontrol, basit kontrol algoritmaları sağlarken hassas kontrollerde ve değişken durumlarda yetersiz kalmaktadır. Bu nedenle asenkron motoru DC motora benzetip kontrolü kolaylaştıran vektör kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. Bu yöntemler doğrudan vektör kontrol, dolaylı vektör kontrol, alan yönlendirmeli vektör kontrol ve doğrudan moment kontrolü yöntemleridir. Doğrudan vektör kontrol yönteminde akı doğrudan ölçülüp hesaplamalarda kullanılır, akı sensörlerinin motora yerleştirilmesi özel bir yapı gerektirdiğinden kullanışlı değildir. Dolaylı vektör kontrol yönteminde ise akı doğrudan ölçülmeyip rotor hızı, konumu ve açısız kayma hızından bulunur. Bu yöntemin hız ve konum algılayıcılarına ihtiyaç duyması dezavantajıdır. Alan yönlendirmeli kontrolde asenkron makine DC makineye benzetilerek akım; biri momenti diğeri ise motor manyetik akısını kontrol eden iki bileşene ayrılır. Doğrudan moment kontrol yönteminde ise uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesi ile stator akısı ve moment doğrudan kontrol edilir.

Bu çalışmada üç fazlı asenkron motorların Uzay Vektör modülasyon tekniğiyle alan yönlendirmeli kontrolü gerçekleştirilmiştir. Referans hız ve akı bilgileri alınarak motor çıkışından okunan hız değeri ile karşılaştırılmış, diğer taraftan da faz akımları okunarak Uzay Vektör Modülasyon için gerekli dönüşümlerde kullanılmıştır. Dönüşüm ve hesaplamalar yapıldıktan sonra referans gerilim vektörü elde edilerek ve referans gerilimin Uzay vektör düzleminde bulunduğu bölge tespit edilerek uygun anahtarlama vektörleri seçilmiştir. Daha sonra PWM sinyalleri motora bağlı invertere uygulanarak motor kontrol edilmeye çalışılmıştır. Ardından Simulink ortamında oluşturulan Uzay Vektör Modülasyon kontrol blokları ile anahtarlama süreleri hesaplanarak darbe genişlik modülasyon (PWM) sinyalleri invertire uygulanarak motor sürülmüştür. Bu çalışmada iki adet simülasyon yapılmıştır. Birinci simülasyonda motor kontrolü için gerekli dönüşümler (Clark, Park, Ters Park, Ters Clark) için simülasyon blokları oluşturulup simülasyon yapılmıştır. Diğer simülasyonda ise DSP motor kontrol blokları kullanılmıştır. Birinci simülasyon ideal duruma yakın sonuçlar verirken ikinci simülasyon sonuçları gerçek duruma daha yakındır.

Anahtar kelimeler : Asenkron motor, alan yönlendirmeli kontrol, uzay vektör modülasyon, DSP, matlab/simulink modeli.

ABSTRACT

Induction motors are mostly used in industry because of low costs and suitable for using everywhere. But since they have complex equations and have not linear control region, control of induction motors is difficult.

Scalar and vector control methods are developed for simplifying complex control methods. Scalar control provides simple control algorithms but this method is not enough for sensitive control in variable states. So that, some methods that imitate induction motor to DC motor are developed for making control easy. These methods are direct vector control, indirect vector control, field oriented control and direct torque control. At direct vector control, flux is measured and directly used in calculations. Since it requires special structure for placing flux sensors to motor, this method is not useful. At indirect vector control, flux is not measured, flux is calculated by using rotor speed, position, and angular slip speed. But the disadvantage of this method is requiring speed and position sensors. At the field oriented control, induction motor is imitated to DC motor, current is separated to two pieces. One of them controls flux and the other one controls torque. At direct torque control by choosing suitable stator voltage vectors, stator flux and torque are directly controlled.

In this study, three phase induction motors are controlled with space vector modulation technique. reference speed and reference flux are compared with measured values, at the same time phase currents are measured and used in transformations for space vector modulation. After transformations and calculations, reference voltage vector is obtained, the sector on the space vector plane is found and suitable switching vectors are chosen. After that PWM signals are applied to the inverter that is connected to the motor. In this study, two simulations are made. At first simulation, transformations (Clark, Park, Inverse Park, Inverse Clark) are modelled in Simulink and used in simulations made. At other simulation, DSP motor control blocks are used. While the results of first simulation are nearly ideal results, result of second simulation has real situation.

Keywords : Induction motor, field oriented control, space vector modulation, DSP, Matlab/Simulink model.

1. GİRİŞ

AC elektrik makineleri alternatif akım elektrik enerjisini, rotorun dönmesini sağlayarak mekanik enerjiye çeviren cihazlardır. AC motorlar, asenkron motorlar ve senkron motorlar olarak iki gruba ayrılırlar. AC motorların asenkron tipleri endüstride en çok kullanılan motorlar olup indüksiyon motorları olarak da bilinirler. Senkron motorlar ise daha çok büyük güç gerektiren uygulamalarda kullanılır. Bütün motorların temel ilkesi, manyetik saclardan yapılmış bir kütlenin, döner bir elektromanyetik alan yardımıyla sürüklenmesine dayanır. Bir senkron motorun başlıca eksikliği, rotorun kendi başına harekete geçmemesi sorunudur. Asenkron motorun çalışması oldukça farklıdır, rotorun sargısı sayısı çok fazladır ve rotora yalnızca statordan kaynaklanan akım indüklenir. Asenkron makineler yüksek verimli olmaları ve sıfırdan tam yüke kadar sabit hızda çalışabilmelerine rağmen doğrusal olmayan yapıları nedeniyle değişken hızlı uygulamalarda kontrol işlemi zordur. Değişken hızlı uygulamalarda ise DC motorlar ön plana çıkmıştır.

Asenkron motorların hız kontrolleri DC motorlara göre daha karmaşıktır. Hız kontrolünde temelde yapılması gereken, uygulanan gerilimin büyüklüğünü ve frekansını değiştirmektir. Hız kontrolü değişik şekillerde yapılabilir. Darbe genlik modülasyon (PWM) tekniği asenkron motorların hız kontrolü için etkili bir yöntemdir. Asenkron motorların kontrol edilebilmesi için gerekli hesaplamalar karmaşık aritmetik işlemler gerektiren formüllerle yapıldığından hesaplama işlemi zaman alıcıdır. Yüksek anahtarlama frekanslı kontrollerde olduğu gibi bazı durumlarda hesaplama süresi bir anahtarlama periyodundan daha uzundur, bu da kontrol işlemini olanaksız hale getirmektedir. Yarı iletken teknolojisinin gelişmesiyle daha hızlı işlem yapabilen mikro denetleyiciler ve anahtarlama elemanları üretilmiş ve hassas kontrol gerektiren uygulamalar yapılabilir hale gelmiştir. Asenkron motor kontrol teknikleriyle ve verimlerinin iyileştirilmesiyle ilgili olarak pek çok yapılmış çalışmaya rastlanabilir.

Bonnetf vd. (1997), hem çıkış tepe gerilim değerini hem de bakır kayıplarını iyileştirmek için Uzay vektör modülasyon tekniğini kullanmışlar ve alışılmış sinüzoidal modülasyon tekniğinin 1,155 katı çıkış gerilimi elde etmişlerdir. Yüksek kapasiteli işlemci bu teknik uygulandığında dalga şekillerinin yüksek doğrulukla gerçek zamanlı olarak elde edileceğini gözlemlemişler ve bu tekniği ADMC 330 sayısal işaret işleyici ile gerçekleştirmişlerdir.

Çakır vd. (2009), Üç fazlı asenkron motorun değişen yük koşullarında devir sayısını sabit tutmak için genlik/frekans oranını sabit tutmuşlardır. Çalışmalarında altı adımlı inverter

devresi kullanmışlardır, böylece çıkıştaki harmonikleri düşürüp düzgün moment elde etmişlerdir.

Çolak ve Kabalcı (2008), motor sürücülerinde de çok kullanılan inverterin kontrol yöntemleri üzerine çalışma yapmışlar ve çok seviyeli inverterlerin klasik iki seviyeli topolojiye göre avantajlarını araştırmışlardır. Bu evirici topolojisi, çıkış dalga şeklindeki adım sayılarını arttırarak ve anahtarlama elemanlarına uygulanan gerilimi düşürerek elde edilen dalga şeklini ve kalitesini iyileştirmektedir. Çok seviyeli eviriciler, sabit bir anahtarlama frekansında bant genişliğinin iki katını kullanırlar. Anahtarlama elemanlarına uygulanan düşük gerilim, çıkıştaki dv/dt oranıyla birlikte elektromanyetik gürültüyü de azaltır. Bunun yanı sıra iki seviyeli eviricilere göre toplam harmonik bozulumu (THD) oranında belirgin bir üstünlük söz konusudur.

Dandil ve Ata (2005), dolaylı vektör denetimli asenkron motorlar için sinirsel bulanık denetleyici ile hız denetimini önermişlerdir. Asenkron motorların hız kontrol başarısının, motor sürücülerindeki doğrusal olmayan elemanlar ve parametre değişimlerinden önemli ölçüde etkilendiğini belirtmişlerdir. Öğrenmeli bir sistem olan sinirsel bulanık denetim yapısı ile, parametre değişimleri ve doğrusal olmayan yükler altında asenkron motor sürücülerinin dayanıklılığını ve hız denetim başarılarını iyileştirmeyi amaçlamışlardır.

Kesler (2008), yüksek hızlı ve doğruluklu işlem başarımına ihtiyaç duyan sistemler için TMS320F2812 model DSP ile asenkron motorlar için örnek uygulama yapmıştır. Bunun sonucunda hız, konum ve moment gibi dinamiklerin denetiminde de daha karmaşık yöntemler başarıyla uygulanabilmektedir.

Lamich vd (2002), klasik birbirine dik α - β düzlemi yerine aralarında 60 derece olan referans düzlemleri yeni bir SVM modeli üzerinde çalışmışlardır. Bu tekniğin başlıca avantajı çok hızlı tepki süresi ve oldukça düşük işlemci kaynağına ihtiyaç duymasıdır.

Mehrizi-Sani ve Filizadeh (2006), gün sistemlerinde ve endüstriyel motor sürücülerinde kullanılan inverter modelinin hem lineer hem de lineer olmayan modları kapsayan Uzak vektör modülasyon simülasyonunu yapmışlardır.

Okumuş (2002), Doğrudan moment kontrolü tekniğinde düşük hızlarda ortaya çıkan akı düşmesi sorununa karşı değişken stator akı anahtarlama bölgeleri olarak adlandırılan bir yöntem önermektedir. Klasik DTC'de kullanılan akı bölgeleri önceden tanımlanan açı kadar döndürülerek en son uygulanan voltaj vektörünün bir süre daha kullanılmasıyla akının tanımlanan histerezis bant içerisinde kalması sağlanmaktadır.

Bin Romlie vd. (2008), asenkron motorların PWM tekniği ile kontrolü için gerekli algoritmayı Matlab Simulink kullanarak geliştirmişlerdir. Gerçek asenkron motorun Matlab/xPC target box ile Matlab'a bağlı oldu uygulamada sistem gerçek zamanlı olarak kontrol edilmiştir.

Swamy ve Kumar (2008), asenkron motorun hem açık çevrimli hem de kapalı çevrimli V/f kontrolünü simüle etmişler, en iyi sonucu SVM ile yaptıkları simülasyonda almışlardır.

Yıldız (2008), asenkron motor kontrolü için Genetik Algoritma ve Bulanık mantık tabanlı model referanslı adaptif kontrol sistemini, Uzay vektör Darbe Genişlik Modülasyonu kullanılan bir vektör esaslı motor sürme yöntemiyle gerçekleştirmeyi önermiştir. Asenkron motor, yumuşak bir yaklaşımla referans değerleri yakalamış, sistem cevabının hızlı ve hatanın referans değerlerin %2'sinin altında kalmıştır.

2. ASENKRON MOTORLAR

Asenkron motorlar endüstride en çok kullanılan elektrik makineleridir. Diğer elektrik makinelerine göre ucuz olmaları ve daha az bakım gerektirmeleri onları önemli hale getirmiştir. Bu özellikleri nedeniyle en çok tercih edilen motor olmuşlardır. Dönme hızının sabit olmaması nedeniyle asenkron motor olarak isimlendirilmişlerdir ve bu özellikleri ile senkron motordan ayrılırlar.

Asenkron motorlar, rotor ve stator olmak üzere iki parçadan oluşur. Stator asenkron motorun durağan kısmıdır, rotor ise dönen kısmıdır. Stator, motorun en önemli parçasıdır. Bu parçanın iç kısmında emaye izoleli bakır telden yapılan sarımlar bulunur. Sarımların görevi AC enerji uygulandığında manyetik alan oluşturarak rotorun dönmesini sağlamaktır. Rotor, rotor sac paketi ve rotor sargılarından oluşur. Rotor sac paketleri silisyum saclardan yapılmıştır ve yüzeyleri çok ince film tabakasıyla yalıtılmıştır.

Kaynak fazları motorun statorunda bulunan sargılara uygulandığında döner bir manyetik alan oluşur. Statordaki manyetik alanın dönme sayısı şebekenin frekansı ve sargıların kutup sayısına göre değişir. Statorda oluşan döner alan rotor sargılarını etkiler ve bu sargılardan akım dolaşmaya başlar. Rotordan geçen akım ikinci bir alan oluşturur. Statorun alanıyla rotorun alanı birbirini itip çekerek dönüşü başlatır.

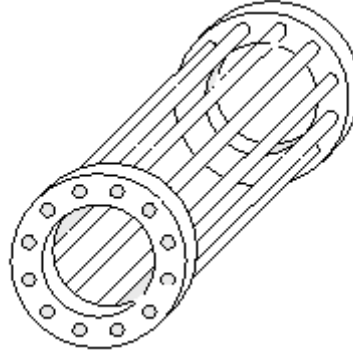
Asenkron motorun üstünlükleri aşağıdaki gibi özetlenebilir.

- Sürekli bakım istemez,
- Yük altında devir sayıları çok değişmez,
- Elektronik devreyle devir sayısı kolayca ayarlanabilir,
- Fiyatı diğerlerine oranla ucuzdur,
- Çalışma anında ark (kıvılcım) üretmez,
- Bir ve üç fazlı olarak üretilebilir,

Asenkron motorların sınıflandırılmaları faz sayılarına, yapılarına, çalışma şekillerine ve rotorun yapısına göre yapılabilir. Asenkron motorlar tek fazlı ve üç fazlı olarak imal edilmektedir. Üç fazlı asenkron motorlar kendi aralarında rotor yapılarına göre iki şekilde incelenmektedir. Rotorun yapım biçimine göre bilezikli ve kafesli asenkron motor olarak tanımlanır.

Sincap kafesli (kısa devre rotorlu) asenkron motorlar işletme anında bilezikleri kısa devre edilmiş rotoru bilezikli motorlarla hemen hemen aynı özellikleri gösterir. Kısa devre

rotorunun ilk döndürme momenti daha küçük ve ilk çalışma anında çektiği akım daha büyüktür [1].



Şekil 2.1 Sincap kafesli rotor

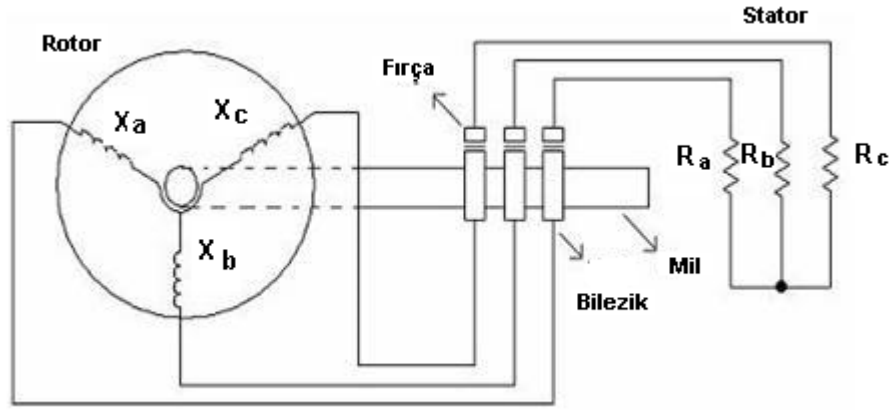
Kısa devre rotorlu motorların ilk çalışma anında çektiği akım anma akımının 8-10 katı büyüklükte olmaktadır. Kalkış momentini küçük tutmak amacı ile rotor sargıları yatık yada V- basamakları halinde tertiplenirler. Bazı kafes rotorlu motorların rotorları ilk devre bağlama anında yüksek bir etkin direnç ve motor yüksek devire geldikten sonra küçük bir etkin direnç gösterir. Bir tür kendinden yol verme dirençli olan bu rotorlarda ilk devre bağlama anında çekilen akım küçük ve ilk döndürme momenti büyük olmaktadır. Bunun sonucu olarak motor daha yumuşak yol alır. Motor yüksek devire ulaştığında rotor direnci kendiliğinden küçülür ve yüklenmeler karşısında devir sayısı değişikliklerini büyük ölçüde önler. Bu tür otomatik direnç ayarlı bir rotor, deri etki prensibine göre çalışır ve bunlara bu nedenle deri etkili rotor da denir. En basit ifade ile deri etkisi, iletken üzerinden geçen akımın frekans ile değişmesi sonucu iletkenin manyetik alanının da yön değiştirmesi ve akımın iletkenin yüzeyine doğru iletilmesidir. Netice itibariyle akım yoğunluğu iletkenin merkezinden yüzeyine doğru gidildikçe artar ve bu durumda iletkenin merkez kısımlarının daha az kullanılmasına yol açacağından alternatif akımda etkin direnç değerinin artmasına yol açar. bir artışı elektrik enerjisinin iletimi/dağıtımında frekansı artırmak suretiyle iletken kesitini dolayısıyla da maliyetinin düşürülmesi bakımından yarar sağlar.

Deri etkili rotorların sac paketi üzerinde alt alta iki sincap kafesi bulunur. Alttaki kafes işletme kafesi, üstteki kafes yol verme kafesi olarak anılmaktadır. Gerilim uygulama anında hem işletme kafesinin, hem de yol verme kafesinin çubukları üzerinden alternatif akımlar geçer. Üzerinden akım geçiren çubuklar çevresinde manyetik alanlar oluşur. Her bir çubuğun manyetik alanı hem kendisine hem de komşu çubuğa etkiyerek çubuk dirençlerinin yükselmesine neden olur. İşletme kafesinin çubukları altta bulunduğundan, bunların alan çizgileri daha çok demir üzerinden geçmekte ve manyetik akının büyük olmasından dolayı

dirençleri daha büyük olmaktadır. Rotor devir sayısı arttıkça, motor frekansı düşer ve deri etkisi akım frekansı ile doğru orantılı olduğundan çubukların direnci küçülür [1].

Hafif, ucuz, fırçasız olmaları ve çok az bakıma ihtiyaç duymaları nedeniyle rotoru bilezikli motorların yerine tercih edilirler. Sincap kafesli asenkron motorlardan iş makinelerinde, kaldırma düzenlerinde ve tarım makinelerinde kullanılmaktadır.

Bilezikli Asenkron motorlar endüstride kullanılan diğer bir asenkron motor türüdür. Rotoru sincap kafesli asenkron motorun ve bilezikli asenkron motorun statoru aynı şekilde yapılmıştır. Asenkron motorun statoru; gövde, stator-sac paketleri ve stator sargılarından oluşmuştur. Rotoru bilezikli asenkron motorun rotoru stator içinde yataklanmıştır. Rotor mili üzerinde rotor sac paketi ve döner bilezikler bulunur. Rotor sac paketi üzerine açılmış oluklara rotor sargıları döşenmiştir. Hemen hemen bütün rotorlarda üç faz sargısı bulunmaktadır. Bu sargılar genellikle yıldız; ender olarak üçgen bağlanırlar. Bazı durumlarda rotorlarda, çift sargıya da (çift faz sargısı) rastlanmaktadır. Bu tür sargılar motor içinde V-devresi şeklinde bağlanırlar. İster çift, ister üç sargılı olsun, sargı uçları rotor üzerinde bulunan döner bileziklere bağlanır. Döner bileziklerle, akım devresi arasındaki bağlantı kömür fırçalar yardımıyla sağlanır.



Şekil 2.2 Bilezikli asenkron motor

Bilezikli asenkron motorun döndürme momenti, stator ve rotorda oluşan döner alanların manyetik akılarına bağlıdır. Manyetik akılar sargılardan çekilen akımlarla doğru orantılı olduklarından, döndürme momentinin akıma bağlı olduğu sonucuna varılır.

Durağan haldeki bir motoru hareket ettirmek için gerekli moment kalkış momenti olarak tanımlanır. Motorun anma devri ile dönmesi anında milinden uygulayacağı döndürme

momentine anma momenti denilir. Kalkış momenti anma momentinin en az 1,6 katı büyüklüğünde olmalıdır.

Bazı motorlarda döndürme momenti motorun yol almasından sonra ikinci kez düşmektedir. Motorun yol almasından sonra ortaya çıkan en küçük moment geçit momenti olarak anılmaktadır. Nitekim rotor akım devresine yol verme dirençlerinin bağlanmasıyla, rotor devresinin etkin direnci büyütülmekte ve dolayısıyla akım ile gerilim arasındaki faz farkı küçük tutulmaktadır. Bunun sonucu çok küçük devir sayılarında döndürme momenti büyük olur. Buna karşın, devir sayısı yükseldikçe rotordan geçen akım şiddeti azalır [1].

Rotoru bilezikli asenkron motorların kalkış akımları nominal akımlarından çok büyük olmadığından, bu motorlar, örneğin büyük su pompaları, taş kırma makineleri ve büyük takım tezgahları gibi yüksek güç gerektiren makinelerin işletmesinde tercih edilir. Bilezikli rotorun ilk döndürme momenti çok büyük olduğundan, büyük vinçler gibi çok kuvvetli yükler altında devamlı çalışacak makinelerin kuvvet üreten kesimlerinde bu motorlardan yararlanılmaktadır [1].

2.1 Asenkron Motorlara Yol Verme Yöntemleri

Motor durağan haldeyken stator sargılarına uygulanan gerilimin genliği, frekansı ve motor milinin bağlı olduğu yük ile belirlenen bir hız değerine ulaşmasına makinenin yol alması denir.

Motor, ilk kalkış anında rotor dönmediği için sekonderi kısa devre edilmiş bir trafo gibi çalışır. Dolayısıyla rotor devresinden ve buna bağlı olarak stator devresinden kalkış anında yaklaşık olarak tam yük akımının 4-8 katı kadar bir akım çekilir. Kalkış momenti ise tam yük momentinin 2-3.5 katı kadardır. Bundan dolayı asenkron motorlar genellikle boşta çalıştırılıp, anma hız değerlerine ulaşıldıktan sonra yüklenirler. Asenkron motorların kalkış anında fazla akım çekmesi, kumanda devresinde kullanılacak elemanlar ve iletkenlerin maliyetini artıracığından bazı yöntemler yardımıyla kalkış akımı belirli değerlerde tutulur. Bu yöntemlerin ana prensibi, stator sargılarına düşük gerilim uygulamaktır (Çolak vd., 2005). Yol alma akımının sınırlandırılması, motora uygulanan gerilimin küçültülmesiyle, stator ve bilezikli makineler için mümkün olan rotor direncinin değiştirilmesiyle sağlanacaktır. Küçük güçlü motorlar besleneceği kaynağa doğrudan bağlanarak yol verilirler. Ancak motorun gücü büyüdükçe yol verme akımı da arttığından akım sınırlandırması zorunluluk haline gelmektedir. Asenkron motora yol vermek için aşağıdaki yöntemler kullanılır.

- 1- Motora yıldız-üçgen yol verilir.
- 2- Stator sargılarına ön direnç bağlanır.
- 3- Stator sargıları ayarlı üç fazlı bir güç kaynağından beslenir.
- 4- Doğrudan şebekeye bağlanarak yol verilir.
- 5- Stator gerilimini değiştirerek yol verilir.
- 6- Rotorda çift kafes kullanarak yol verilir.
- 7- PWM anahtarlama yöntemi ile rotor etkin direncini değiştirerek yol verilir.
- 8- Rotoru sargılı asenkron motorlarda, rotor sargılarına harici dirençler bağlanarak rotor akımı sınırlanarak yol verilir. Sincap kafesli asenkron motorlarda ise rotor yapıları uygun şekilde imal edilerek kalkış anında rotor etkin direncinin büyük olması sağlanır.

2.2 Asenkron Motor Hız Kontrol Yöntemleri

Asenkron makineler diğer makinelere olan üstünlükleri ile endüstriyel uygulamalar ve çoğunlukla değişken hızlı tahrik sistemlerinde kullanılırlar. Bu nedenle asenkron makinenin değişken hızda çalışma koşullarının incelenmesi gerekir Asenkron motorlarda senkron hız frekansla doğru kutup sayısı ile ters orantılıdır. Asenkron motorlarda senkron hız için (2.1) denklemi verilebilir.

$$n_s = \frac{60f}{p} \quad (2.1)$$

Burada:

f : Stator sargılarına uygulanan gerilimin frekansı (Hz)

p: Motorun çift kutup sayısı

Asenkron motorda, motorun asenkron olması nedeniyle rotor hızı ve senkron hız arasında kayma vardır. Asenkron motorda kayma denklemi (2.2) 'de verilmiştir.

$$s = \frac{(n_s - n_r)}{n_s} \quad (2.2)$$

bu ifadeden rotor hızı çekilecek olursa;

$$n_r = n_s - sn_s = n_s(1 - s) \quad (2.3)$$

Rotor hızı senkron hız, frekans ve kutup sayısı cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$n_r = n_s - sn_s = \frac{60f}{p}(1-s) \quad (2.4)$$

(2.4)'deki ifadeye göre asenkron motorun hızı aşağıdaki yöntemlerle değiştirilebilir;

- Kaymanın değiştirilmesiyle,
- Kutup sayısının değiştirilmesiyle,
- Stator frekansının değiştirilmesiyle,
- Stator gerilim ve frekansının değiştirilmesiyle.

Stator gerilimin değişimine dayanan hız kontrol yönteminde hız, makinenin sabit nominal yükü ile yüklenmesi durumunda gerilim frekansı ile belirlenen senkron hız değeri ile devrilme momentine karşı düşen hız değeri arasında değiştirilebilir.

Diğer bir hız kontrol yöntemi kutup sayısının değiştirilmesi ile yapılan hız kontrolüdür. Asenkron makinenin boştaki nominal hızı n_s stator geriliminin frekansına ve makinenin stator sargılarının kutup sayısına bağlıdır. Denklem (2.4)'de görüldüğü gibi kutup sayısının değişimi senkron hızı doğrudan etkileyecektir.

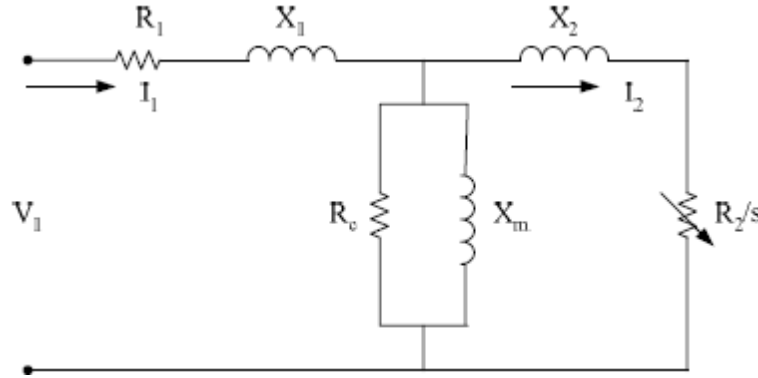
Benzer şekilde diğer bir yöntemde stator frekansını değiştirerek hız kontrolüdür. Denklem (2.4)'da görüldüğü gibi stator frekansı artarsa hız artar, azalırsa azalır.

Asenkron motor hızını değiştirmek için kullanılan ve yukarı da bahsedilen kaymanın, kutup sayısının, stator frekansının ve gerilimin değişmesi gibi yöntemler sınırlı ölçüde çözümler sunmaktadır. Hız değiştirilirken moment sabit tutulamamakta ve akımların kritik seviyelere çıktığı görülebilmektedir. Bu nedenle hızın değişmesini sağlamak için kaynak frekansının değiştirilmesi, momentin sabit tutulabilmesi için de stator genliğinin frekansla orantılı olarak değiştirilmesi gerekmektedir. Stator genlik ve frekansının değiştirilmesiyle yapılan hız kontrolü skaler ve vektör kontrol yöntemleri olarak iki grupta toplanabilir. Her iki yöntemde de stator ve frekansın oranı ayarlanarak hız kontrolü yapılır. Skaler kontrol en temel ve en basit yöntemdir. Açık çevrim kontrollü basit uygulamalar için uygundur. Fakat bu yöntemde doğruluk zayıf, yük değişikliklerine karşı tepki süresi uzun ve kalkış momenti düşüktür. Daha hassas ve hızlı kontrolün gerektiği uygulamalarda vektör kontrol yöntemleri tercih edilir. Vektör kontrol yöntemlerinde stator akımı, akı ve moment üreten bileşenlere ayrılır ve bu bileşenler ayrı ayrı kontrol edilir.

3. ASENKRON MOTOR MATEMATİKSEL MODELİ

Asenkron motorun stator sargılarından geçen akımın etkisiyle stator döner alanı oluşur. Bu alanın etkisiyle rotor sargılarında akım endüklenir. Rotor sargıları üzerinden geçen akımlar da rotor döner alanını oluşturur. Oluşan stator ve rotor döner alanlarının birbirini etkilemesi sonucu rotor dönmeye başlar.

Asenkron motorun stator direnç ve endüktansı ve rotora indirgenmiş dirençleri gibi eşdeğer devre parametreleri ileri kontrol yöntemlerinde kullanıldığında, bu parametreler sıcaklıkla ve zamanla değişeceğinden kontrol için yetersiz kalmaktadır. Ayrıca motor üretildiğinde değerleri net olarak verilemeyen parametreler vardır. Bu nedenle, motor parametrelerini elde etmek için genellikle boşa ve kısa devre deneyleri yapılır.



Şekil 3.1 Asenkron motor eşdeğer devre modeli

Burada R_1 stator faz direnci, V_1 stator gerilimi, X_1 stator döner alan kaçak reaktansı, X_2 statora indirgenmiş rotor kaçak alan reaktansı, R_2 rotora indirgenmiş stator direncidir.

Asenkron motorlarla ilişkili birbirinden farklı sorunların çözümü için değişik matematiksel modeller kullanılmıştır. Bunlar basit eşdeğer devre modellerinden d-q modellerine kadar değişmektedir. Son yıllarda genel endüstriyel uygulamalar ve üretim otomasyonları için yüksek performanslı asenkron motor sürücüleri geniş araştırma konusudur. Asenkron motorların kararlı durum ve dinamik durumlardaki değişken halleri nedeniyle asenkron motorların matematiksel olarak modellenmeleri ilgi çekmektedir.

Mühendislikte genellikle dq0 (direct-quadrature-zero) dönüşümü veya 0dq (zero-direct-quadrature) dönüşümleri üç faz devrelerin analizini basitleştirmek için kullanılan matematiksel dönüşümlerdir. Dengelenmiş üç faz devrelerde dq0 dönüşümünün yapılması ile üç tane AC değişkenleri iki tane DC değişkenlerine indirilir. Basitleştirilmiş hesaplamalar bu

hayali DC değerlerine bağlı olarak yapılır ve en son olarak ters dönüşüm yapılarak asıl AC parametrelerine dönülür.

Vektör kontrol yöntemlerinde kontrol kolaylığı açısından ve sistemin daha iyi anlaşılabilmesi için motorun matematiksel modeline ihtiyaç vardır. Makinenin davranışını geçici ve kararlı rejimde temsil eden matematiksel model uzay vektörleri kullanılarak elde edilmiştir.

3.1 Uzay Vektör Tanımı

i_a , i_b ve i_c ' nin anlık dengelenmiş üç faz stator akımları olduğunu kabul edelim;

$$\bar{i}_a + \bar{i}_b + \bar{i}_c = 0 \quad (3.1)$$

Böylece stator akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$\bar{i}_s = k(i_a + ai_b + a^2i_c) \quad (3.2)$$

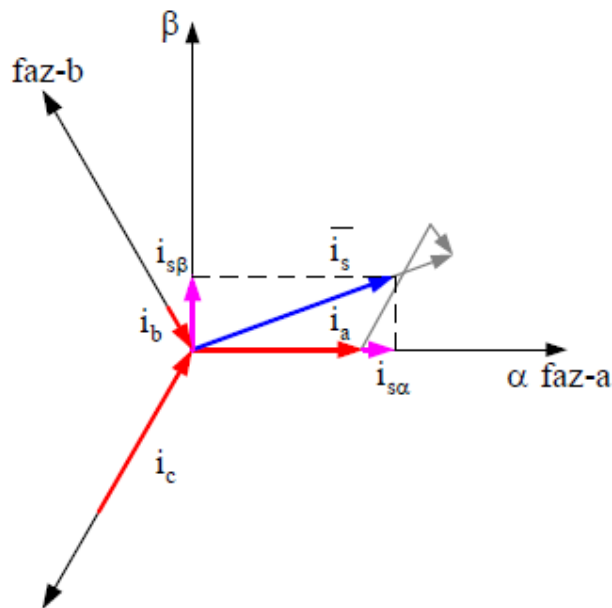
burada a ve a^2 ; uzay vektör operatörleri ve k ; transformasyon sabitidir.

$$a = e^{j2\pi/3} \quad (3.3)$$

$$a^2 = e^{j4\pi/3} \quad (3.4)$$

$k = 2/3$ olarak seçilmiştir.

Aşağıdaki Şekil 3.2'de stator akımı uzay vektörü izdüşümü gösterilmiştir.



Şekil 3.2 Akım uzay vektörü ve izdüşümü (Özçıra,2007)

(3.2) denklemi tarafından tanımlanmış uzay vektörü, çift eksen teorisinden yararlanılarak da ifade edilebilir. Uzay vektörünün reel kısmı, enine eksen stator akım bileşeninin ($i_{s\alpha}$) ani değeri ile eşittir ve boyuna eksen stator akım bileşeni () ile de imajiner kısmı eşittir. Böylece sabit referans sisteminde, stator akımı uzay vektörü tanımlanmış olur ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Özçira,2007).

$$i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (3.5)$$

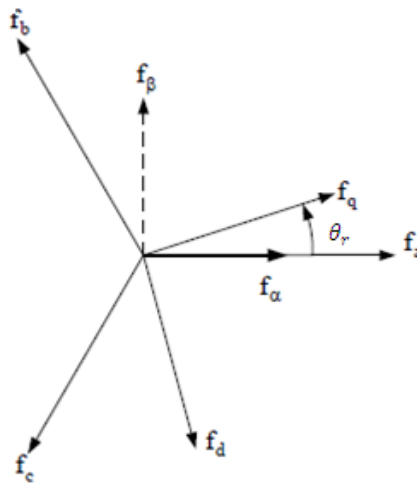
Gerilim ve manyetik akı için de benzer uzay vektörleri tanımlanabilir;

$$\overline{v_s} = k(v_a + a v_b + a^2 v_c) \quad (3.6)$$

$$\overline{\psi_s} = k(\psi_a + a \psi_b + a^2 \psi_c) \quad (3.7)$$

3.2 Referans Düzlem Dönüşümleri

Asenkron motor ya da sabit mıknatıslı senkron motor gibi alternatif akım motorlarında yüksek performanslı sürücü geliştirmek için faz düzlemleri arasında dönüşüm gerçekleştirilir. Faz dönüşümlerini kullanmak suretiyle motor dinamik eşitliklerinde değişkenlerin sayısı azaltılmakta, böylece eşitliklerin çözümü daha hızlı olmaktadır. Faz dönüşüm işlemleri genellikle 3-faz sabit düzlemde 2-faz sabit düzleme (Clark dönüşümü), 2-faz sabit düzlemde 3-faz sabit düzleme Ters Clark dönüşümü (Clark^{-1}), 2 veya 3-faz sabit düzlemde 2-faz rotor düzlemine (Park dönüşümü) ve 2 faz rotor düzleminden 2 ya da 3-faz sabit düzleme Ters Park dönüşümü (Park^{-1}) şeklinde gerçekleştirilir. Şekil 3.3'te referans düzlemler koordinat ekseninde gösterilmiştir.



Şekil 3.3 Referans düzlemler(Özçira,2007)

Burada , , , birbirinden 120° faz farklı 3-faz sabit referans düzlemi, , birbirinden 90° faz farklı 2-faz sabit referans düzlemi ve , birbirinden 90° faz farklı 2-faz rotor referans düzlemi ifade etmektedir. Şekil 3.3'te açısı rotor referans düzleminin dönme açısını göstermektedir.

3.2.1 Clark Dönüşümü

Üç eksenli koordinat sisteminden iki eksenli koordinat sistemine dönüşüme $((a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta))$ Clarke dönüşümü denilmektedir.

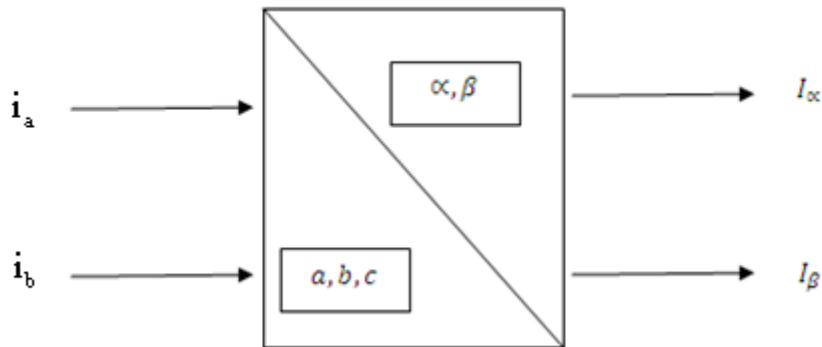
Sistemin genel matris ifadesi;

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} & -\frac{2}{\sqrt{3}} \\ \frac{2}{3} & \frac{2}{3} & \frac{2}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

I_α ve I_β dik açılı referans düzlem parametreleridir, I_0 ise homopolar sistem bileşenidir. Bir çok uygulamada homopolar bileşen yok kabul edilir veya önemsizdir. Bu durumda uzay vektörü $I = I_\alpha + I_\beta$ şeklinde ifade edilir.

Bu özel durumda $i_\alpha = i_a$ ve $i_a + i_b + i_c = 0$ olur. Bu değerlere göre dönüşüm matrisi aşağıdaki gibi olur.

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (3.9)$$



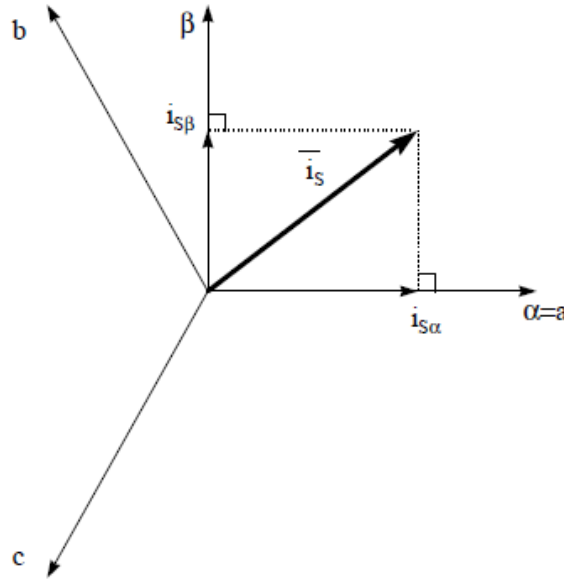
Şekil 3.4 Clark dönüşümü

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.10)$$

Üç faz akımların anlık değerlerinin toplamı sıfır olduğundan üç faz akımından herhangi iki tanesi bilindiğinde, diğer bilinmeyen değer hesaplanabilir. Bu nedenle Clark dönüşümü hesaplamasında sadece iki tane faz akımı kullanılacaktır.

$$i_\alpha = i_a \quad (3.11)$$

$$i_\beta = \frac{i_a + 2i_b}{\sqrt{3}} \quad (3.12)$$

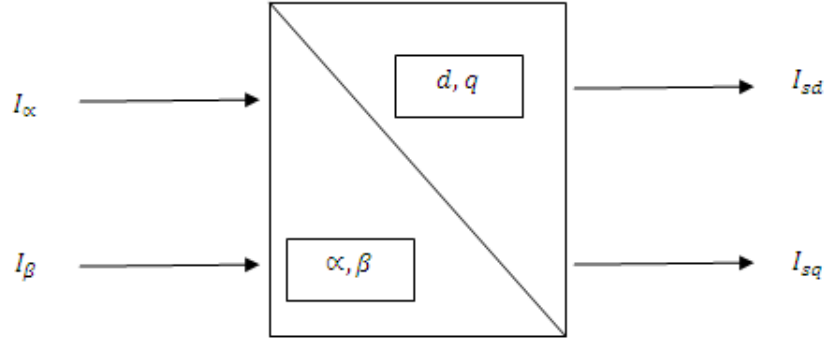


Şekil 3.5 Stator vektör uzayı ve α - β düzlemindeki bileşenleri

3.2.2 Park Dönüşümü

Bu dönüşüm vektör kontrol tekniğinin en önemli dönüşümüdür. Bu dönüşüm ile zaman ve hızdan bağımsız iki eksenli, akı ve momentini temsil eden koordinat sistemine geçilir. Clark dönüşümüyle iki boyutlu α - β düzlemine geçildikten sonra çıkışlar vektör çevirme bloğuna verilir. Burada rotor akısının bağlı olduğu d-q düzlemini takip etmek için vektör θ açısı kadar döner. θ açısı kadar vektörün döndürülmesi işlemi aşağıdaki sistem matrisine göre yapılır.

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

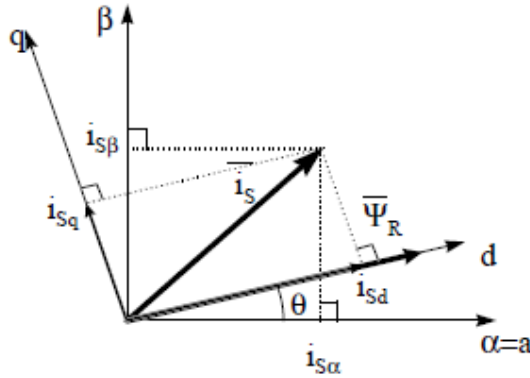


Şekil 3.6 Park dönüşümü

Buna göre ve ifadeleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$i_d = i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \quad (3.14)$$

$$i_q = -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta \quad (3.15)$$

Şekil 3.7 Stator uzay vektörü α - β düzlemindeki bileşeni ve dönen referans alandaki d-q bileşenleri

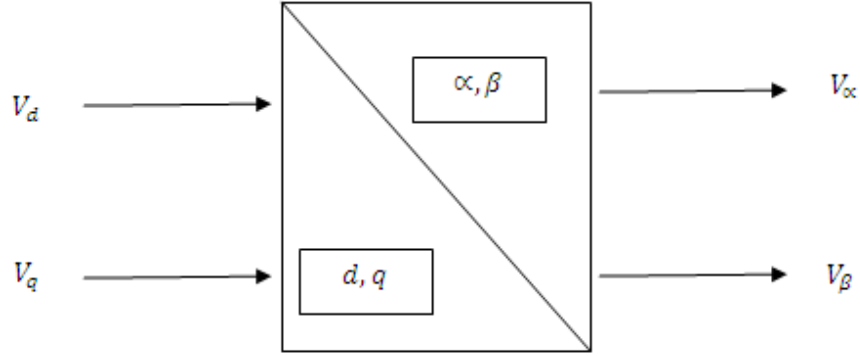
3.2.3 Ters Park Dönüşümü

Bu dönüşüm statora uygulanacak üç fazlı stator geriliminin iki eksenli koordinat sistemindeki izdüşümünü verir. Burada Park dönüşümünden elde edilmiş d - q eksen takımındaki akım izdüşümlerinin uygun PI denetim bloğuyla ayarlanmış referans gerilim vektörleri kullanılır. Bu bloğun giriş değerleri PI denetleyici ile elde edilir. i_{sdref} ve i_{sqref} referans akım değerleri ile Park dönüşümünden elde edilen akım değerleri PI kontrolör ile karşılaştırılarak hata miktarı kompanze edilir. Sistemde oluşacak hata sinyali kontrolörde değerlendirilerek çıkışa aktarılmaktadır. Hata sinyali $e(t)$ sistem kazancı ile çarpılmakta ve hata sinyalinin integrali alınmaktadır. Sistemde integratör kullanılarak çıkıştaki gerilimin limit değerleri aşması önlenir. Hata sinyalinin değerine göre PI çıkışı artırır veya azaltır. PI denetleyicinin çıkışında

elde edilen vektörler gerilim vektörleridir. Ters Park dönüşümü ile gerilim vektörünün α - β düzlemindeki değeri hesaplanır.

Ters Park dönüşümünün matris ifadesi;

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} \quad (3.16)$$



Şekil 3.8 Ters Park dönüşümü

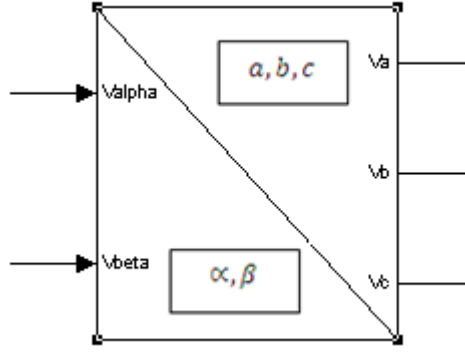
$$v_\alpha = V_d \cos \theta - V_q \sin \theta \quad (3.17)$$

$$v_\beta = V_d \sin \theta + V_q \cos \theta \quad (3.18)$$

3.2.4 Ters Clark Dönüşümü

Bu dönüşümde iki boyutlu α - β düzleminde üç boyutlu sisteme geçiş yapılır. Sistemin matrisi aşağıdaki gibidir.

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} \quad (3.19)$$



Şekil 3.9 Ters Clark dönüşümü

$$v_a = V_\alpha \quad (3.20)$$

$$v_b = \frac{1}{2} (-v_\alpha + \sqrt{3}v_\beta) \quad (3.21)$$

$$v_c = \frac{1}{2} (-v_\alpha - \sqrt{3}v_\beta) \quad (3.22)$$

3.3 Asenkron Motorun Matematiksel Modelinin Elde Edilmesi

Asenkron motorun yatay kesiti aşağıdaki gibi verilmiştir ve hesaplama açısından kolaylık olması için hava aralığının düzgün olduğu, akı yoğunluğunun yüzeye dik geldiği kabul edilmiştir. $i_{sa}(t)$, $i_{sb}(t)$ ve $i_{sc}(t)$ akımları stator faz akımlarıdır ve bu faz akımları $F_s(\theta, t)$ manyetomotor kuvvetini oluşturur (Bakan,2009).

$$F_s(\theta, t) = N_s [i_{sa} \cos(\theta - \theta_r) + i_{sb} \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) + i_{sc} \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3})] \quad (3.23)$$

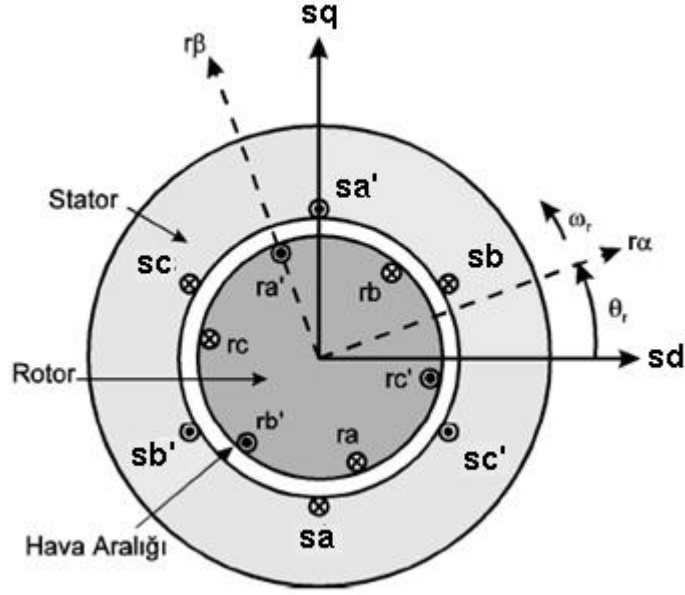
N_s ; stator sarım sayısı,

; a fazının manyetik eksenini referans alındığında stator çevresinin açısı,

Statorun a fazının manyetik eksenini sabit eksen takımında sd eksenidir. Manyetomotor kuvvet motorda fiziksel olarak mevcuttur ve ölçülebilir. Stator akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanır. (Bakan, 2009)

$$i_s(t) = \frac{2}{3} [i_{sa}(t) + i_{sb}(t)e^{j\frac{2\alpha_s}{3}} + i_{sc}(t)e^{j\frac{2\alpha_s}{3}}] = |i_s(t)| e^{j\alpha_s} \quad (3.24)$$

stator akımı uzay vektörü ile sd eksenini arasındaki açı,



Şekil 3.10 Üç fazlı simetrik asenkron motorun matematiksel modeli (Bakan,2009)

Frekansı ω_s ve genliği I_s olan üç fazlı sinüzoidal stator akımlarının uzay vektörü;

$$i_s(t) = I_s(t)e^{j\omega_s t} \quad (3.25)$$

olur.

Bu formülasyona göre stator akımı uzay vektörü, sinüzoidal halde genliği I_s olan ve ω_s açısal hızıyla dönen bir vektördür.

Stator akımları uzay vektörü d ve q eksenlerdeki akım bileşenlerinden oluşan toplam uzay vektörü olarak aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$i_s(t) = i_{sd}(t) + ji_{sq}(t) \quad (3.26)$$

Bu akımları ani değerleri üç fazlı akımların ani değerleri cinsinden aşağıdaki şekilde yazılır;

$$i_{sd}(t) = \text{Re}(I_s) = \frac{2}{3} \left[i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} \right] \quad (3.27)$$

$$i_{sq}(t) = \text{Im}(I_s) = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{sb} - i_{sc}) \quad (3.28)$$

Rotor eşitlikleri için de benzer denklemler yazılabilir.

$$F_r(\theta, t) = N_r [i_{ra} \cos(\theta - \theta_r) + i_{rb} \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) + i_{rc} \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3})] \quad (3.29)$$

N_r ; Rotor sarım sayısı,

; α fazının manyetik eksenini referans alındığında stator çevresinin açısı,

Rotor eksen takımındaki uzay vektörü;

$$\bar{i}_r = i_{r\alpha} + j i_{r\beta} \quad (3.30)$$

Rotor akımı uzay vektörü rotordaki mmf'nin ani değerini ve açısını belirler. Rotor eksen takımında ifade edilen rotordaki mmf veya rotor akımı, statorun sabit eksen takımına göre,

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (3.31)$$

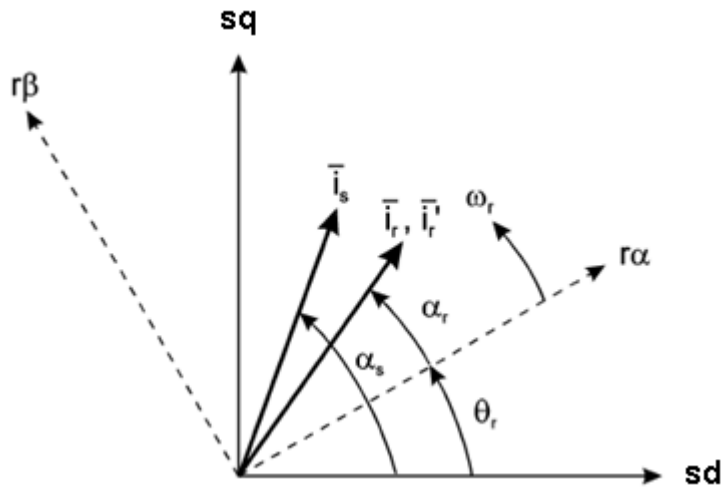
açısal hızıyla döner.

Rotor akımının rotor eksen takımındaki ifadesi

$$\bar{i}_r = |i_r(t)| e^{j\alpha_r} \quad (3.32)$$

rotor akımı uzay vektörü ile r eksenini arasındaki açıdır. Statorun sabit eksen takımında ifade edilen rotor akımı uzay vektörü ise,

$$(\bar{i}_r') = |i_r(t)| e^{j(\alpha_r + \theta_r)} \quad (3.33)$$



Şekil 3.11 Sabit ve dönen eksen takımlarında, stator ve rotor akımlarının uzay vektörleri
(Bakan,2009)

Stator ve rotorda oluşan MMF değişimlerinin toplamı,

$$F(\theta, \theta_r, t) = F_s(\theta, t) + F_r(\theta, \theta_r, t) \quad (3.34)$$

$$F_s(\theta, t) = N_s [i_{sa} t \cos \theta + i_{sb} t \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_{sc} t \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})] \quad (3.35)$$

$$F_r(\theta, t) = N_r [i_{ra} t \cos(\theta - \theta_r) + i_{rb} t \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) + i_{rc} t \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3})] \quad (3.36)$$

Bu eşitlikler kullanılarak, stator akımı uzay vektörü ile rotor akımı uzay vektörünün stator eksen takımındaki toplamı,

$$\bar{i}_m = \bar{i}_s + \frac{N_r}{N_s} \bar{i}_r' \quad (3.37)$$

statorda oluşan akı;

$$\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r' = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r e^{j\theta_r} \quad (3.38)$$

L_s : stator sargısı endüktansı,

L_m : mıknatıslama endüktansıdır.

Stator akısı vektörü aynı zamanda, aşağıdaki şekillerde de ifade edilebilir.

$$\bar{\psi}_s = \psi_{sd}(t) + j\psi_{sq}(t) \quad (3.39)$$

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (3.40)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (3.41)$$

Rotor akımları için aşağıdaki dönüşümler kullanılır.

$$\bar{i}_r' = i_{rd} + j i_{rq} = \bar{i}_r e^{j\theta_r} \quad (3.42)$$

$$\begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (3.43)$$

$$i_{r\alpha} = \cos \theta_r i_{rd} + \sin \theta_r i_{rq} \quad (3.44)$$

$$i_{r\beta} = -\sin \theta_r i_{rd} + \cos \theta_r i_{rq} \quad (3.45)$$

İki fazlı gerilim ve akım bileşenleri, üç fazlı gerilim ve akımlar cinsinden aşağıdaki gibi elde edilir.

$$V_{sd} = \frac{2}{3} \left[V_{sa} - \frac{1}{2} V_{sb} - \frac{1}{2} V_{sc} \right] \quad (3.46)$$

$$V_{sq} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{sb} - V_{sc} \quad (3.47)$$

$$i_{sd} = \frac{2}{3} \left[i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} \right] \quad (3.48)$$

$$i_{sq} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sb} - i_{sc} \quad (3.49)$$

$$i_{ra} = \frac{2}{3} \left[i_{ra} - \frac{1}{2} i_{rb} - \frac{1}{2} i_{rc} \right] \quad (3.50)$$

$$i_{r\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_{rb} - i_{rc} \quad (3.51)$$

Sabit eksen takımındaki stator ve rotor gerilim eşitlikleri, uzay vektörü şeklinde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\overline{V}_s = R_s \overline{i}_s + \frac{d\overline{\psi}_s}{dt} \quad (3.52)$$

$$\overline{V}_r = R_r \overline{i}_r + \frac{d\overline{\psi}_r}{dt} - j\omega_r d\overline{\psi}_r \quad (3.53)$$

R_s : Stator Direnci,

R_r : Rotor direnci

Yukarıdaki eşitlikler kullanılarak asenkron motorun matris modeli aşağıdaki şekilde yazılır,

$$\begin{pmatrix} \overline{V}_s \\ \overline{V}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \overline{i}_s \\ \overline{i}_r \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \overline{i}_s \\ \overline{i}_r \end{pmatrix} - j\omega_r \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ L_m & L_s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \overline{i}_s \\ \overline{i}_r \end{pmatrix} \quad (3.54)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega_r L_m & R_r + L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & L_m p & -\omega_r L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

4. ASENKRON MOTOR KONTROL TEKNİKLERİ

Özellikle elektronik anahtarlama elemanlarının gelişimiyle güç elektroniğinde frekans dönüştürücü ve sürücü teknolojisindeki ilerlemeyle birlikte asenkron motorlar dikkat çekmişlerdir. Asenkron motorun devir sayısı miline bağlanan yük ve benzeri etkenlerden dolayı değişebilmektedir. Bazı uygulamalarda bu değişimler ciddi sorunlar oluşturur. Bu değişimi ortadan kaldırmak yani devir ayarını sabit tutmak için, motorun miline bağlanan yük miktarı artarsa motorun döndürme momenti de arttırılır, motorun miline bağlanan yük miktarı azalır da döndürme momenti de azaltılır (ÇAKIR vd., 2009).

Asenkron motor kontrolünde kullanılan çeşitli kontrol yöntemleri iki kategoride sınıflandırılabilir. Bunlar;

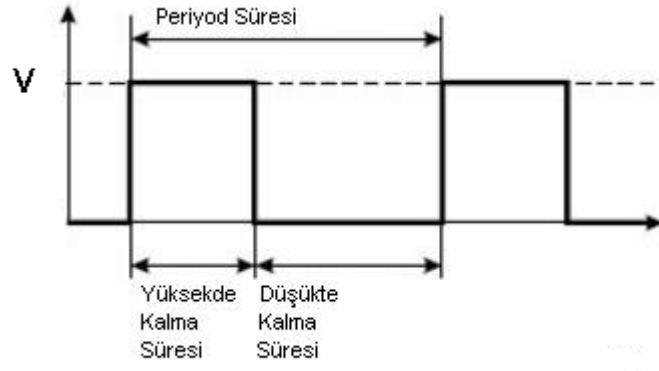
-Skaler kontrol (V/f Kontrol)

-Vektör kontrol (Endirekt Moment Kontrolü)

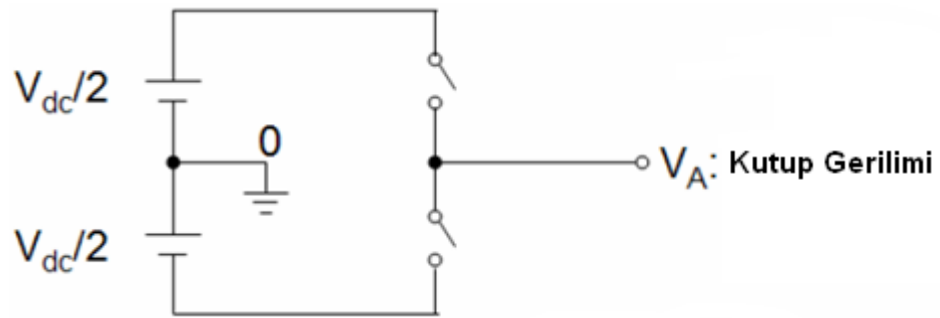
Asenkron motorun değişken hızlı kontrollünde stator gerilimi, stator sargısı kutup çifti, stator frekansı ve rotor direncinin değiştirilerek motor kontrolü yapılmaya çalışılır. Endüstriyel uygulamalarda motor stator gerilimini değiştirerek kontrol daha uygundur. Burada motora bağlanmış inverter vasıtasıyla motora üç fazlı sinüzoidal sinyaller uygulanarak çıkış kontrol edilmeye çalışılır. Ancak burada çıkışın istenilen değere ayarlanabilmesi, darbe genlik modülasyon tekniği ile mümkündür.

Darbe genişlik modülasyonu (PWM) inverterin AC çıkış geriliminin genlik ve frekansının kontrolü için kullanılan popüler bir tekniktir. Bu teknik değişken hızlı elektrik sürücüleri gibi endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu konudaki araştırmaların çoğu çeşitli şema ve tekniklerden dolayı modülasyon işleminin bir sonucu olarak oluşan harmonik bileşenlerinin belirlenmesi üzerinedir.

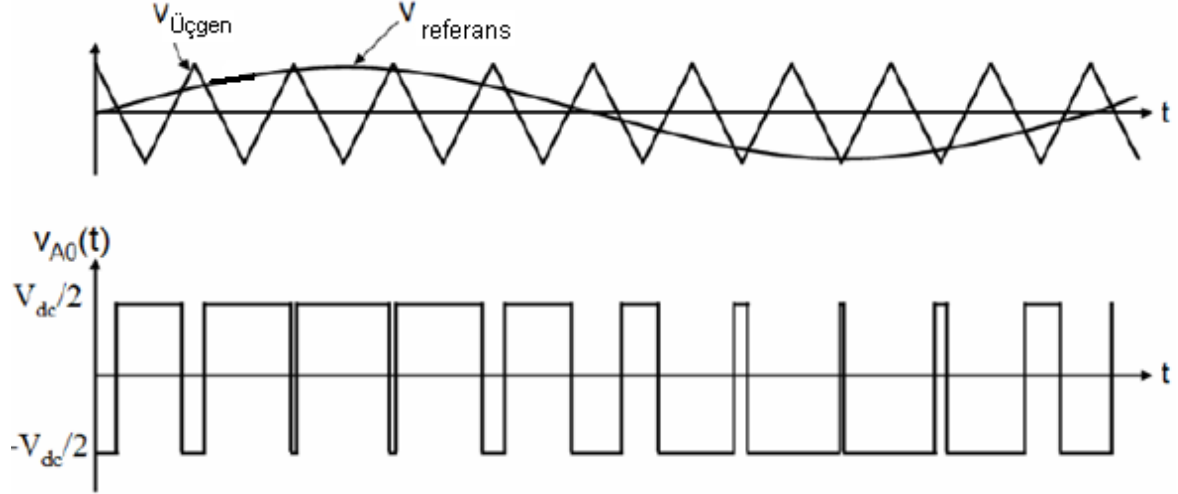
PWM en temel ifade ile üretilen anahtarlama darbelerinin genişliklerinin kontrol edilerek üretilmek istenen analog değer elde edilmesidir. PWM gerilim dalga şekli Şekil 4.1'de görülmektedir. Sinyalin yüksekte kalma ve düşükte kalma süresi referans sinyale göre belirlenir. Uygulamalarda genelde referans sinyal sinüzoidal ve taşıyıcı sinyal üçgen dalga tercih edilir. Şekil 4.3'te sinüzoidal referans dalganın üçgen taşıyıcı ile karşılaştırılması sonucu elde edilen PWM sinyali görülmektedir. PWM sinyalinin frekansını taşıyıcı üçgen sinyalin frekansına eşittir.



Şekil 4.1 PWM sinyali



Şekil 4.2 Tek faz inverter devre modeli



Şekil 4.3 Darbe genlik modülasyonu (PWM)

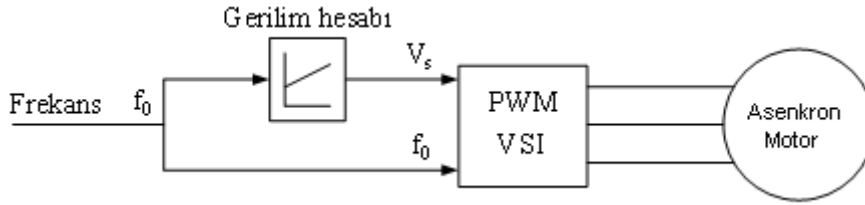
$$V_{ref} > V_t \rightarrow V_{AO} = 0,5V_{dc} \quad (4.1)$$

$$V_{ref} < V_t \rightarrow V_{AO} = -0,5V_{dc} \quad (4.2)$$

Burada, V_{ref} referans sinüzoidal dalga genliği, f çıkış frekansı, V_t taşıyıcı dalga işareti genliğidir.

4.1 Skaler Kontrol

Skaler kontrol düşük maliyeti, yapısının basit olması ve kolay uygulanabilirliği nedeniyle en çok tercih edilen kontrol yöntemlerindendir. Bu yöntemde temel prensip stator gerilimi genliği ile frekansının belli bir oranda değiştirilmesidir (Asker vd., 2009). Bu ayarlama asenkron motorun sargılarına uygulanan gerilimin genlik/frekans (V/f) oranı sabit tutularak motor sargılarından geçen akımın değeri de sabit tutulur. Böylece motor sargılarının dayanabileceği maksimum akım değerinin üstüne çıkılmamış olur (Çakır vd., 2009). Bu yöntemde motor, inverterden PWM kontrolün ürettiği değişken frekanslı sinyalle beslenir. Burada bütün aralık boyunca sabit moment elde etmek için V/f oranı sabit tutulur.



Şekil 4.4 V/f kontrolünün blok diyagramı

Sadece giriş frekans ve gerilim değerlerinin büyüklükleri kontrol edildiğinden bu yöntem skaler kontrol olarak bilinir. Genelde sürücüler geri besleme sinyali içermez, kontrol açık çevrim olarak gerçekleştirilir. Rotorun konumu ihmal edilir, yani hız veya konum bilgisi kullanılmaz. Kontrol sabit bir gerilim/frekans (V/f) çıkışı olan bir regülatör ile sağlanır ve daha sonra PWM modülatörü sürülür. Böylece kontrol yöntemi düşük maliyetlidir ve uygulanması kolaydır. Bu ve benzer kontrol teknikleri frekans kontrolü için detaylı motor bilgisi gerektirmediğinden yaygın olarak kullanılır. Bununla beraber üretilen momentin yüke bağımlı olması nedeniyle doğrudan kontrol edilememesi negatif tarafıdır. İnverterin önceden tanımlı anahtarlama modeli nedeniyle geçiş anındaki tepkileri hızlı değildir. V/f yöntemi özellikle çok iyi performansın istenmediği yerlerde, yapısı basit ve ucuz olduğundan tercih edilir.

Skaler kontrolün uygulanması için çeşitli yöntemler vardır. Bunların en popüler olanları Sinüzoidal PWM, Six-Step PWM yöntemleridir.

Sinüzoidal darbe genlik modülasyonu tekniğinde, yüksek frekanslı bir taşıyıcı üçgen işaret ile modüle edici olarak adlandırılan ve daha düşük frekanslı sinüs işareti Şekil 4.3'te olduğu gibi karşılaştırılmaktadır. Taşıyıcı ve sinüs işaretlerinin geçiş noktalarında anahtarlama

elemanlarının durumlarını değiştirecek PWM işaretleri elde edilir. PWM dalgasının temel gerilim bileşeni ve frekansı, referans dalga genliği ve frekansı tarafından kontrol edilir. Düşük frekanslı anahtarlama da ise asimetrik gerilim şekilleri ve düşük bant harmonikleri oluşmaktadır (Çolak ve Kabalcı, 2008). Açıık bir şekilde bu yöntemin tüm sistem kararlılığını etkileyen açıık yönleri vardır. Lineer modülasyon bölgesi düşüktür ve 0 ile 0,785 arasında değerler alır. Bu da çıkış geriliminin çok fazla değiştirilemeyip gerilim değerinin belli aralıklarda kalmasına neden olur. Bunu yükseltmek için üçüncü harmonik ilave etmek gerekir. Ayrıca aşırı modülasyon aralığında doğrusal olmayan özellik gösterir ve analog bir yöntemdir.

Modülasyon indeksi referans gerilim genliğinin taşıyıcı gerilim genliğine oranıdır ve hesaplaması (4.3) denkleminde olduğu gibi yapılır. Benzer şekilde taşıyıcı indeksi m_f , taşıyıcı frekansın referans frekansına oranı olarak tanımlanır ve Denklem (4.4)'de olduğu gibi hesaplanır.

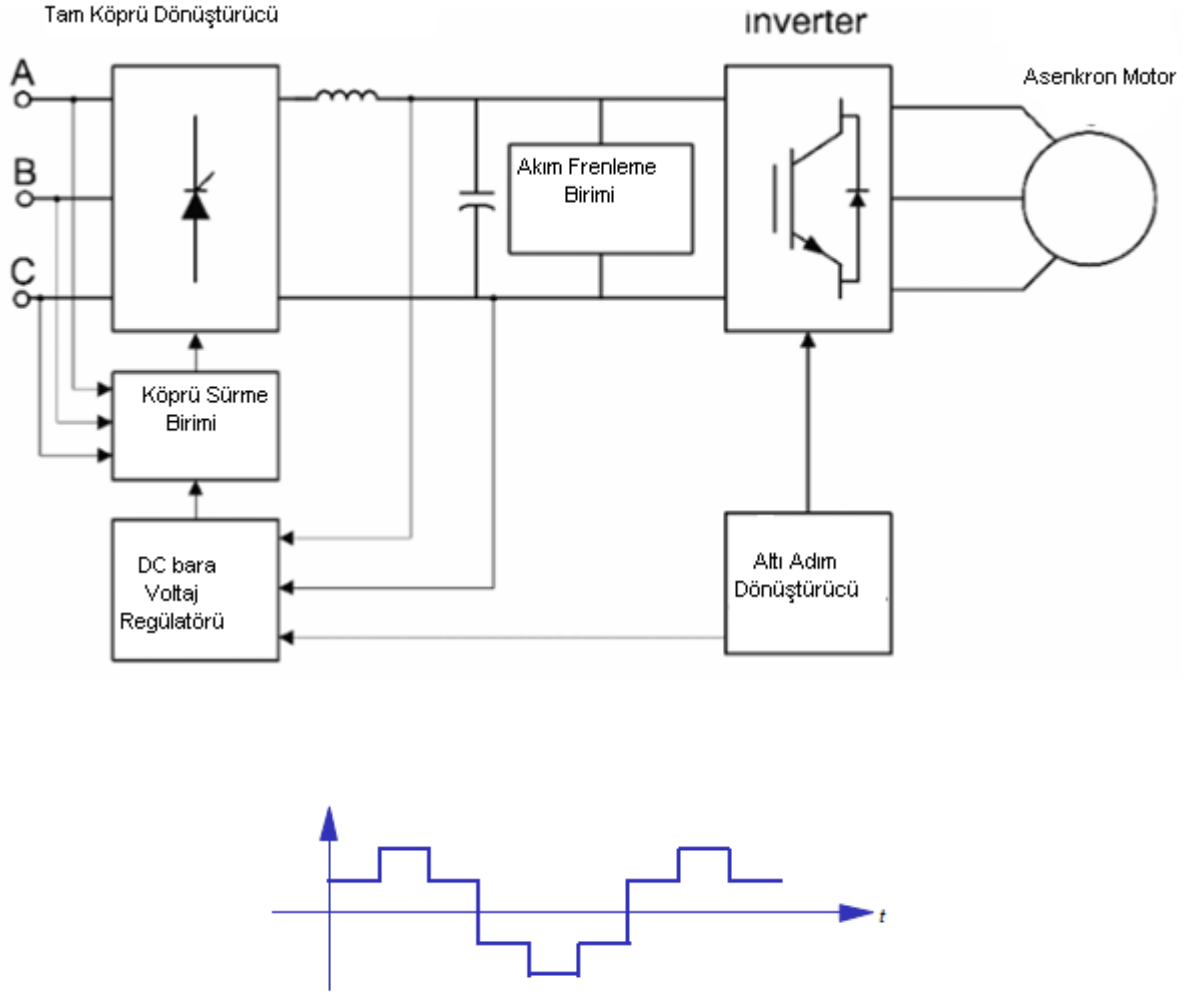
Üç fazlı sinüzoidal PWM yönteminde inverter çıkışında dengeli üç fazlı gerilim elde etmek için, aynı üçgen dalga 120 derece faz farklı üç adet sinüzoidal kontrol işareti ile karşılaştırılır. Keşişme noktaları anahtarlama anlarını belirler. Aşırı modülasyon aralığı doğrusal olmayan özellik gösterir. En düşük harmonik dalgalanmalar $0 < m < 0,4$ aralığındadır. Bu yöntemin uygulanması kolaydır. Fakat analog bir yöntem olması dezavantaj olarak görülür [3].

$$m = \frac{V_{ref}}{V_t} \quad (4.3)$$

$$m_f = \frac{f_s}{f} \quad (4.4)$$

f_s anahtarlama frekansı, m modülasyon indeksi, m_f taşıyıcı indeksidir .

Altı adım dönüştürücüde (Six Step Converter), değişken frekanslı sürücünün inverteri altı farklı anahtarlama durumuna sahiptir ve belirlenmiş bir sırada anahtarlandığında AC asenkron motor döndürülebilir. Bu yöntemin avantajı orta düzeyde hesaplama gerektirmemesi ve uygulanması en kolay yöntem olmasıdır. Negatif yönü daha yüksek değerde düşük değer (loworder) harmoniklere sahip olmaları ve bunların motorun endüktansıyla filtrelenebilmesidir. Bu da motorda daha yüksek kayıp, daha yüksek moment dalgalanması ve düşük hızlarda sarsıntıya neden olur.



Şekil 4.5 Altı adım PWM dönüştürücü

4.2 Vektör Kontrol

Günümüzde, vektör kontrol yöntemi gibi kontrol yapılarının geliştirilmesi ve güç elektroniği elemanlarının maliyetlerindeki düşüş ve performanslarındaki artış nedeniyle bu motorların hız kontrolü daha etkin bir şekilde yapılabilmektedir. Asenkron motorların hız kontrollerinde, sürekli durum modelinden çıkarılan skaler kontrol yöntemi ve motorun dinamik modelinden elde edilen vektörel kontrol yöntemleri kullanılmaktadır. Skaler kontrol, pek çok düşük performanslı endüstriyel uygulamalar için yeterli olurken, yüksek performanslı uygulamalarda vektörel kontrol yöntemleri tercih edilmektedir. V/f oranının değiştirilmesi ile oldukça kolay bir şekilde gerçekleştirilen ve çoğu uygulamada yeterli olan hız kontrolü özellikle moment kontrolünün çok önemli olduğu sarma ve hadde makineleri vb gibi süreçlerde yeterli olamamaktadır.

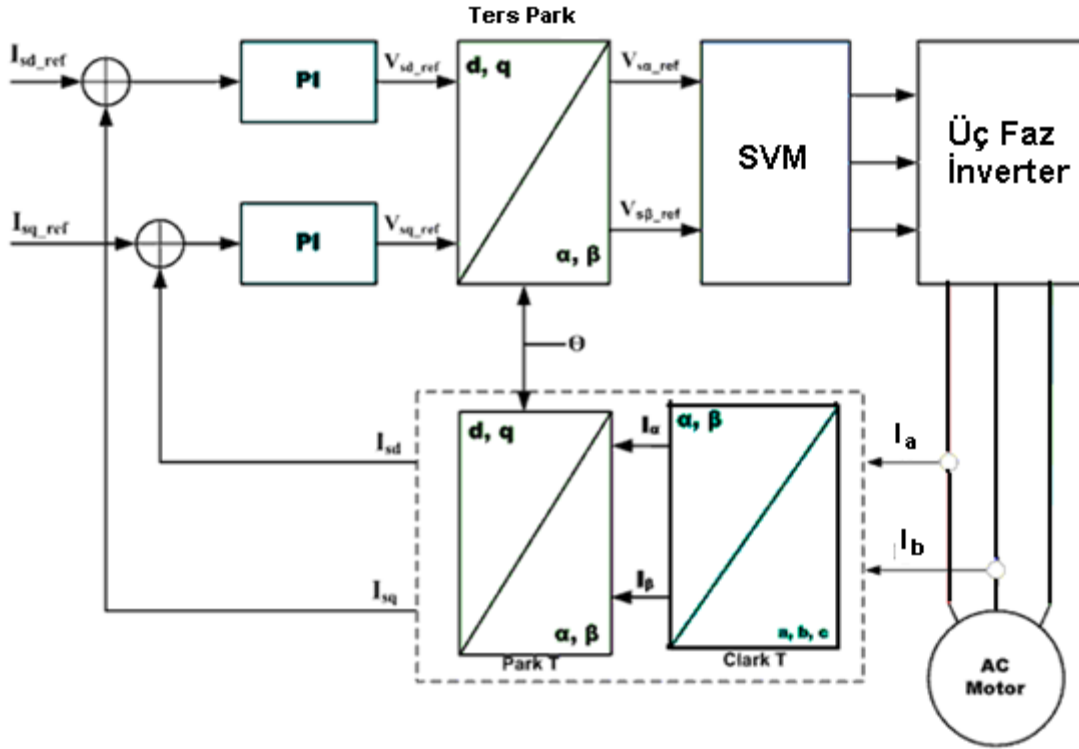
İyi bir hız kontrol performansı istenen asenkron motor sürücülü endüstriyel sistemlerde motorun skaler hız kontrol yöntemi yerine vektörel hız kontrolü bir zorunluluk haline gelmektedir.

Vektör denetim yöntemleriyle asenkron motorun akı ve momenti arasındaki kenetlenme ortadan kaldırılarak birbirinden bağımsız olarak denetlenebilir hale getirilmektedir. Akı ve moment arasındaki kenetlenmenin kalkmasıyla asenkron motorun moment bağıntısı, bir doğru akım (DC) motorunun moment bağıntısına benzer hale gelir. Böylece, asenkron motorun vektör denetimi ile tıpkı DC motorlarda olduğu gibi akı bileşeni sabit tutularak stator akımının moment bileşeni ile moment doğrusal olarak denetlenebilir (Dandil ve Gökbulut, 2006).

Asenkron makinede doğru akım makinesinde olduğu gibi akımı ve momenti ayrı ayrı kontrol edebilecek iki akım bileşeni yoktur. Sadece stator akımı vardır. Buna karşın stator akımı sinüzoidal bir büyüklük olması nedeniyle genlik frekansı ve faz bilgilerini içerir. Kontrol edilmesi gereken büyüklük genliği, faz farkı ve frekansı ile tanımlanan akım vektörüdür. Makinenin stator akım vektörü doğru akım makinesindeki uyarma ve endüvi akımlarına benzer şekilde biri akımı diğeri momenti oluşturmak üzere dik iki bileşene ayrılmalıdır.

Akı baz alınarak stator akımının bileşenlerinin ayrılması işlemi akı oryantasyonu olarak adlandırılır. Böylece asenkron makine hız referansı değişimlerine ve yük momenti değişimlerine doğru akım makinesi kadar hızlı cevap vermektedir.

Vektör kontrolde amaç AC motoru DC motora benzeterek kontrolünü sağlamaktır. AC motor stator akımı, birbirine dik iki bileşene ayrılarak, DC motor uyartım ve endüvi akımına benzer iki akım elde edilebilir. Böylece bu stator akım bileşenleri sayesinde akı ve moment kontrolü sağlanabilir. Teorik olarak AC motor kontrolü, senkron hızla dönen d-q eksen takımındaki dq modeli ile gerçekleştirilir.



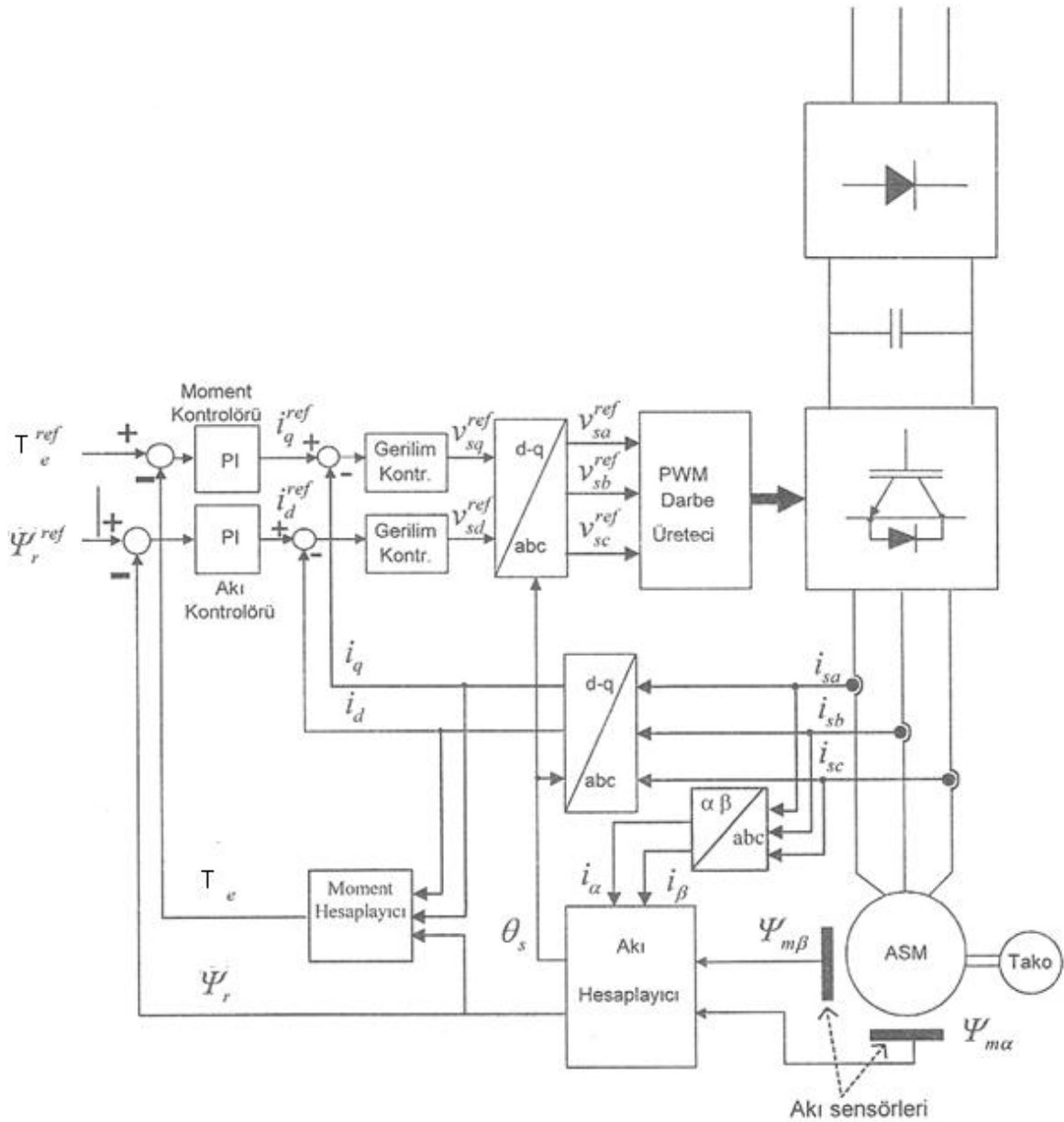
Şekil 4.6 Vektör kontrol

Vektör kontrol yöntemi, alan yönlendirmeli kontrol, akı yönlendirmeli kontrol veya dolaylı moment kontrol olarak da bilinir. Alan yönlendirme dönüşümleri kullanılarak 3-faz akım vektörleri üç boyutlu durağan referans düzleminden 2 boyutlu dönen referans düzleme (d-q) dönüştürülür. 'd' bileşeni stator akımının akı üreten bileşenini temsil eder, 'q' bileşeni ise moment üreten bileşeni temsil eder. Bu birbirinden ayrılmış bileşenler bağımsız olarak PI denetleyici ile kontrol edilebilir PI denetleyicilerin çıkışları tekrar üç boyutlu durağan referans düzleme ters Clark-Park dönüşümleri ile çevrilir. Kullanılan anahtarlama modeli darbe genlik modülasyonudur ve uzay vektör modülasyon tekniği kullanılarak uygulanır. Dönüşümler ve kontroller akı bağıntılı bir uzay vektör referansı kullanılarak yapılır [3]. Vektörel kontrolde bolca matematiksel işlem yapılır. Bu işlemler koordinat dönüşümlerinden kaynaklanmaktadır. Bu dönüşümlerle AC motorların üç fazlı gerilimleri, akımları ve akıları kompleks uzay vektörleri ile temsil edilebilir (Yıldız, 2008). Vektör kontrol yöntemleri; doğrudan vektör kontrol, dolaylı vektör kontrol, doğrudan moment kontrol ve alan yönlendirmeli kontrol yöntemleridir.

4.2.1 Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi

İlk uygulanan vektör kontrol yöntemidir. Hava aralığı akı bileşenleri statora yerleştirilen iki akı sensörü yardımı ile doğrudan ölçülmektedir. Ayrıca bu yöntemde abc ve α - dönüşümleri ile motor akım bileşenleri hesaplanmaktadır. Akı sensörlerinin statora yerleştirilmesi için özel bir yapı gerektirdiğinden kullanışlı bir yöntem değildir.

Hesaplanan hava aralığı akısından hareketle kontrol için gerekli rotor akısının genlik ve fazı ile makine momentini hesaplanır. Kontrol Şekil 4.7'de görüldüğü gibi yapılıdır.

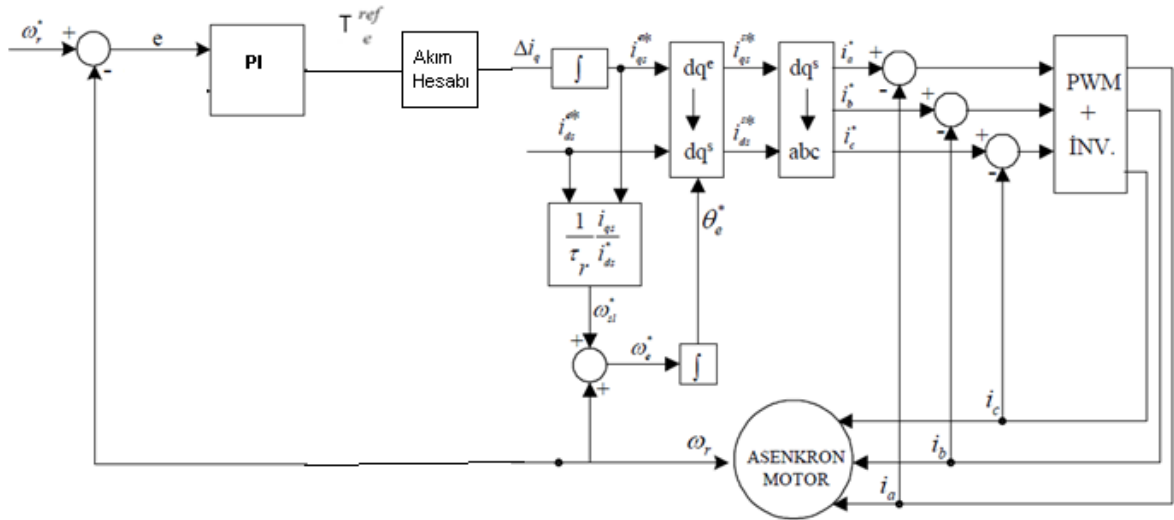


Şekil 4.7 Doğrudan vektör kontrol blok diyagramı(Sağıroğlu vd., 2003)

4.2.2 Dolaylı Vektör Kontrol

Bu kontrol yönteminde rotor akı vektörünü abc ve d-q dönüşüm matrisleri kullanılır. Dolaylı vektör denetim yönteminde akı vektörünün konumu, ölçülen rotor hızı/konumu ve hesaplanan açısal kayma hızından bulunur. Hız/konum algılayıcılarına ihtiyaç duyulması ve motor parametrelerindeki değişime karşı oldukça duyarlı olması bu yöntemin en büyük olumsuz yönleridir (Dandil ve Ata, 2005).

Anlatılan türe ASM hız kontrol yöntemleri (V/f, skaler, vektörel kontrol yöntemleri) üç farklı doğrultusu ve üç farklı eviriciden oluşan güç devresi aynıdır.



Şekil 4.8 Asenkron motorun dolaylı vektör denetimi için blok yapısı(Dandil ve Ata, 2005).

Burada ω_r^* referans rotor açısal hızı, e ω_r^* ve ω_r arasındaki hatadır.

4.2.3 Alan Yönlendirmeli Kontrol

Asenkron motorların bilinen skaler kontrolünde gerilim ve frekans temel kontrol bileşenleri olup moment ve akı bu iki değişkenin fonksiyonlarıdır. Bu kuplaj etkisi asenkron motorun geç tepki vermesine neden olur. Sabit gerilim altında motor momenti değiştirilmek istendiğinde frekans artırılır. Frekansın artmasıyla birlikte akı azalır, dolayısıyla moment de geçici olarak azalır. Momentteki geçici azalma ile motor tepki süresi uzamaktadır (Bayındır ve Narlı, 1992).

DC motorlar makine içindeki manyetik akının alan akımıyla, üretilen momentin ise armatür akımıyla birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmesi nedeniyle hassasiyet gerektiren uygulamalarda kullanılır. Fakat bakım gerektirmeleri, her ortamda çalışamamaları ve fiyatlarının pahalı olması gibi nedenlerden endüstride tercih edilmezler.

Asenkron motorlar sağlamlığı, ucuzluğu ve bakımının kolaylığı gibi üstünlükleri olan alan yönlendirmeli kontrol ile denetlendiğinde, yüksek performans uygulamalarında DC motorlara tercih edilir duruma gelirler. Bu çalışmada alan yönlendirmeli kontrol üzerinde durulacaktır. Güç elektroniği ve yarı iletken teknolojisinin gelişimiyle anahtarlama sürücü teknolojisi ilerlemiş ve yüksek doğrulukta ve verim açısından iyi motor sürücüleri yapılabilir hale gelmiştir. Alan yönlendirmeli kontrolde motor ve yük parametrelerinin değişmesinden etkilenmeden motor momenti ve akısı istenilen değerde tutulur. Alan yönlendirmeli kontrol uygulamaları motor parametrelerinin değişimlerinden etkilenmediğinden, motor moment cevabı hızlı olduğundan, karmaşık denklemlerin gelişmiş mikro denetleyiciler ile hızlı olarak hesaplanabilmesi gibi özellikleri nedeniyle bu çalışmada tercih edilmiştir. Ayrıca alan yönlendirmeli kontrol üstün özellikleriyle hassas kontrol gerektiren ve enerji açısından verimli uygulamalarda tercih edilmektedir. Ayrıca alan yönlendirmeli kontrolle ilgili literatürde çalışmalar mevcut olup gelişen teknolojiyle beraber alan yönlendirmeli kontrolün daha verimli, daha hızlı ve daha ekonomik olarak gerçekleştirilmesi araştırma konusu olmaktadır.

Alan yönlendirmeli kontrolde asenkron motorlar, serbest uyarmalı bir DC motora benzetilir. Stator akımı bir dönüşüm kullanılarak birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilen iki bileşene ayrıştırılır. Bu akım bileşenlerinden bir tanesi motorun manyetik akısını diğeri makinenin oluşturacağı momentin kontrol edilmesini sağlar. Alan yönlendirmeli kontrol, stator ya da rotor akısı ve konumunun tam olarak bilinmesini gerektirmektedir. Akı bilgisinin elde edilmesi ve yöntemine göre alan yönlendirmeli kontrol doğrudan alan yönlendirmeli kontrol ya da dolaylı alan yönlendirmeli kontrol olmak üzere isimler alırlar. Yine alan yönlendirme yöntemi stator ya da rotor akısı kullanılmasına göre stator alan yönlendirme ya da rotor alan yönlendirme olarak isimlendirilirler (Güldemir, 2001).

Bu kontrol yönteminde motor ve yük parametrelerinin değişimlerinden etkilenmeden, motorun moment ile akısını etkin bir şekilde istenilen yörüngede tutmak hedeflenir. Doğrudan rotor alan yönlendirmeli kontrolde asenkron makine sürücü düzeneğinin dinamik performansının hızlı ve hassas olması makinedeki akının doğru bir şekilde bilinmesini gerektirmektedir. Akının doğrudan ölçülmesi zor ve pahalı olduğundan akıyı doğrudan ölçme işlemi yerine kolaylıkla ölçülebilen akım, gerilim, hız bilgileri kullanılarak akının hesaplanması yoluna gidilir. Akı hesaplanmasının en basit yöntemi asenkron makinenin akım ya da gerilim modellerinden yararlanarak açık çevrimli gözetleyicilerin kullanılmasıdır. Akıyı

bu şekilde hesaplamak için kullanılan matematiksel modeller akım ve gerilim modelleri olarak bilinmektedir.

Alan yönlendirmeli kontrol yöntemi, senkron dönen d - q eksenindeki referans düzlemde temsil edilen motor modelinden yararlanılarak geliştirilmiştir. Bir asenkron motorun senkron dönen referans düzlemdeki stator ve rotor gerilimi denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_s \psi_{ds} \quad (4.5)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} + \omega_s \psi_{qs} \quad (4.6)$$

$$v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{dr} \quad (4.7)$$

$$v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{qr} \quad (4.8)$$

Burada ψ_d ve ψ_q akı bileşenleri, ω_s senkron hız, ω_r rotor hızıdır.

Stator ve rotor akı ve akım bileşenleri aşağıdaki gibi yazılır;

$$\begin{pmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{qr} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{ds} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

Asenkron motor tarafından üretilen elektromanyetik moment denklemi ise aşağıdaki gibidir;

$$T_e = 3 \frac{pL_m}{4L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \quad (4.10)$$

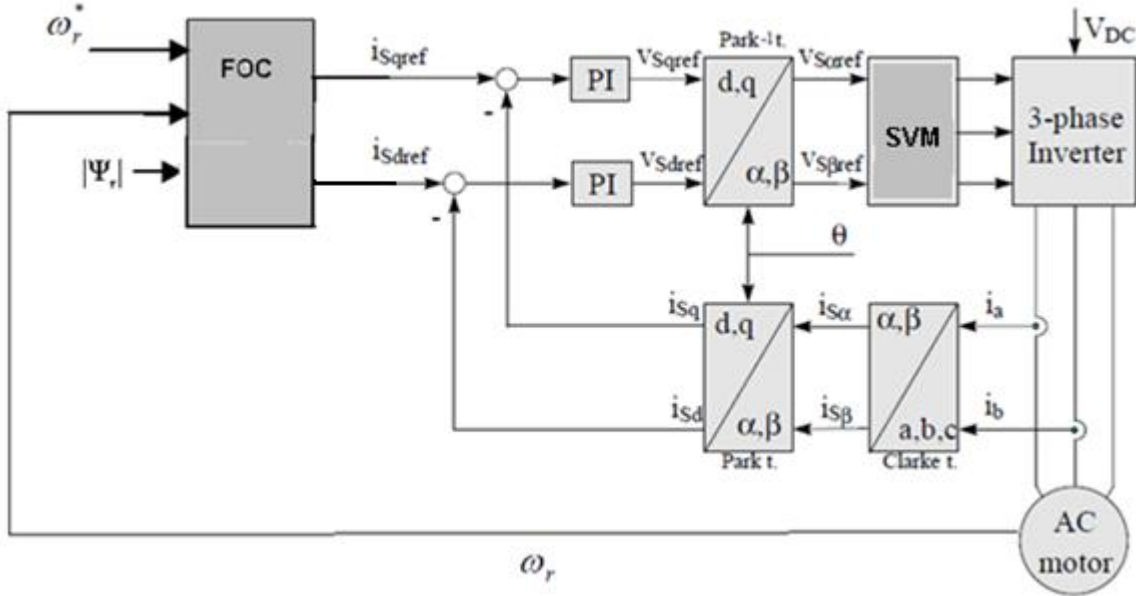
Rotor akı yönlendirmesi ile $\psi_{dr} = \psi_r$ ve $\psi_{qr} = 0$ olur. Denklem (4.7) ve (4.8)' de $\psi_{dr} = \psi_r$ ve $\psi_{qr} = 0$ yerine konularak bu eşitlikler (4.11) ve (4.12) de yeniden yazılabilir.

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \frac{L_m}{\tau_r \omega_r} i_{qs} \quad (4.11)$$

$$\tau_r = \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r = L_m i_{ds} \quad (4.12)$$

Burada ω_{sl} kayma frekansdır, τ_r ise rotor zaman sabitidir. Benzer şekilde (4.10) denkleminde $\psi_{dr} = \psi_r$ ve $\psi_{qr} = 0$ ifadesi yerine konulursa elektromanyetik moment eşitliği aşağıdaki eşitliktekinde indirgenir.

$$T_e = \frac{3pL_m}{4L_r} \psi_r i_{qs} \quad (4.13)$$



Şekil 4.9 Asenkron motor için temel alan yönlendirmeli kontrol şeması

Alan yönlendirmeli kontrolde referans gerilim vektörü elde edildikten sonra anahtarlama işaretlerinin elde edilmesi Uzak Vektör Modülasyon tekniğiyle yapılır. Referans vektörün uzay düzlemde bulunduğu bölge tespit edilerek anahtarlama sinyalleri ve süreleri hesaplanır.

4.2.3.1 SVM İşlemi

SVM tekniği temelde üç fazlı inverterler için PWM üretmede vektörel bir yaklaşım olarak geliştirilmiştir. Motora daha düşük toplam harmonik distorsiyonu ile daha yüksek gerilim sağlayan sinüs dalga üretimi için oldukça karmaşık bir tekniktir. Bu teknik, çıkış gerilim vektörünün yerleştirildiği bölgeye göre uzay vektörlerini sınırlandırmaktadır. PWM yaklaşımındaki farkı, α - düzleminde gerilimin uzay vektör gösterimine dayanmaktadır. α - bileşenleri dönüşümlerle bulunmaktadır. Anahtarlama anının belirlenmesi α - düzleminde anahtarlama vektörlerinin gösterimine dayanan SVM tekniği kullanılarak gerçekleştirilmektedir. SVM tekniği yoğun hesaplama dayanan gelişmiş bir PWM

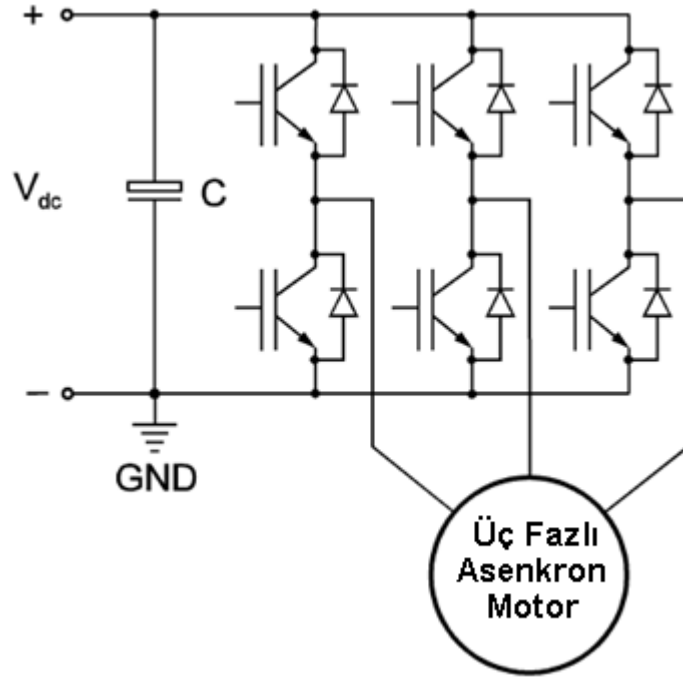
teknigidir ve vektör kontrol tekniği ile uyumlu olduğundan sürücü uygulamalarında, sinüzoidal hat gerilim ve akımları üretmek için kullanılan en yaygın yöntemdir (Bonnetf vd., 1997). SVM aynı DC bara gerilimi için daha yüksek çıkış gerilimine, daha düşük anahtarlama kayıplarına ve daha iyi harmonik performansına sahip olduğundan değişik üç fazlı inverter uygulamaları için tercih edilen PWM tekniği olmuştur. Ancak, bu klasik SVM yaklaşımı uygulamasını gerçekleştirmek zor olabilmektedir. SVM gerçekleştirilmesi, Park dönüşümlerinin, sektör hesaplarının, altıgen durumların ve vektör ayrıştırılmalarının kullanılmasını gerektirmektedir. Bu nedenle SVM genellikle mikroişlemcilerin gerilim dalga şekilleri üretmek için kullanıldığı vektör kontrollü sürücü uygulamalarında kullanılmaktadır (Yumurtacı vd., 2009).

SVM üç fazlı sistemlere uygulanır. Temelde üç faz değişkenlerinin iki boyutlu uzayda temsil edilmelerine dayanır. Bunu için önce asenkron motorun matematiksel modelinin bilinmesi gereklidir. Üç fazlı sinüzoidal gerilimlerin uzay vektörü d ve q uzay sabit eksen takımında rotorun ω_r hızında dönen, sabit genlikli vektördür. Uzay vektörü, ω_r sabit açısal frekansta dönen fazör veya genlik vektörü olarak sinüzoidal gerilimle işler, bu genlik vektörü sanal d-q düzleminde temsil edilir. SVM çalışmasında üç modülasyon sinyali veya gerilimin tek değeri ile temsil edilmesi nedeniyle, üç modülasyon sinyal ve gerilimin toplamı V_{ref} olarak adlandırılır.

Üç fazlı gerilim beslemeli inverterlerin normal çalışması, aynı koldaki iki elemanın aynı anda iletimde olmamasını gerektirir. Bu sebeple üç fazlı inverter, yapı olarak iki durumlu üç mekanik anahtar ile tanımlanır.

Her bir inverter faz kolunun anahtarlama durumu ayrı ayrı S_a , S_b ve S_c anahtarlama fonksiyonları tarafından kontrol edilir. Anahtarlama fonksiyonu, inverter fazı kaynak geriliminin pozitif ucuna bağlandığında "1", negatif ucuna bağlandığında ise "0" değerini alır. Buna göre;

$$S_{a,b,c} = \begin{cases} 1 \rightarrow +V_d \\ 0 \rightarrow -V_d \end{cases} \quad (4.14)$$



Şekil 4.10 Gerilim beslemeli inverter sistemi

SWM modülasyonu anlatmak için Şekil 4.10' daki üç fazlı inverter modeli kullanılır. Aynı faz kolunda kaynağın kısa devre olmaması için sadece bir IGBT iletimdedir. Buna göre toplamda 3 anahtar vardır, anahtarlar iletim veya kesim durumundadır. Buna göre toplamda $2^3 = 8$ adet durum vardır. SVM yaklaşımında uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanmıştır (Mehrizi-Sani ve Filizadeh, 2006).

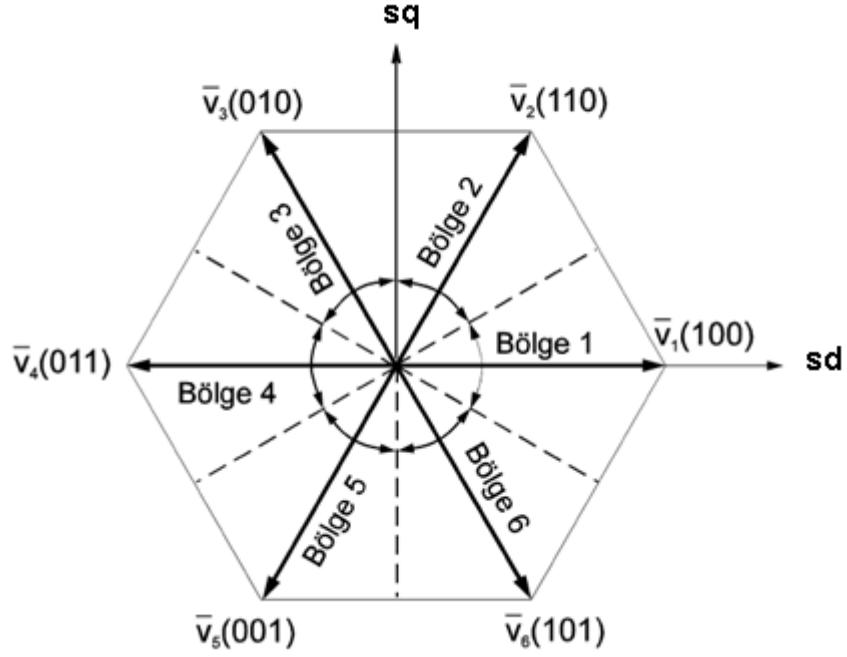
$$V = \frac{2}{3} \left(V_a t + V_b t e^{j\frac{2\pi}{n}} + V_c t e^{-j\frac{2\pi}{n}} \right) \quad (4.15)$$

n : sektör numarası

Buna göre uzay vektörün sabit bir büyüklüğü olduğu ve açısal frekans olarak faz nicelikleriyle aynı hızda döndüğü görülür. Sekiz adet anahtarlama durumunun altı tanesi aktif durumdur, iki tanesi sıfır durumudur. Bunlar uzay vektör altıgen oluşturur. Genlikleri sıfır olan vektörler sıfır anahtarlama durum vektörü veya sıfır gerilim vektörü olarak isimlendirilir.

SVM uygulamasında, üretilmek istenilen referans gerilim vektörünün sabit eksen takımındaki bileşenleri ve ile gerilimini giriş olarak alır. ve kullanarak referans gerilim vektörünün bulunduğu bölge tespit edilir. 'e komşu olan iki gerilim vektörü ve sıfır gerilim vektörleri, bir anahtarlama periyodu içinde uygun bir

sırayla ve belirli sürelerle seçilir. Böylece, bir anahtarlama periyodu boyunca ortalama olarak referans gerilim vektörü elde edilmiş olur.



Şekil 4.11 Uzay vektör bölgeler

Sıfır olmayan altı gerilim vektörü genel olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

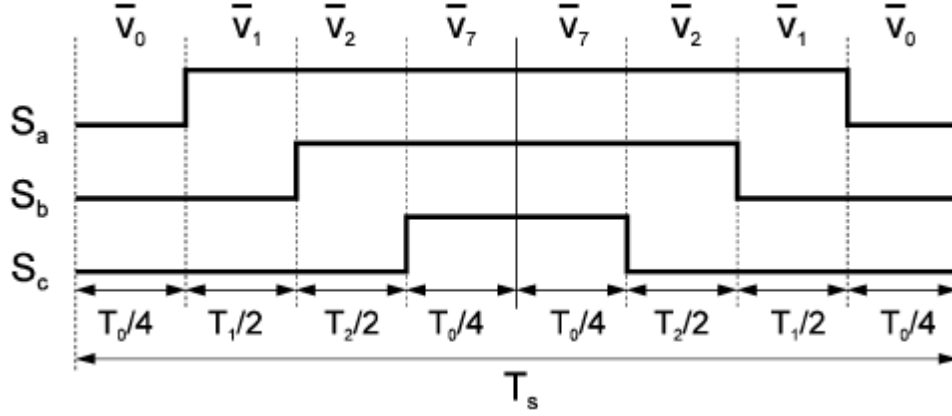
$$V_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{n}} \quad (4.16)$$

İnverterin tam bir anahtarlama periyodu içerisindeki ortalama gerilim,

$$\bar{V} = \int_0^{T_s} \bar{V} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_n dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_{n+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \bar{V}_{07} dt \quad (4.17)$$

V_n ve V_{n+1} aktif anahtarlama vektörleridir, V_0 ve V_7 ise sıfır anahtarlama vektörleridir. Standart SVM’de V_n ve V_{n+1} anahtarlama vektörleri referans vektöre komşu seçilir. Anahtarlama yapılırken bir durumdan diğer bir duruma geçilirken inverterin sadece bir bacağı anahtarlınır. Böylece hem anahtarlama kayıpları minimum olmakta hem de iyi bir harmonik içeriğe sahip çıkış gerilimi elde edilmektedir.

Referans gerilim vektörü açısının $0 < \theta < 60^\circ$ olması durumunda üretilen gerilim vektörleri Şekil 4.12’ de gösterilmiştir.



Şekil 4.12 Örnek anahtarlama dizini

Buradaki açıklamalara göre önce istenilen referans vektörün nerede olacağı belirlenmelidir. Pek çok üç faz denetleyiciler, üç faz sistemi 2 boyutlu d-q referansına dönüştürmek için Clarke dönüşümü kullanır (Lamich vd., 2002). Her anahtarlama periyodu için darbe genlik örnekleri, istenilen referans vektörün d-q bileşenlerinden hesaplanır.

ve anahtarlama değişken vektörü arasındaki ilişki Denklem (4.18)'de verilmiştir [2].

$$\begin{pmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{pmatrix} = V_{dc} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

Benzer şekilde ve anahtarlama değişken vektörü arasındaki ilişki Denklem (4.19)'da verilmiştir [2].

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix} \quad (4.19)$$

Denklem (4.18) ve (4.19)'deki ifadelerde a,b ve c değişkenlerine anahtarlama durum vektörleri uygulandığında faz-nötr ve faz-faz gerilimlerinin alacağı değerler gerilim vektörleri Çizelge 4.1' de verilmiştir.

Çizelge 4.1 Uzay vektör anahtarlama vektörleri [2]

Gerilim	Anahtarlama Vektörleri			Faz-nötr gerilimi			Faz-faz gerilimi		
Vektörleri	a	b	c	V _{an}	V _{bn}	V _{cn}	V _{ab}	V _{bc}	V _{ca}
V0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
V2	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
V3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
V4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
V5	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
V6	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
V7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} \quad (4.20)$$

Tamamen altıgenin içinde yer alan herhangi bir uzay vektörü V_{ref} , iki aktif uzay vektörü ve herhangi sıfır vektörü ile aşağıdaki gibi oluşturulur.

$$V_{ref} = \frac{V_n \cdot T_1 + V_{n+1} \cdot T_2 + V_0 \cdot T_0 + V_7 \cdot T_7}{T_s} \quad (4.21)$$

Bu formül aktif V_n ve V_{n+1} vektörlerini birleştirerek sadece örnekleme periyodu boyunca geçerli yaklaşık referans vektörünü verir.

Modülasyon indeksi;

$$m = \frac{V_{ref}}{V_{dc} / 2} \quad (4.22)$$

SVM için yapılması gerekenleri özetlersek;

1 – Bölge belirlenmelidir. Durağan bölge d-q bileşenleri karşılaştırılarak referans bölgenin bulunduğu bölge belirlenmelidir.

2- Daha sonra efektif zamanlar hesaplanmalıdır. Referans vektörün d-q bileşenleri ve V_{dc} link voltaj bilgileri kullanılarak T_1 ve T_2 efektif zamanları hesaplanır.

3- Anahtarlama zamanlarının belirlenmesi, sektör bilgisi kullanılarak her bir inverter kolu için asıl anahtarlama zamanı aktif anahtarlama ve sıfır anahtarlama zamanlarında üretilir (Swamy ve Kumar, 2008).

Bir sektördeki her anahtarlama zamanını belirlemek Denklem (4.17) ' deki genel ifade yazılır.

Genel formülü 1. Bölge için yazdığımızda;

$$\int_0^{T_s} V_{ref} dt = \int_0^{T_1} V_1 dt + \int_{T_1}^{T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_0 dt \quad (4.23)$$

$$T_s \cdot V_{ref} = T_1 \cdot V_1 + T_2 \cdot V_2 \quad (4.24)$$

$$T_s |V_{ref}| \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{3}) \\ \sin(\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$$T_1 = T_s \left(\frac{|V_{ref}|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \right) \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \quad (4.26)$$

$$T_2 = T_s \left(\frac{|V_{ref}|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \right) \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \quad (4.27)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (4.28)$$

Bu formülü genelleştirirsek herhangi bir sektördeki zamanlar;

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} T_s |V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{n-1}{3} \pi\right) \right) = \frac{\sqrt{3} T_s |V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{n}{3} \pi - \alpha\right) \right) \quad (4.29)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_s |V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\alpha - \frac{n-1}{3} \pi\right) \right) \quad (4.30)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad 1 \leq n \leq 6 \text{ ve } 0 \leq \alpha \leq 30 \quad (4.31)$$

Sektörün belirlenmesi $V_d + jV_q$ referans vektörünün faz açısıyla bulunur.

T_1 ve T_2 belli bir değerden sonra T_0 negatif çıkar. Bunu önlemek için zaman sürelerini kısıtlamak gerekir. Bu süreler yeniden tanımlanırsa;

$$T_1' = \frac{T_s}{2} \frac{T_1}{T_1 + T_2} \quad (4.32)$$

$$T_2' = \frac{T_s}{2} \frac{T_2}{T_1 + T_2} \quad (4.33)$$

$$T_1' + T_2' = \frac{1}{2} T_s \quad (4.34)$$

Buna göre $T_1' + T_2'$ en çok $T_0 = 0$ olacak kadar artabilir. Burada T_1' ve T_2' anahtarlama sürelerinin sınırlandırılmasıyla birlikte uygulanacak anahtarlama vektörlerinin maksimum süreleridir.

En iyi harmonik performansı elde etmek için, anahtarlama sırası öyle bir ayarlanır ki bir durumdan bir sonraki duruma geçişte inverterin sadece bir kolunda anahtarlama gerçekleştirilir. Bunun için tek numaralı sektörde iken uygulanan vektör düzeni $\vec{v}_1, \vec{v}_2, \vec{v}_3, \vec{v}_4, \vec{v}_5, \vec{v}_6$; çift numaralı bir sektörde ise $\vec{v}_7, \vec{v}_8, \vec{v}_9, \vec{v}_{10}, \vec{v}_{11}, \vec{v}_{12}$ şeklinde uygulanır.

SVM yönteminin buraya kadarki açıklamalarla birlikte özellikleri aşağıdaki gibi özetlenebilir;

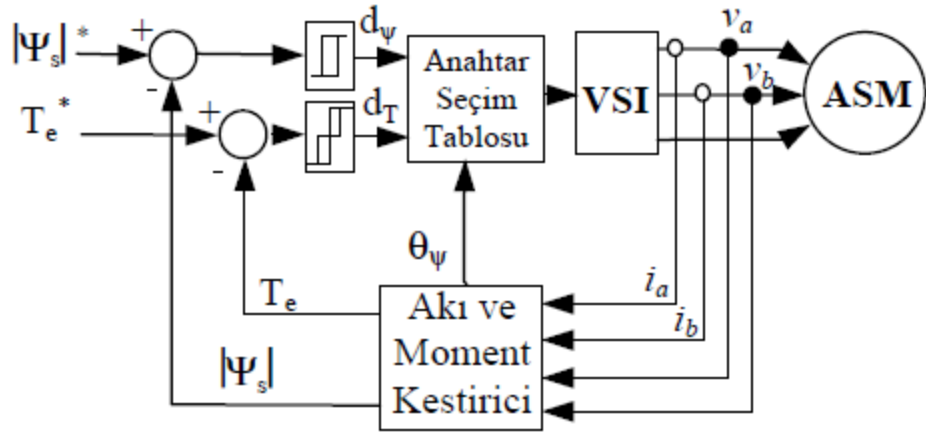
- 1 – Asenkron veya senkron açık çevrim, taşıyıcı tabanlı olmayan bir yöntemdir.
- 2 – Nötrü izoleli üç fazlı eviricilerde çok iyidir.
- 3 – Lineer modülasyon bölgesi geniştir. ($0 < m < 0,97$)
- 4 – Aşırı modülasyonda kare dalgaya kadar kolayca doğrusallaştırma olanağı vardır.
- 5 – En düşük harmonik dalgalanmalar lineer bölgede meydana gelir.
- 6 - Yoğun ve karmaşık hesaplamalar gerektirir.
- 7 – Mikroişlemci veya DSP gerektirir, dolayısıyla dijital bir yöntemdir .

4.2.4 Doğrudan Moment Kontrolü

Mikro işlemciler ve güç yarı iletkenlerindeki teknolojik ilerlemeler, gelişmiş kontrol yöntemlerinin alternatif akım (AC) motor sürücülerinde kullanılmasını mümkün hale getirmiştir. Doğrudan moment kontrol (DTC) yöntemi son yıllarda asenkron makine

sürücülerinde yoğun bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır. Doğrudan moment kontrol yöntemi hızlı dinamik moment tepkisi sağlamasının yanında makine parametrelerinin değişmesine karşı akım düzenleyici kullanmadan bile oldukça uyumludur. Ayrıca DTC sadece iki adet histerezis bant kontrolör ve en uygun gerilim vektörlerin seçimi için oluşturulan anahtarlama tablosu kullanılarak kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir. İki seviyeli histerezis bant, stator akı kontrolü ve üç seviyeli histerezis bant ise moment kontrolü için kullanılmaktadır.

Diğer taraftan DTC hala, özellikle düşük hızlarda, moment ve akı dalgalanmaları, stator direncindeki değişim ve akı düşüşü gibi sorunlara sahip olmaktadır. En önemli sorunlardan biri de düşük hızlarda ortaya çıkan akı düşüşüdür. Bu nedenle değişken stator akı anahtarlama bölgeleri olarak adlandırılan bir yöntem önerilmektedir. Bu yöntemle, düşük hızlarda ortaya çıkan akı düşüşü azaltılmaktadır. Klasik DTC’de kullanılan akı bölgeleri önceden tanımlanan açı kadar döndürülerek en son uygulanan gerilim vektörün bir süre daha kullanılmasıyla akının tanımlanan histerezis bant içerisinde kalması sağlanır.



Şekil 4.13 Doğrudan moment kontrollü sürücü sistemi blok şeması

Doğrudan moment kontrolün çalışma prensibi uzay vektör teorisine dayanır. DTC metodun temeli akı ve momentin anlık değerlerinin sadece stator değişkenlerinden hesaplanmasına dayanmaktadır. Sistemin çekirdeği dört ana bölümden oluşmaktadır. Bu bölümler; stator akı ve moment tahmini, histerezis akı ve moment karşılaştırılması ile optimum anahtarlama vektör tablosudur. Akı ve moment tahmini; iki faz stator akımı, DC bara gerilimi ve anahtarlama vektör bilgilerini kullanarak motorun stator akısının ve momentinin tahminini sağlar. Moment ve stator akısının referans değerleri tahmin değerleri ile karşılaştırılarak elde edilen hata değerleri histerezis karşılaştırmacı girişlerine uygulanır ve çıkışlarında kontrol

sinyalleri üretilir (d_T , $d\psi$). Bu sinyaller ve stator akısı uzay vektörünün bulunduğu konuma uygun anahtarlama vektörü seçilerek gerilim beslemeli beslemeli invertere uygulanır (Okumuş,2002).

5. SAYISAL SİNYAL İŞLEYİCİLER (DSP)

Ram ve giriş/çıkış (I/O) birimleri gibi temel olarak bilgisayar bileşenlerinin tek bir yonga üzerinde bulunduğu yarı iletken cihazlara mikro denetleyici denilmektedir. Bunlar bilgisayar teknolojisinin gerekli olduğu yerlerde kullanılmak üzere tasarlanmışlardır. Mikro işlemciler ise ön belleğine yazılan programı işleyerek istenilen çıkışlara yönlendiren birimdir. Mikro işlemciler; merkezi işlemci birimi, giriş/çıkış (I/O) birimi ve hafıza olmak üzere üç bölümden ve bunlara ek olarak bazı destek devrelerden oluşmaktadır.

Mikro denetleyici ile kurulan sistemlerde ise gerekli olan diğer ünitelerin yerine geçecek tek bir yonga ve bir de devre kartı kullanmaktır. Tek yonga kullanarak elektronik çözümler üretmenin maliyetinin daha düşük olacağı kesindir (Ürgün vd., 2008). Ayrıca kullanım ve programlama kolaylığı da ikinci bir avantajdır. Bu sebeplerden dolayı bilgisayar kontrollü elektronik sistemlerin tasarımında mikro denetleyicilerden faydalanılmasında büyük artış olmaktadır. Mikro denetleyicilerin tercih edilme nedenleri fiyatlarının düşük olması, mantıksal uygulamalarının hızlı olması, veri ve belleğe hızlı bir şekilde ulaşılabilmesi, ek belleğe ya da I/O elemanına ihtiyaç duymadan çalışabilmesi, bir milyondan daha fazla kez yazılıp silinebilmesi, kod sıkıştırma özelliğinin bulunması, birden fazla giriş çıkış portu bulunması ve programlanabilmesinin kolay olması şeklinde sıralanabilir (Ertam, 2005).

Günümüzde DSP olarak adlandırılan sayısal işaret işleyiciler video, müzik, haberleşme ve ölçme tekniğinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Ayrıca elektrik makinelerinin hız, moment ya da konum denetiminde yüksek hız ve doğruluk gerektiren uygulamalarda tercih edilir. Güç elektroniği sürücü düzeneklerinde kullanılan yarı iletken anahtarların daha hızlı ve daha karmaşık denetimleri, sürekli gelişen mikroişlemci teknolojisiyle daha kolay yapılabilmektedir. Özellikle vektör tabanlı denetim sistemleri yüksek hızlı ve doğruluklu işlem başarımına ihtiyaç duymaktadır. Bu nedenle günümüzde sayısal işaret işleyiciler (DSP) elektrik makinelerinin vektör tabanlı denetim sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır (Kesler, 2008).

DSP temelli çözümlerde asıl amaç anahtarlama güç kaynaklarının performansının artırılması için analog sistemlerle gerçekleştirilen kontrol yöntemlerinin yazılımsal olarak gerçekleştirilmesidir. Analog yöntemlerle karşılaştırıldığında kontrol yapısının basitleştirmesi, kablolama sorunlarını ortadan kaldırılması, sistemin dışarıdan gözlenebilmesi ve kolaylıkla yeni düzenlemelerin eklenebilmesi gibi nedenlerden bu yapılar endüstriyel cihazlarda tercih

edilmektedir. Fakat buna rağmen DSP yapıları analog kontrol yapılarına göre daha çok güç harcar ve daha pahalıdırlar.

Bunların yanında bazı uygulamalar için DSP'lerin çok fazla birim içermesi, gereğinden hızlı çalışabilmeleri ve pahalı olmaları tercih edilmeme nedenleridir. Mikro denetleyiciler devre yapılarının karmaşıklığını azaltmak için uygulama alanına göre üretilmektedir. Bu nedenle DSP'lerin karmaşıklığına sahip değildir ve fiyatları da düşüktür. Mikro denetleyicilerin en büyük dezavantajı da çok yönlü olmamaları nedeniyle güç faktörünün düzeltilmesi gibi özel uygulamalarda kullanılamamalıdır. Fakat mikro denetleyiciler yüksek frekanslı kontrol gerektiren uygulamalarda yavaş kalmaktadır.

DSP'ler, mühendislik tasarım ve analiz çalışmalarında, otomotiv sanayinde, sayısal haberleşme, görüntü işleme ve güç sistem uygulamalarında, deneysel çalışmalarda, laboratuvar prototip geliştirme çalışmalarında ve endüstriyel tasarımlarda çok sık kullanılmaktadır. Uygulamaya göre kullanılacak DSP'nin çevresel aygıtlarının, belleğinin (RAM) ve çalışma hızının yeterli olması gerekmektedir. Uygulamalarda en çok tercih edilen DSP'lerin mikro işlemcilerle göre en önemli üstünlükleri ADC, PWM, SPI, yeniden yazılabilir hafıza vs. gibi farklı çevresel birimleri içermesidir (Kesler ve Sunan, 2008).

Son nesil DSP motor kontrol entegre devreleri, gelişmiş kontrol algoritmalarının yapılabilmesine olanak sağlar. Ayrıca üreticilerin ürün geliştirme sürelerini, maliyetlerini ve risklerini azaltır. Aynı zamanda ürünlerin verimlerini, performanslarını artırır. Bir çok işlemci opsiyonu mevcutken, motor kontrol uygulamaları için en uygun olanı DSP'lerdir. Günümüzde motor üreticileri, sistemleri için DSP'leri tercih eder duruma gelmişleridir.

DSP'ler C proglama dilinde ve Assembly dillerinde programlanabilir. Motor kontrol uygulamaları için programların yazılması, seçilen kontrol tekniğine göre elektrik mühendisliğinde zaman alıcı ve zorlayıcı olabilmektedir. Günümüzde yeni nesil DSP geliştirme araçlarının sahip olduğu otomatik kod oluşturma özellikleriyle program yazma sorun olmaktan çıkmış ve tasarımcılar kontrol yöntemlerine odaklanmışlardır. Program geliştirme araçlarının en çok bilinenlerinden biri de Matlab/Simulink programıdır. Matlab, algoritma geliştirmek, dataları görüntülemek ve data analizleri için yüksek seviyeli teknik programlama dilidir. Simulink de dinamik sistemlerin simülasyonları ve analiz edilmeleri için kullanılan Matlab içinde yer alan bir araçtır. Simulink içinde yer alan Real-Time Workshop isimli eklenti ile Simulink bloklarından otomatik olarak C dilinde program oluşturulabilir.

Motor kontrol uygulamalarında PWM sinyalinin üretilmesi motor kontrolünde temel konulardan birisidir. PWM sinyali üretilir ve sinyale göre anahtarlar (IGBT, BJT, MOSFET) sürülerek motora gerekli gerilim uygulanır. SVM modülasyon tekniğinde üç fazlı asenkron motorun kontrolünde, her bir faz kolunda ikişer adet olmak üzere toplam altı adet anahtara ihtiyaç vardır. Her bir anahtar mikro denetleyici tarafından üretilen PWM sinyali ile kontrol edilir. PWM sinyalinin belirli bir frekans altında uygulanacak sinyal süresi değişkendir. Bu sürenin uygulanma süresi giriş gerimi, referans gerilimi gibi değerlere bağlıdır. Fakat bu sürenin hesaplanması yoğun matematiksel işlemler gerektirdiğinden işlemci için yorucudur. Kompleks koordinat dönüşümleri, trigonometrik fonksiyon hesaplamaları, sektör numaraları hesaplama ve gerçek anahtarlama zamanlarını hesaplamanın zorlukları vardır. Yüksek frekanslı uygulamalarda hesaplama süresinin artması dezavantaj olarak ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle standart mikro denetleyiciler ile SVM tekniğinin gerçekleşmesi zordur. Yüksek frekanslı yüksek verimli motor kontrol uygulamalarında ise sıradan mikro denetleyiciler yetersiz kalmaktadır. Gerçek zamanda işleyen bir algoritmayla, kapalı çevrim kontrol devresine göre darbe genliğini hesaplanır ve çıkışta referans sinyali takip edilmeye çalışılır. Hesaplama her fazda ve her anahtarlama periyodunda gerçekleşeceğinden işlemci zamanı kritik olup çevrim tepki süresini sınırlar. Yüksek anahtarlama frekansı ve hızlı tepkinin istendiği durumlarda SVM büyük ölçüde işlemci kaynaklarını harcar (Lamich vd., 2002). Bu nedenle alışılmış olarak SVM uygulamalarında yüksek düzeyde dijital sinyal işleme kabiliyetine sahip DSP'ler ile yapılmaktadır. Bu çalışmada hızlı işlem yapabilme ve yüksek frekans altında sorunsuz çalışabilen DSP'ler kullanılacaktır. DSP tercih nedenleri olarak; analog ve sayısal işaretlerin okunabilmesi ve bu işaretlerin normalizasyonu, kontrol yöntemine bağlı olarak aritmetik, trigonometrik, türevsel işlemler ve algoritmaların yapılabilmesi, yöntemine bağlı kontrol işaretlerinin üretilebilmesi ve bu işaretlerin sürücüye uygun olarak üretilebilmesi, kontrol değişkenlerinin gerçek zamanlı gözlenmesi ve grafik çıktıları ve çevresel birimlerle kolay erişim olarak sıralanabilir (Kesler, 2008).

DSP teknolojisi düşük maliyetli ve enerjili kontrol sistemlerinin tasarlanmasını olanaklı hale getirir. DSP mimarisinin performansı ile daha az sensör, daha ucuz motor kullanılarak dijital hareket kontrol uygulamalarının maliyeti düşürülür.

Motor Kontrol PWM'in amacı güç ve motor kontrol uygulamalarında kullanılan darbe dalga formları oluşturmaktır. Ölü zaman ayarlı programlanabilen PWM modülü bir periyotta istenilen değere kadar sayan zamanlayıcı gibi davranır. Zaman periyodu ve duty-cycle

değerleri programsal olarak belirlenebilir. Cihazın türüne bağlı olarak iki adete kadar motor kontrol PWM birimi (MCPWM) bulunabilir.

Çoklu senkronize darbe genlikli modülasyon çıkışı üretmek için kullanılır. Üç fazlı asenkron motor, anahtarlama relüktans motor, fırçasız DC motor ve kesintisiz güç kaynağı, motor sisteminde bağımsız güç faktörü düzeltme, endüksiyon ısıtma, DC motor kontrol, tek faz inverter uygulamalarında DSP'ler kullanılabilir.

Bu çalışmada alan yönlendirmeli kontrol, SVM tekniğiyle Matlab/Simulink'te simüle edilmiştir. İki simülasyon yapılmıştır. İlk simülasyonda alan yönlendirmeli kontrol için gerekli bloklar Simulink'te modellenmiştir. Bu modeller kullanılarak alan yönlendirmeli kontrol yapılmıştır. İkinci simülasyon, Simulink DSP kütüphanesindeki motor kontrol bloklarıyla modellenmiştir.

Tamsayılar, DSP algoritmalarını gerçeklemek için uygun değildir. Mesela n bitlik iki sayı çarpıldığında ortaya $2n$ bitlik bir sayı çıkar. Bu sonucun n bitlik bir DSP'de değer kaybı olmadan saklanması mümkün değildir. İmkansız olmamakla beraber, DSP'lerde tamsayı aritmetiğini kullanmak uygun değildir. Bunun yerine -1 ve $+1$ arasında değişen kesirli sayılar kullanmak suretiyle kolaylıkla çarpma işlemi yapılabilir, çünkü sonuç yine aynı aralıktadır. Bu gösterime IQ format gösterimi denir. n bitlik bir kelimede en anlamlı bit işaret biti olarak kabul edilmek suretiyle kesir kısmı $n-1$ bitle gösterilebilir. Bu şekilde gösterim IQ-($n-1$) formatında olur. n bitlik iki sayının çarpım sonucu olan $2n$ bitlik sayıyı, n bitlik bir DSP'de tutmak için IQ-($n-1$) formatında çarpım işlemi yapılarak sonucun -1 ve $+1$ arasında kalması sağlanabilir (Çavdar, 2005).

Simülasyonda kullanılan DSP blokları C2000 ailesi DSP'lere ait dönüşüm bloklarıdır. C2000 serisi DSP'ler çoğunlukla motor kontrol uygulamalarında kullanılır. Yüksek işlem performansının yanında PWM, analog-sayısal dönüştürücü gibi çevrebirim ara yüzlerine sahiptir. ADC (analog-sayısal) biriminin ve PWM modüllerinin senkronize çalışabilmeleri ile gerçek zamanlı uygulamalarda başarılıdır. C200 DSP'ler 16 adete kadar 12-bit analog girişe sahiptir. C2000 serisi DSP'ler IQmath kütüphanesini kullanırlar. IQmath kütüphanesiyle Simülasyonda işlemler yapılırken DSP bloklarına gönderilen değerler önce IQ formatına çevrilir daha sonra bloklara gönderilir. DSP çıkışlarından gelen değerler de IQ formatındadır, kullanılacakları blokların özelliğine göre yeniden değişken tip dönüşümleri gerekebilir.

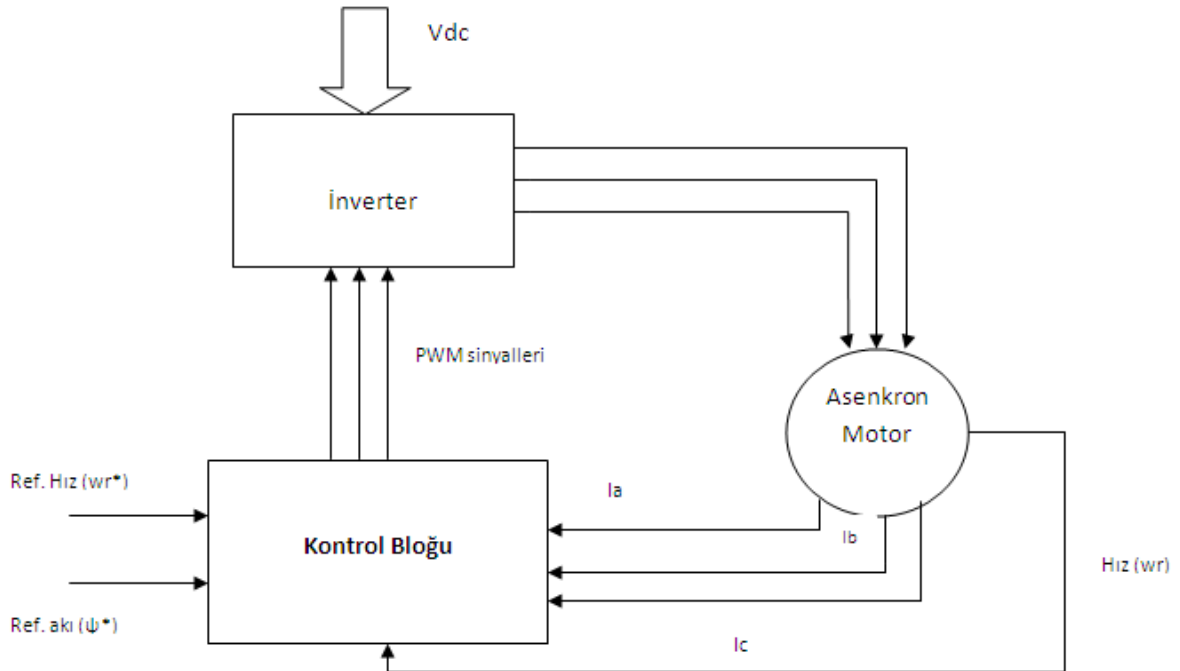
6. UZAY VEKTÖR YÖNTEMİ İLE ASENKRON MOTOR KONTROL SİMÜLASYONU

Uzay Vektör Modülasyon tekniğiyle asenkron motor kontrol uygulaması için Şekil 6.1' de verilen sistem tasarlanmıştır. Sistem üç ana blok halinde verilebilir. Bunlar asenkron motor, kontrol bloğu, inverter ve DC gerilim kaynağıdır.

Tezde asenkron motoru belirlenen hız değerinde çalıştıran kontrol bloğu simüle edilerek oluşturulmaya çalışılmıştır. Bu bölümde asenkron motor çıkışlarından okunan hız ve akım değerlerine göre hesaplamalar yapılmış, elde edilen değerler referans değerlerle karşılaştırılmış ve ardından kontrol sinyalleri üretilmiştir. Bu kısım hem tasarlanan özel dönüşüm bloklarıyla hem de DSP kütüphanesinde yer alan dönüşüm bloklarıyla ayrı ayrı oluşturulmuştur.

Asenkron motor çıkışından okunan faz akımları ve hız bilgisi kontrol bloğuna verilir. Aynı zamanda referans hız ve referans akı değerleri de kontrol bloğuna uygulanmaktadır.

Gerekli hesaplamalar yapıldıktan sonra Uzay Vektör Modülasyon tekniğine göre her bir faz kolu için anahtarların iletimde kalma süreleri hesaplanmaktadır. Hesaplanan süreler göre üretilen PWM sinyalleri invertere uygulanmaktadır. İnverter çıkışında elde edilen üç faz gerilim sincap kafesli asenkron motora verilmektedir. Tekrardan faz akımları ve hız bilgisi ölçülerek aynı süreçler uygulanmaktadır.



Şekil 6.1 Asenkron motor kontrolü

Simülasyonda kullanılan üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun etikleri değeri aşağıdaki gibidir.

50 HP / 460V 3 fazlı asenkron motor,

Nominal güç ; 50 HP

Fazlar arası gerilim ; 460 volt

Frekans ; 60 Hz

Stator direnci (R_s) ve endüktansı (L_s) ; 0.087 ohm, $0.8 \cdot 10^{-3}$ H

Rotor direnci (R_r) ve endüktansı (L_r) ; 0.228 ohm, $0.8 \cdot 10^{-3}$ H

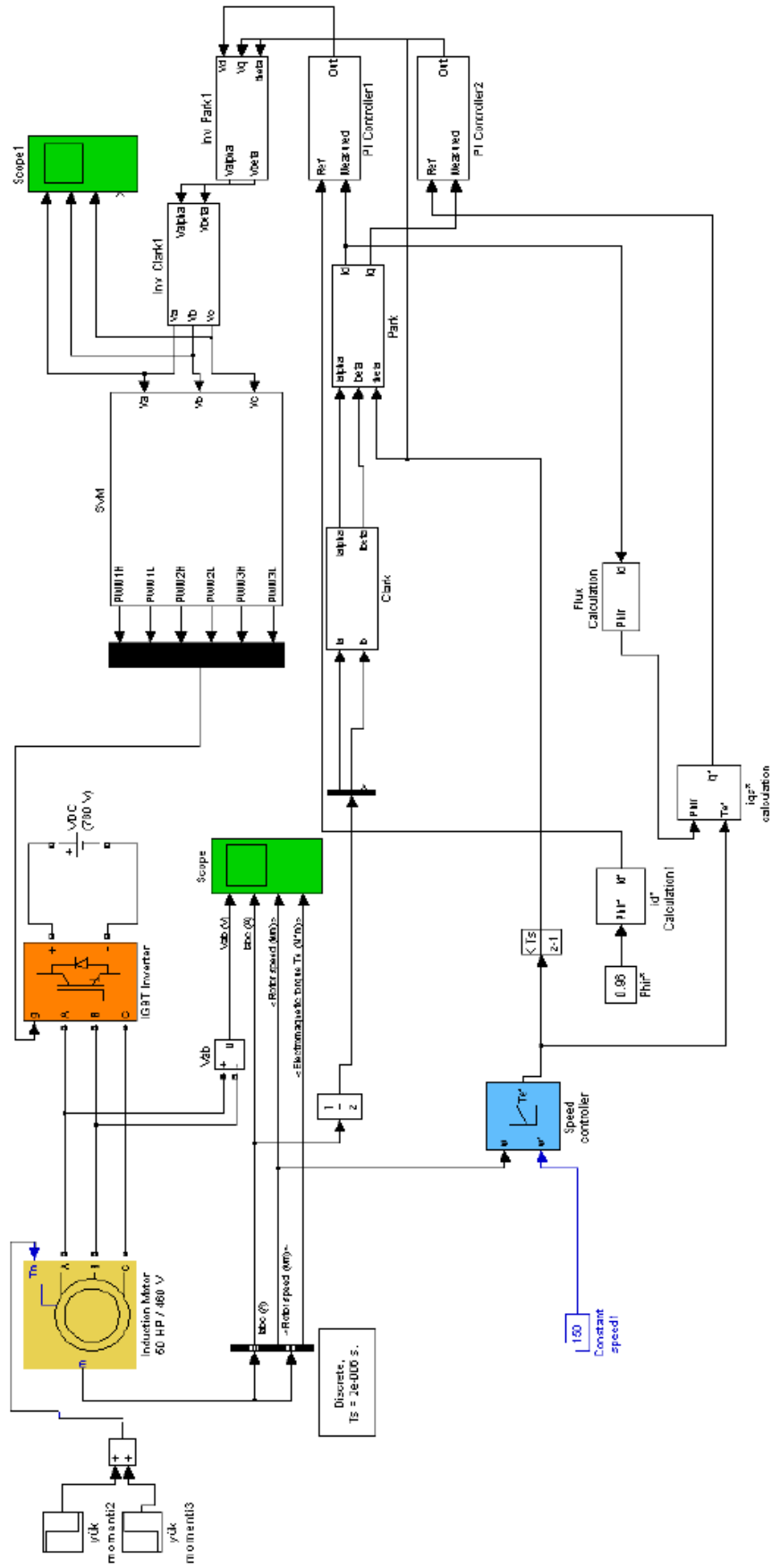
L_m ; $34,7 \cdot 10^{-3}$ H

$J = 1,662 \text{ kg.m}^2$

Sürtünme faktörü (B) ; 0,1 Nms

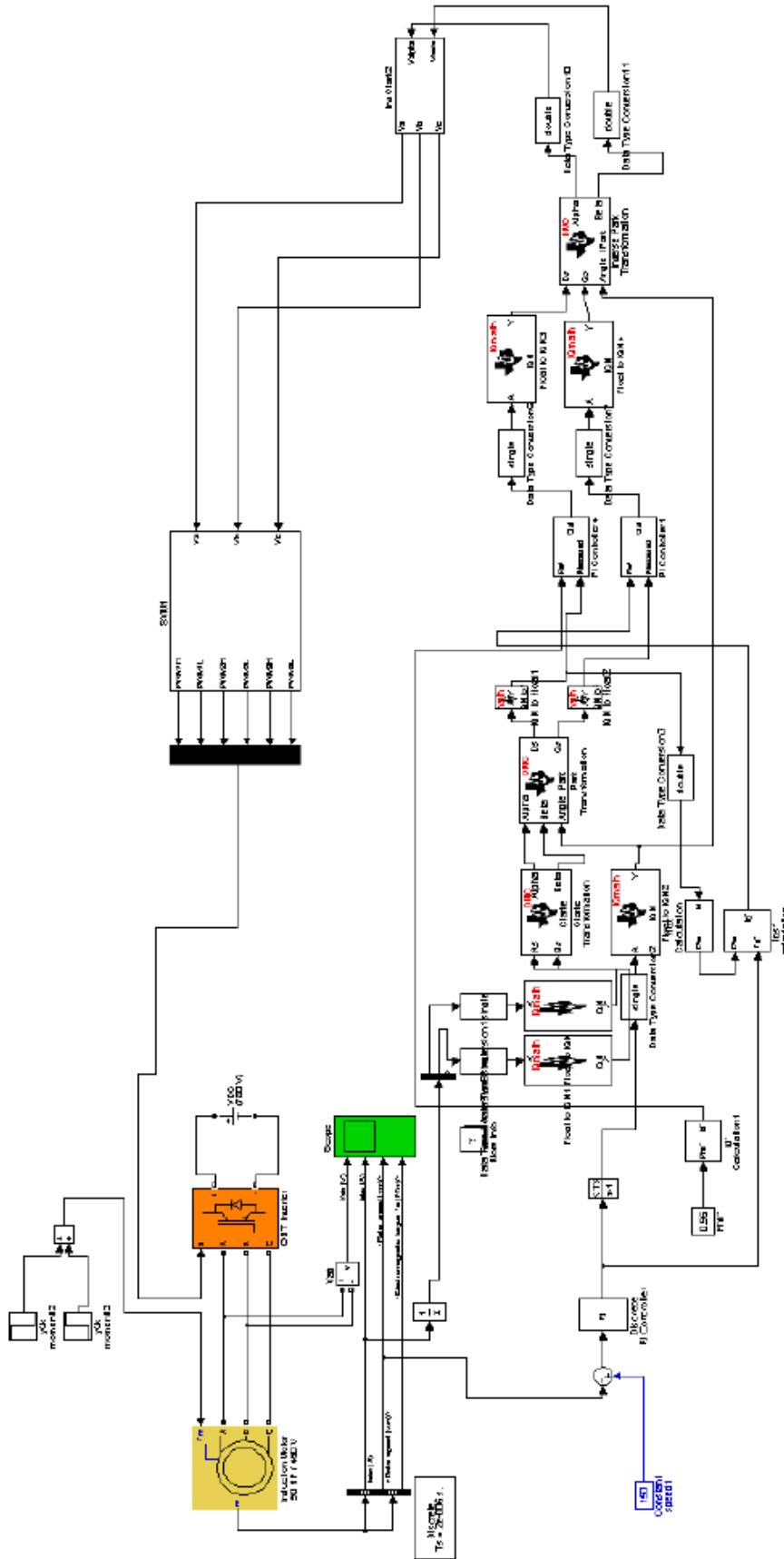
Kutup çifti (p); 2

Bu çalışmada asenkron motor kontrolü için iki tane simülasyon hazırlanmıştır. Birinci simülasyonda asenkron motor ve inverter Simulink kütüphanesinden alınmıştır. Clark, Park, Ters Park, Ters Clark ve PI denetleyici motor kontrol blokları ise önce Simulink programında matematiksel olarak modellenmiş, ardından simülasyonda kullanılmış ve alışlagelmiş alan yönlendirmeli teknik simülasyonu uygulanmıştır. Aynı zamanda, alan yönlendirme için akıdan ve momentten i_d ve i_q referans akım değerlerine ulaşabilmek için de Simulink blokları hazırlanmıştır. Motor kontrol blokları ve alan yönlendirme bloklarının modellenmiş olduğu bu matematiksel model kontrollü simülasyonda, motor faz akımları ve hız bilgileri okunup modellenen motor kontrol bloklarına uygulanmıştır. Aynı zamanda modellenen alan yönlendirme bloklarıyla akı referansından akımın i_d ve i_q bileşenleri hesaplanmıştır, dönüşüm bloklarından hesaplanan akımlar ile referanslar akımlar simulink ortamında oluşturulan PI kontrolöre verilmiştir. En son olarak elde edilen referans V_a , V_b , V_c gerilimleri Simulink programında modellenen SVM bloğuna verilerek önce anahtarların iletim süreleri hesaplanmış ardından da anahtarlama sinyalleri oluşturularak inverter ile motor beslenmiştir.



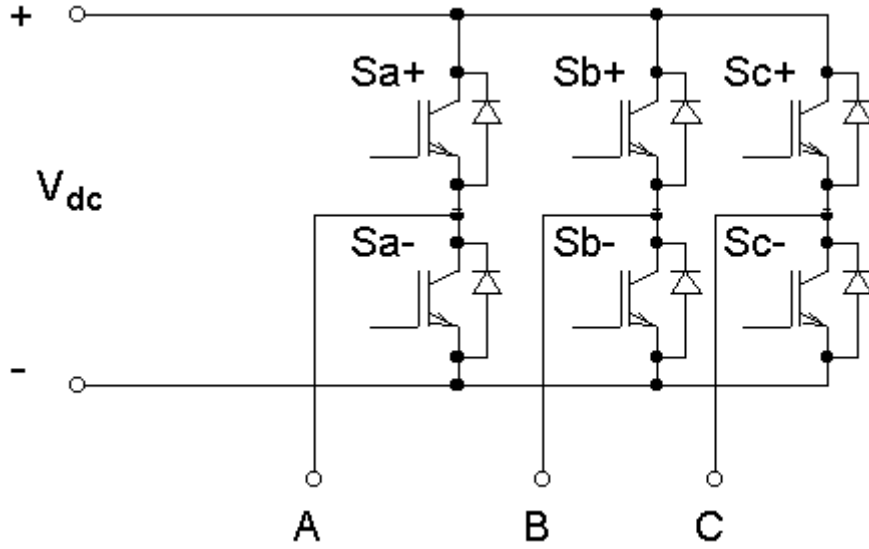
Şekil 6.2 Matematiksel model kontrollü alan yönlendirmeli kontrol simülasyonu

Diğer simülasyonda asenkron motor ve inverter Simulink kütüphanesinden kullanılmıştır. Clark, Park, Ters Clark, Ters Park motor kontrol blokları bu simülasyonda modellenmek yerine DSP'ler için hazırlanmış olan ve Simulink DSP kütüphanesinde yer alan motor kontrol bloklarındaki dönüşüm blokları simülasyonda kullanılmıştır. DSP kontrollü bu simülasyonda SVM işlemi ve alan yönlendirme için de modellenen blok kullanılmıştır. Her iki simülasyonun çalışma mantığı aynı olup sadece değişen motor kontrol dönüşüm bloklarıdır.



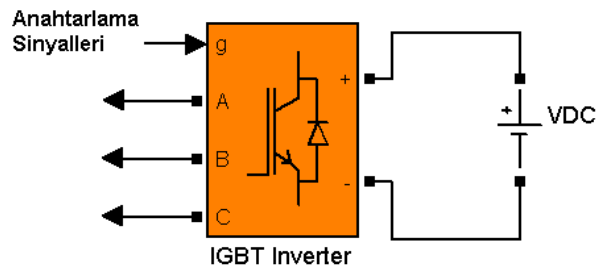
Şekil 6.3 DSP kontrollü model simülasyonu

6.1 İverter Bloğu



Şekil 6.4 Üç faz inverter

Üç faz gerilim beslemeli inverterler, sabit gerilimli bir DC kaynaktan, çıkış gerilimi ve frekansı bağımsız olarak ayarlanabilen ve harmonik içeriği düşük olan üç fazlı AC çıkış gerilimleri üretir. Üç fazlı inverterin çıkış gerilim kontrolü, dalga şekli değiştirilerek inverterin içinde yapılır. PWM inverterde, inverter çıkışlarındaki gerilim dalgaları birbirinin aynı olmalı ve aralarında 120° faz farkı olmalıdır. Bir alternansa ait gerilim, üst veya alt kolun iletimde olmasına göre, AC yarım periyod içinde birçok $+V_{dc}/2$ ve $-V_{dc}/2$ değerlerini almaktadır. İnverterde yüksek anahtarlama hızları gerektiğinden, genellikle IGBT elemanları kullanılır. Simülasyonda, Simulink kütüphanesinde yer alan standart bir IGBT inverter kullanılmıştır.



Şekil 6.5 Matlab inverter bloğu

6.2 Kontrol Bloğu

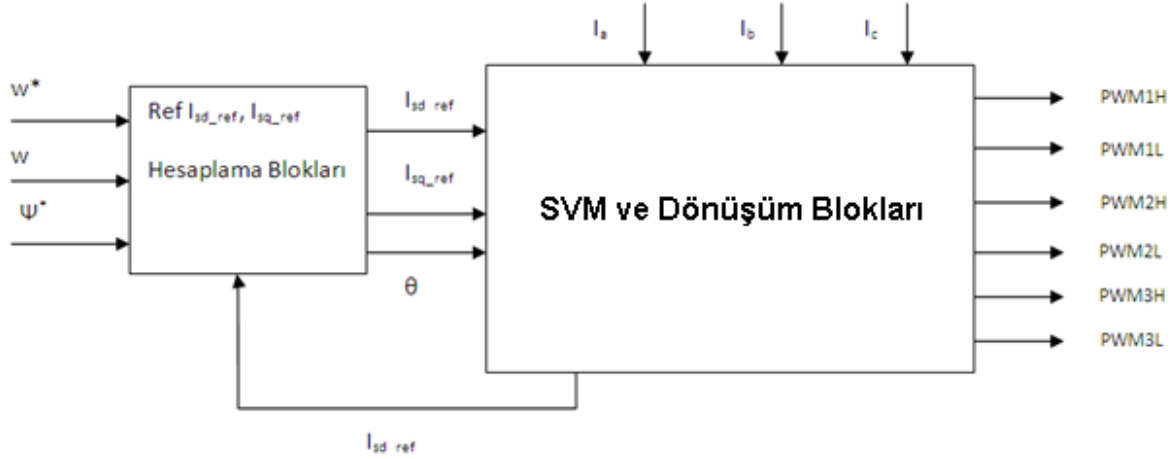
Kontrol bloğundaki işlemler üç faz motor akımlarının okunmasıyla başlar. Üç faz sistemlerin anlık akım toplamalarının sıfır olması pratikte avantaj olarak kullanılabilir. Bu durumda akımlardan sadece iki tanesi ölçülür ve üçüncüsü hesaplanabilir.

Kontrol bloğunda SVM hesaplamaları yapılır. Ayrıca SVM bloklarında kullanılmak üzere I_d ve I_q akımlarına ve θ açısına ihtiyaç vardır.

Asenkron makinede akı ve momenti ayrı ayrı kontrol edebilecek iki akım bileşeni mevcut değildir, sadece stator akımı vardır. Buna karşın stator akımı sinüzoidal bir akım olması nedeniyle genlik, frekans ve faz bilgilerini içerir. Asenkron makine söz konusu olduğunda kontrol edilmesi gereken büyüklük, genliği, fazı ve frekansı ile tanımlanan akım vektörüdür. Bu kontrol işlemi literatürde vektör kontrol olarak adlandırılır. Makinenin stator akım vektörü, doğru akım makinesindeki uyarma ve endüvi akımlarına benzer şekilde biri akıyı diğeri momenti oluşturan, birbirine dik iki bileşene ayrılmalıdır. I_d akım bileşeni rotor akısını, I_q akım bileşeni motor momentini kontrol eder. Akı baz alınarak stator akımının bileşenlere ayrılması işlemi akı oryantasyonu olarak adlandırılır. Baz alınacak akıya göre farklı oryantasyon yöntemleri mevcuttur. Bu çalışmada alan yönlendirmeli kontrol tekniği uygulanmıştır. Ancak tüm bu yöntemlerde akıyı oluşturan ve akı ile aynı yönde olan akım bileşeni I_d yardımı ile akı sabit tutulup diğer akım bileşeni I_q ile moment doğrusal olarak ayarlanır. Böylece asenkron makine, hız referansı değişimlerine doğru akım makinesi kadar hızlı cevap verebilmektedir. Uyarma ve endüvi eksenleri birbirine dik eksenlerdir ve sırasıyla asenkron makinenin d-q eksen takımlarına karşı düşmektedir.

Asenkron makine modeli doğrusal olmayan denklemlerden oluşmaktadır. Denklemlerdeki çarpımların yanı sıra makine parametrelerinin, özellikle de rotor devresi parametrelerinin akım genlik ve frekansları ile değişmesi sistemi doğrusal olmayan bir sistem haline getirmektedir. Ayrıca artan frekans ile endüktansların değeri azalırken deri olayı nedeniyle direnç artmakta hava aralığı akısı ise doymadan etkilenmektedir. Bütün bu özellikler dikkate alındığında kontrol açısından oldukça karmaşık ve zor bir sistem ortaya çıkmaktadır. Bu sistemin doğru akım makinesine benzer kontrolünün gerçekleştirilebilmesi için hem doğrusal olmayan kurallarının geliştirilmesine, hem de bu kuralların uygulanabilmesi için hızlı işlem yapabilen kontrolörlere gerek vardır. Bu nedenle burada uzay vektör modülasyon tekniği kullanılmıştır. Gerekli dönüşümler yapılarak sistem DC makinedekine benzetilip kontrol işlemi yapılmıştır. Bu dönüşümler Clark, Park, Ters Clark ve Ters Park dönüşümleridir. Bu

dönüşümler iki simülasyonda da farklı bloklar ile sağlanmıştır. Matematiksel model kontrollü simülasyonunda matematiksel işlem blokları kullanılarak dönüşüm blokları oluşturulurken, DSP kontrollü simülasyonda DSP blokları ile oluşturulmuştur.



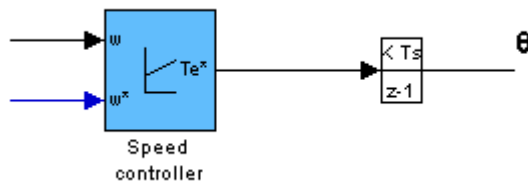
Şekil 6.6 Kontrol bloğu

6.2.1 Referans Hesaplama Blokları

Alan yönlendirmeli kontrol, stator akımlarının dönen d-q eksen takımına dönüştürülmesiyle yapılır. Akı ölçülmesi zor ve pahalı olduğundan, kolaylıkla ölçülebilen gerilim ve akım gibi değişkenler cinsinden yazılır. Referans hesaplama bloklarında alan yönlendirmeli kontrol için gerekli dönüşüm denklemleri yardımlarıyla referans akı bilgisinden momenti oluşturan akım bileşeni i_{sdref} ve akıyı oluşturan akım bileşeni i_{sqref} elde edilir. Bunların yanında SVM dönüşümlerinde kullanılmak üzere açı bilgisine de ihtiyaç vardır. Referans hesaplama blokları iki simülasyon için farklıdır.

6.2.1.1 Matematiksel Model Kontrollü Simülasyon İçin Referans Hesaplama Blokları

1 - Referans hız ve ölçülen hız değerleri hız kontrolöre verilir. Bunun çıkışından referans moment değeri hesaplanabilir. Buradan da açı bilgisine ulaşılabilir.



Şekil 6.7 Açı hesabı

Makinenin moment ve rotor akımları arasındaki ilişki aşağıdaki gibi verilebilir.

$$T_e = p \frac{\Psi_{rd}^2}{R_r} \omega_r \quad (6.1)$$

Motor rotor akısının referans değeri verildiğine göre moment ifadesinde rotor akısı yerine $\Psi_{rd} = \Psi_{rd}^*$ ile referans değeri alınır ve $\omega_r = \omega_s - p\omega$ tanımı kullanıldığında moment ifadesi ile hız arasındaki ifade;

$$T_e = p \frac{\Psi_{rd}^2}{R_r} (\omega_s - p\omega) = K(\omega_s - p\omega) \quad (6.2)$$

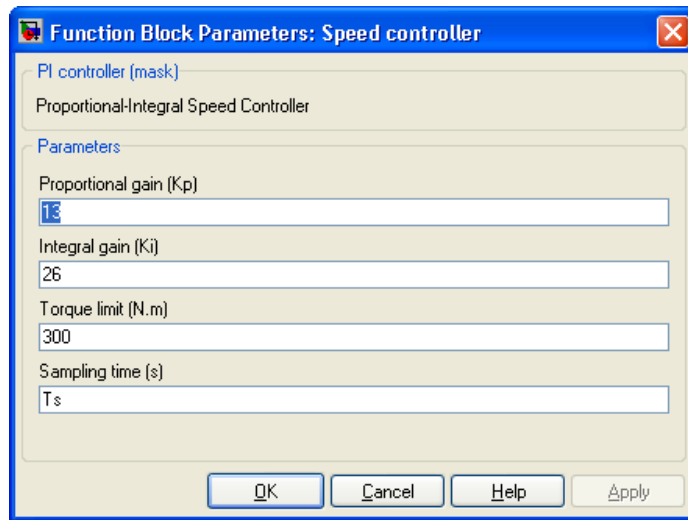
Bu ifadede,

$$K = p \frac{\Psi_{rd}^2}{R_r} \quad (6.3)$$

olur. ω_r rotor açısal hızı, ω_s stator açısal hızı, ω motor mili açısal hızıdır.

Bu denklem ile momentin referans değeri hız hatasından elde edilebilir. Hız hatasının sadece bir kazanç ile çarpılması momentin referans değerini elde etmek için yeterliymiş gibi görünse de makinenin yüklenmesi nedeniyle oluşacak sabit hız hatasını ($e_\omega = \omega^* - \omega$) kompanze edebilmek amacıyla kazanç terimine ilave olarak hız hatasının integralinin alındığı terim gerekli olur. Bu da bir PI tipi kontrolördür.

$$T_e^* = K_p(\omega^* - \omega) + K_I \int (\omega^* - \omega) dt \quad (6.4)$$



Şekil 6.8 Hız kontrolörü

Diğer kontrol girişi olan ve dönüşüm için kullanılan θ açısı, rotor akımlarının açısal hızı ω_r ve makinenin açısal hızı ω yardımıyla elde edilebilir. Bu amaçla, öncelikle rotor akımlarının açısal hızı elde edilir, daha sonra açısal hız entegre edilerek açı elde edilir.

$$\omega_r = \frac{L'_r}{p\tau_r\psi_{ref}^2} T_e^* \quad (6.5)$$

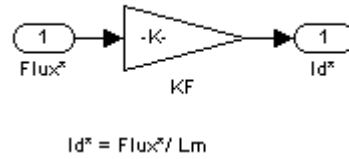
$$K = \frac{L'_r}{p\tau_r\psi_{ref}^2} \text{ olarak yazılırsa;}$$

$$\omega_r = K T_e^* \quad (6.6)$$

olur.

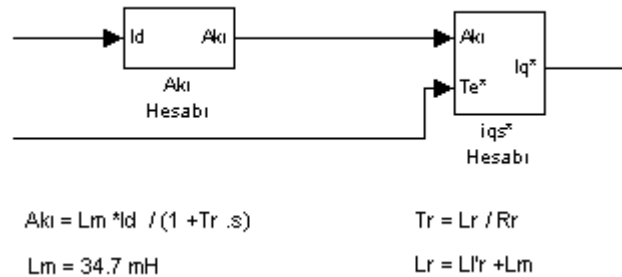
$$\theta = \int \omega_r dt \quad (6.7)$$

2 - Kararlı durum koşullarında I_d akım bileşeni rotor akısı oluşturulmasından sorumludur.



Şekil 6.9 I_d referans hesabı

3 – Anlık değişikliklerde ölçülen I_d akım bileşeni ve rotor akısı arasında alçak geçiren filtre edilmiş değişiklik vardır. Bu nedenle $akı = L_m \times I_d$ ifadesine ilave olarak referans akı hesabında $1 / (1+T_r)$ ile çarpılarak hesaplanır.



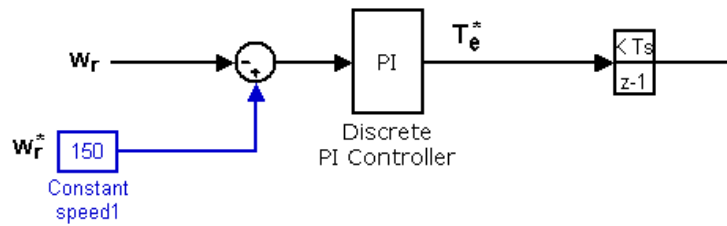
Şekil 6.10 I_q referans hesabı

Moment referans denklemi (4.13) den hareketle I_q^* aşağıdaki gibi hesaplanır,

$$I_q^* = \frac{L_{r'}}{pL_m} \frac{1}{\Psi} T_e^* \quad (6.8)$$

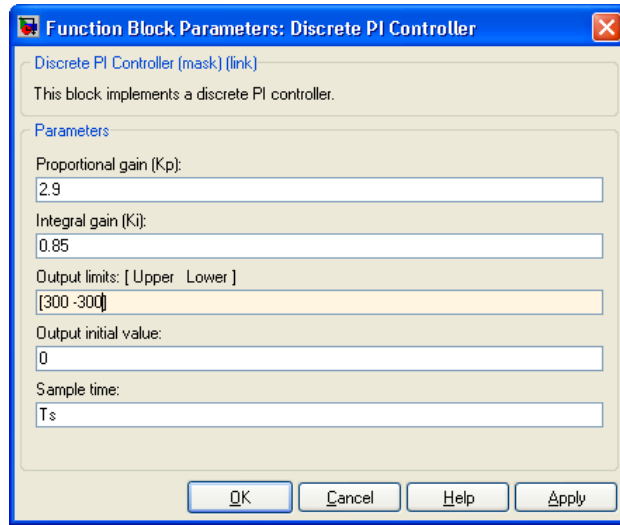
6.2.1.2 DSP kontrollü Model Simülasyonu İçin Referans Hesaplama Blokları

DSP ile yapılan simülasyon, sayısal bir kontrol uygulaması olduğundan ayrık zamanlı (discrete) olarak yapılır. Bu nedenle alışılmış model simülasyonunda yer alan hız denetleyici (speed controller) bloğunun yerini ayrık zamanlı PI (discrete PI) denetleyici almıştır. Bloğun çalışma mantığı diğer simülasyondaki blokla aynı olup PI denetleyicinin çıkışı hesaplanan elektriksel momenti verir.



Şekil 6.11 Moment ve açı hesabı

Kullanılan PI denetleyici parametreleri Şekil 6.12' de verilmiştir.

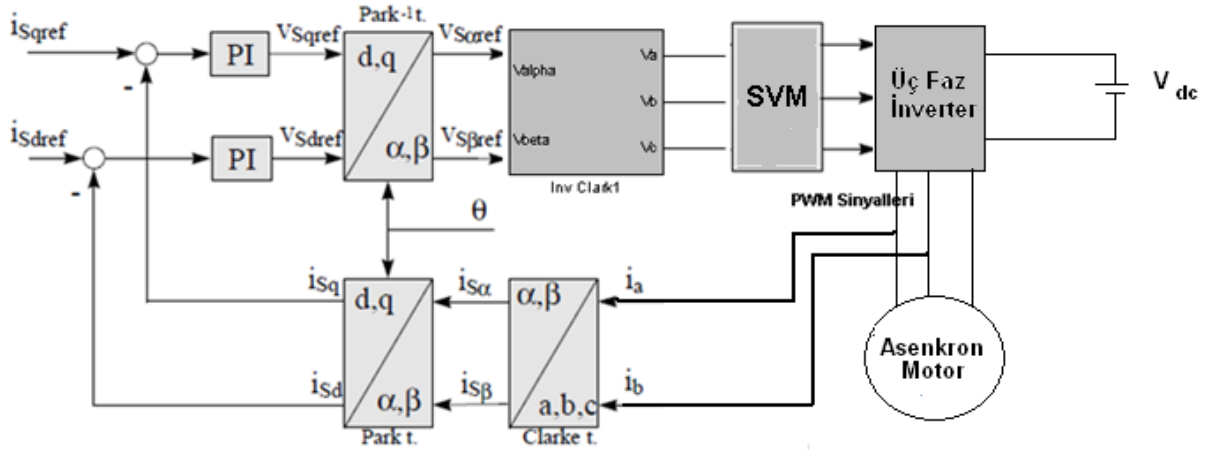


Şekil 6.12 Ayrık zamanlı PI parametreleri

Referans I_d ve I_q hesaplamaları bir önceki simülasyonla aynı bloklar kullanılarak yapılmıştır.

6.2.2 SVM ve Dönüşüm Blokları

SVM blokları hesaplama için gerekli dönüşümlerin yapıldığı bloklardan oluşur. Bunlar da Clark-Park dönüşümleri ve Ters Clark-Park dönüşümleridir.



Şekil 6.13 Matematiksel model kontrollü simülasyon SVM hesabı

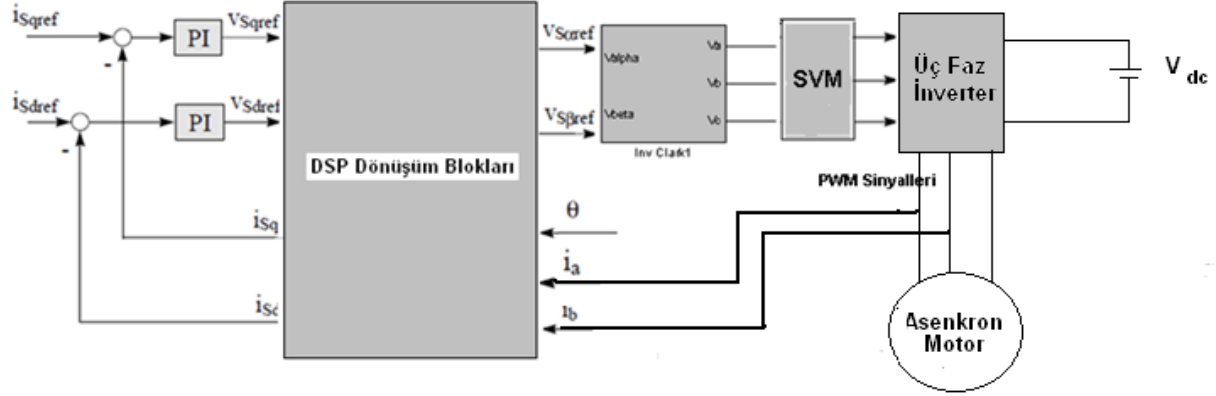
Şekil 6.13'te Simulink ortamında oluşturulan bloklar kullanıldığında oluşan matematiksel model kontrollü model görülmektedir. Bu kısımda motor çıkışındaki faz akımları i_a ve i_b okunur. Hesaplama bloklarında hesaplanan açı (θ), i_{sdref} ve i_{sqref} dönüşüm bloklarında kullanılacak diğer giriş değerleridir. Faz akımları Clark dönüşüm bloğuna verilerek iki boyutlu α, β düzlemine geçilir. Ardından açı bilgisi de kullanılarak Park dönüşümü ile akımın zaman ve hızdan bağımsız olarak akı ve momenti etkileyen d-q eksenindeki bileşenleri hesaplanır. Hesaplama bloğunda elde edilen i_{sdref} ve i_{sqref} referans akım değerleri ile Park dönüşümünden elde edilen akım değerleri PI kontrolör ile karşılaştırılarak hata miktarı kompanze edilir.

Sistemde oluşacak hata sinyali kontrolörde değerlendirilerek çıkışa aktarılmaktadır. Hata sinyali $e(t)$ sistem kazancı ile çarpılmakta ve hata sinyalinin entegrali alınmaktadır. Sistemde integratör kullanılarak çıkıştaki gerilimin limit değerleri aşması önlenir. Hata sinyalinin değerine göre PI çıkışı artırır veya azaltır.

Blok çıkışında referans gerilimin d ve q bileşenleri elde edilir. Bu referans gerilimleri Ters Park dönüşümü bloğuna uygulanarak α, β bileşenleri V_{saref} , V_{sbref} hesaplanır. Bu gerilim bileşenleri Ters Clark dönüşüm bloğuna verilerek yeniden üç fazlı sisteme geçilir. Hesaplanmış olan üç faz referans gerilimleri uzay vektör bloğuna uygulanarak anahtarlama sinyalleri elde edilir ve bunlar invertere uygulanarak motor kontrolü gerçekleştirilir.

Şekil 6.14'te ise kontrol bloğu DSP blokları ile gerçekleştirildiğinde oluşan model görülmektedir. Clark, Park ve Ters Clark dönüşümleri DSP kütüphanesindeki bloklar ile yapılmaktadır. Bu modelde faz akımları ve açı bilgisi DSP bloklarına verilir. i_{sd} ve i_{sq} akımları DSP bloklarından alınarak PI denetleyicide referans değerler ile karşılaştırılır. Bu

simülasyondaki PI denetleyici tasarlanırken DSP bloklarıyla uyumlu, ayrık zamanlı (discrete) PI denetleyici kullanılmıştır. PI çıkışından alınan referans gerilim bilgileri DSP bloklarına verilerek DSP çıkışından $V_{s\alpha ref}$ ve $V_{s\beta ref}$ alınarak önce ters Clark ardından da SVM bloklarına verilerek anahtarlama sinyalleri elde edilir.



Şekil 6.14 DSP blokları ile SVM işlemi

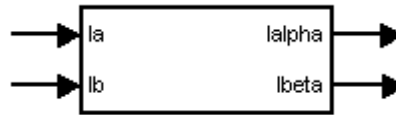
6.2.2.1 Dönüşüm Blokları

6.2.2.1.1 Matematiksel Model Kontrollü Simülasyon için Dönüşüm Blokları

Clark Dönüşümü

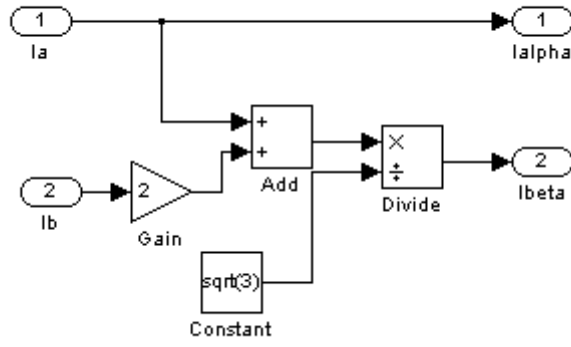
Clark dönüşümü ile üç faz sistem iki faz dik açılı sisteme dönüştürülür. Bloğun giriş değerleri i_a, i_b, i_c stator faz akımlarıdır. Blok çıkışında ise i_α ve i_β değerleri elde edilir.

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (6.9)$$



Şekil 6.15 Clark dönüşüm bloğu

Bloğun açık şekli aşağıdaki gibidir,



Şekil 6.16 Clark dönüşüm bloğu açık şekli

Bu şekle göre çıkış akımları aşağıdaki gibidir,

$$i_{\alpha} = i_a \quad (6.10)$$

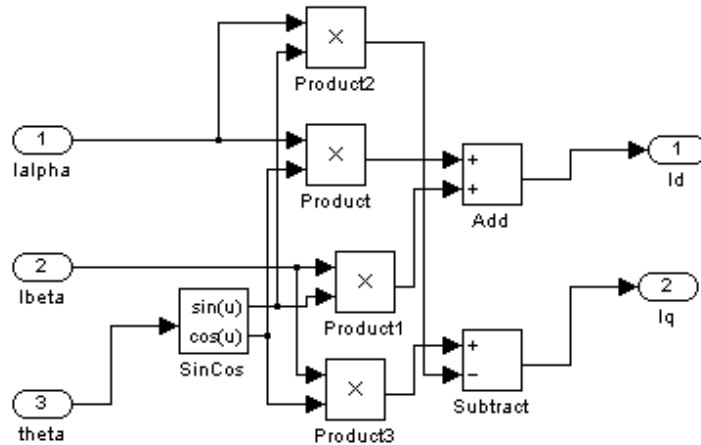
$$i_{\beta} = \frac{i_a + 2i_b}{\sqrt{3}} \quad (6.11)$$

Park Dönüşümü

Vektör kontrol dönüşümünün en önemli dönüşümü olan bu blokta α , β düzleminden d,q düzlemine geçiş yapılır.



Şekil 6.17 Park dönüşüm bloğu



Şekil 6.18 Park dönüşüm bloğu açık şekli

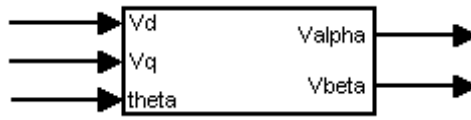
Blok çıkışlarına göre ve ifadeleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$i_d = i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \quad (6.12)$$

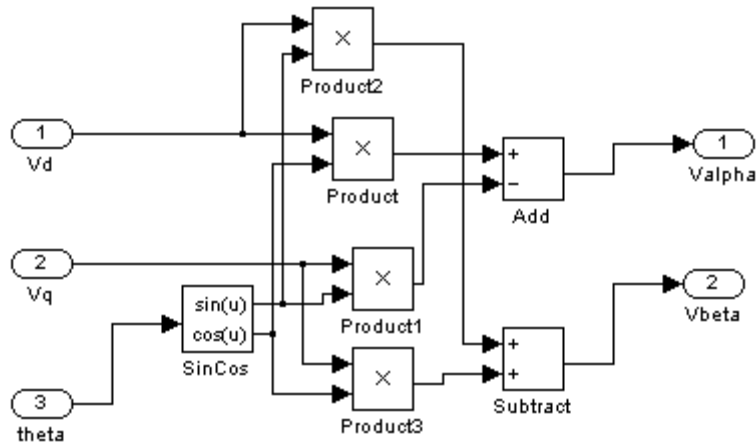
$$i_q = -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta \quad (6.13)$$

Ters Park Dönüşümü

Park dönüşümünden gelen d, q eksen takımındaki akımların uygun PI denetleyiciye verildikten sonra elde edilen referans gerilim vektörleri Ters Park dönüşümün giriş değerleri olarak kullanılır. Dönüşüm bloğunun çıktısında α , β düzleminde gerilim ifadeleri elde edilir.



Şekil 6.19 Ters Park dönüşüm bloğu



Şekil 6.20 Ters park dönüşüm bloğu açık şekli

$$v_\alpha = V_d \cos \theta - V_q \sin \theta \quad (6.14)$$

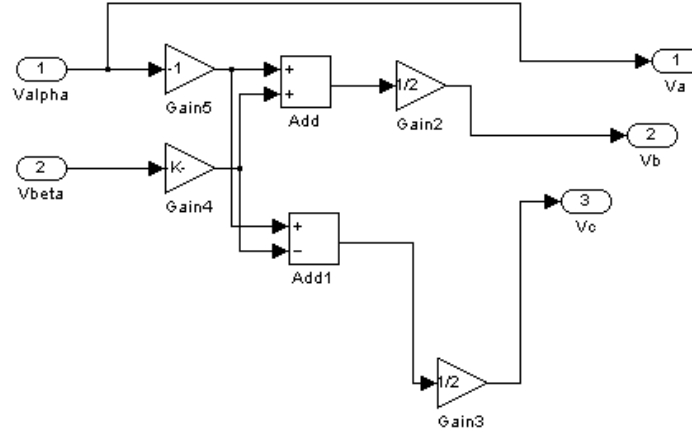
$$v_\beta = V_d \sin \theta + V_q \cos \theta \quad (6.15)$$

Ters Clark Dönüşümü

Bu dönüşümle iki boyutlu α , β düzleminde tekrar üç boyutlu a,b,c düzlemine geçiş yapılır. Böylelikle uzay vektör modülasyon bloğu için referans gerilim ifadeleri elde edilmiş olur.



Şekil 6.21 Ters Clark dönüşüm bloğu



Şekil 6.22 Ters Park dönüşüm bloğu açık şekli

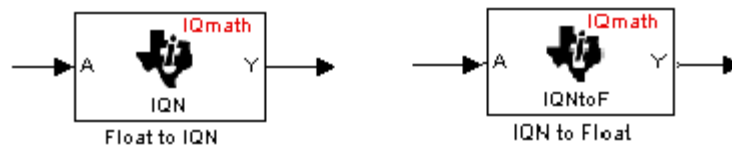
$$v_a = V_\alpha \quad (6.16)$$

$$v_b = \frac{1}{2} (-v_\alpha + \sqrt{3}v_\beta) \quad (6.17)$$

$$v_c = \frac{1}{2} (-v_\alpha - \sqrt{3}v_\beta) \quad (6.18)$$

6.2.2.1.2 DSP Kontrollü Simülasyon için Dönüşüm Blokları

DSP'lerde aritmetik işlemlerde IQ isimli özel sayı formatı kullanılır. Bu formatta sayılar belirli oranlarda küçültülerek özellikle çarpma işlemlerinde bit taşması önlenir ve işlemler daha hızlı yapılır. Bu simülasyonda DSP bloklarıyla yapılan işlemlerde değişkenler önce 'Float-IQN' bloğuyla IQ formatına çevrilecek, hesaplamalar bittikten sonra diğer Simulink bloklarında verilmeden önce 'IQN-Float' bloğuna verilerek ilk sayı formatına dönüştürülecektir.



Şekil 6.23 IQN dönüşüm blokları

Clark Dönüşümü

Bloğun giriş değerleri i_a, i_b stator faz akımlarıdır. Blok çıkışında ise i_α ve i_β değerleri elde edilir.



Şekil 6.24 Clark dönüşümü

Park Dönüşümü

Blok giriş değerleri i_α ve i_β ve θ ; çıkış değerleri ise i_d, i_q d,q eksen takımı değerleridir.



Şekil 6.25 Park dönüşümü

Ters Park Dönüşümü

Blok giriş değerleri v_d, v_q ve θ 'dir. Çıkışta ise v_α, v_β elde edilir.

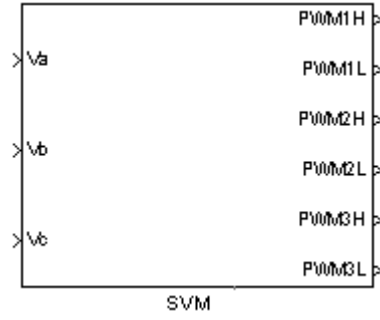


Şekil 6.26 Ters Park dönüşümü

Ters Clark Dönüşümü

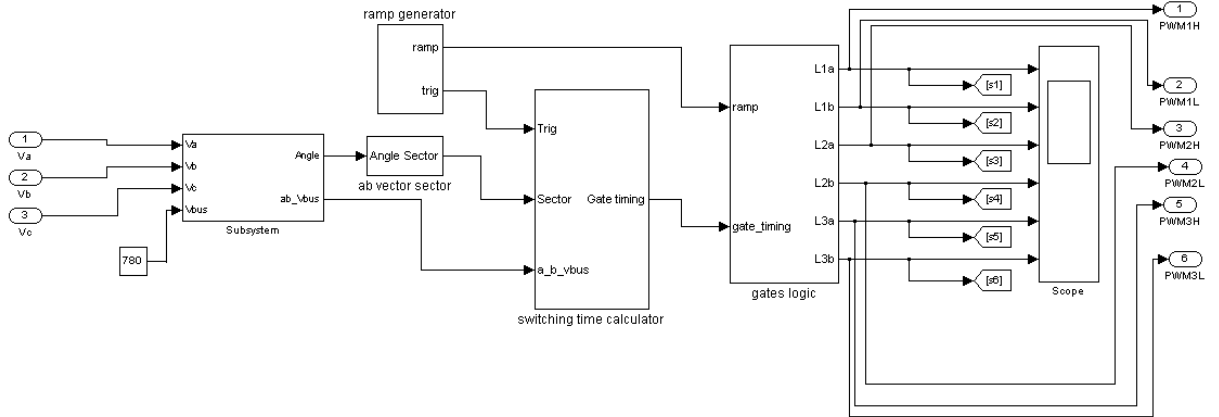
Bu dönüşüm için diğer simülasyonda kullanılan blok kullanılacaktır.

6.2.2.2 SVM Bloğu



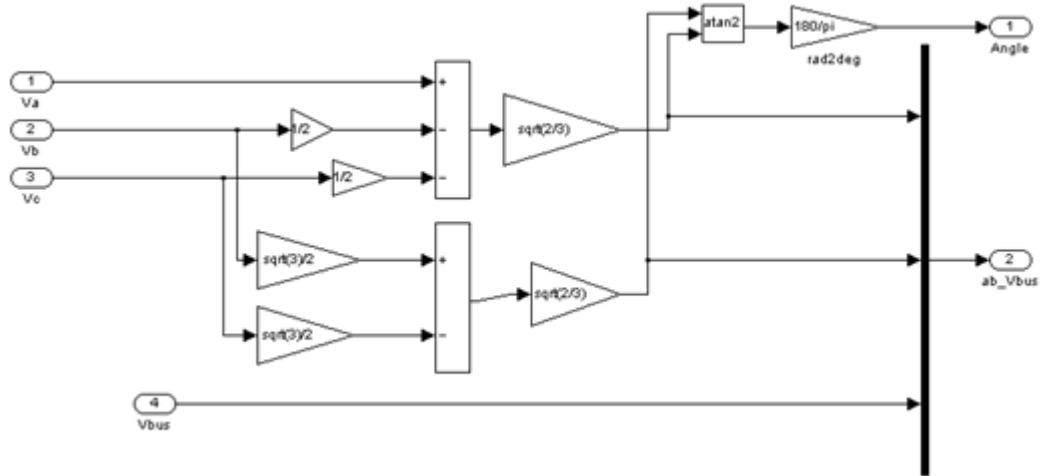
Şekil 6.27 SVM bloğu

Uzay vektör modülasyon tekniğinde $V_{\alpha ref}$ ve $V_{\beta ref}$ bileşenleri kullanarak hesaplanan V_{ref} gerilim vektörü sekiz adet anahtarlama vektörüyle elde edilmeye çalışılır. Önce V_a , V_b , V_c gerilimleri kullanılarak $V_{\alpha ref}$ ve $V_{\beta ref}$ ve referans açı (α) hesaplanır. Bu bilgilerle referans vektörün hangi bölgede olduğu belirlenir. Ardından anahtarlama vektörlerinin iletim süreleri hesaplanır. Son olarak da her bir transistörün anahtarlama süreleri belirlenir.



Şekil 6.28 SVM hesaplama bloğu (Savulescu,2007)

SVM bloğunun girişine uygulanan referans faz gerilimleri V_a , V_b , V_c kullanılarak referans vektörün α ve β bileşenlerinin simulink bloklarıyla hesaplanması aşağıda görülmektedir.



Şekil 6.29 Referans gerilim vektörü hesaplama bloğu (Savulescu,2007)

$$V_{\alpha ref} = V_A - V_B \cdot \cos 60 - V_C \cdot \cos 60 \quad (6.19)$$

$$V_{\beta ref} = V_B \cdot \cos 30 - V_C \cos 30 \quad (6.20)$$

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_{\alpha ref}^2 + V_{\beta ref}^2} \quad (6.21)$$

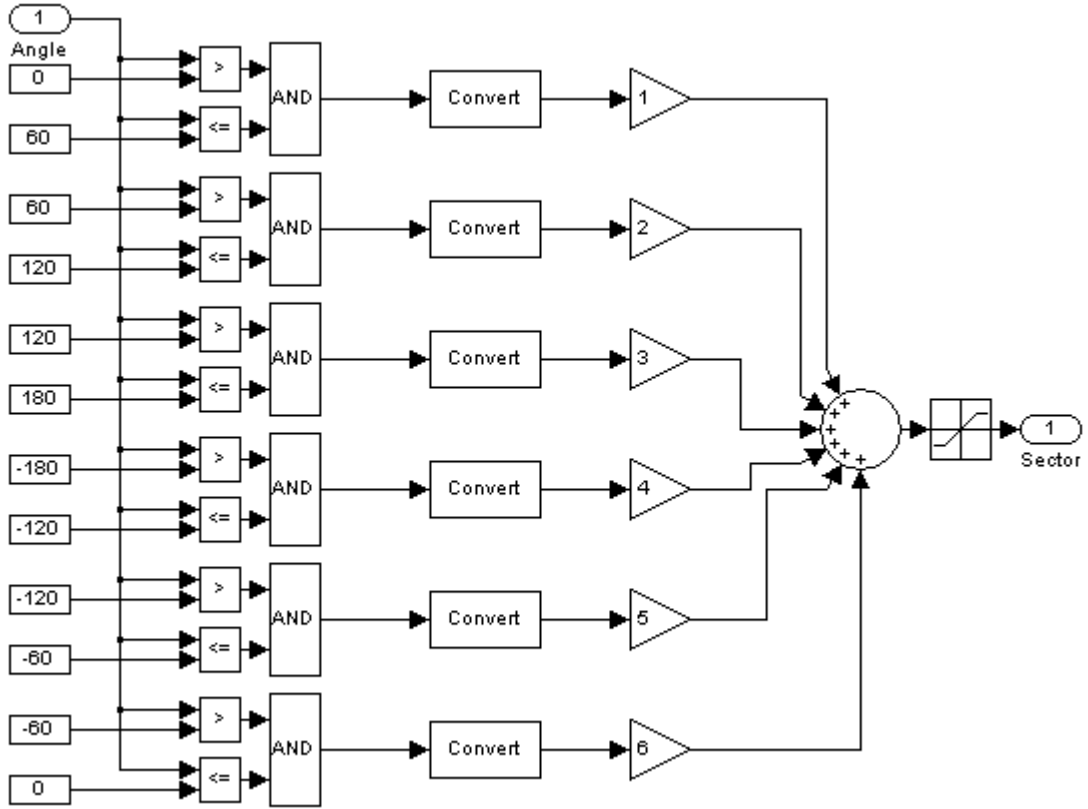
$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{V_{\beta ref}}{V_{\alpha ref}} \right) = \omega t = 2\pi f t \quad (6.22)$$

burada f temel frekansı göstermektedir. Bu hesaplamalarla referans vektörü V_{ref} 'in büyüklüğü ve açısı bulunarak uzay vektör düzleminde bulunduğu tespit edilir. Vektör uzayı aralarında 60 derece bulunan altı bölgeye ayrılmıştır.



Şekil 6.30 Bölge hesaplama bloğu

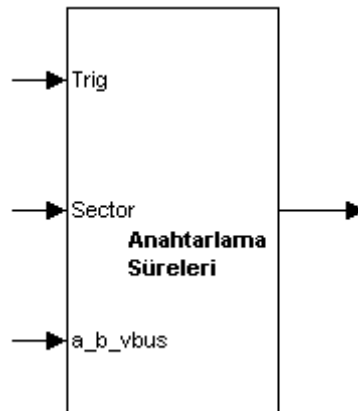
Bölge hesaplama bloğu ile referans gerilim vektörünün yer aldığı bölge hesaplanan α açısı ile limit açıları (0,60), (60,120), (120,180), (-180,-120), (-120,-60), (-60,0) ile karşılaştırılır ve sonuç 1, 2, 3, 4, 5, 6 katsayıları ile çarpılarak bölge hesabı yapılır.



Şekil 6.31 Bölge hesaplama bloğu açık hali (Savulescu,2007)

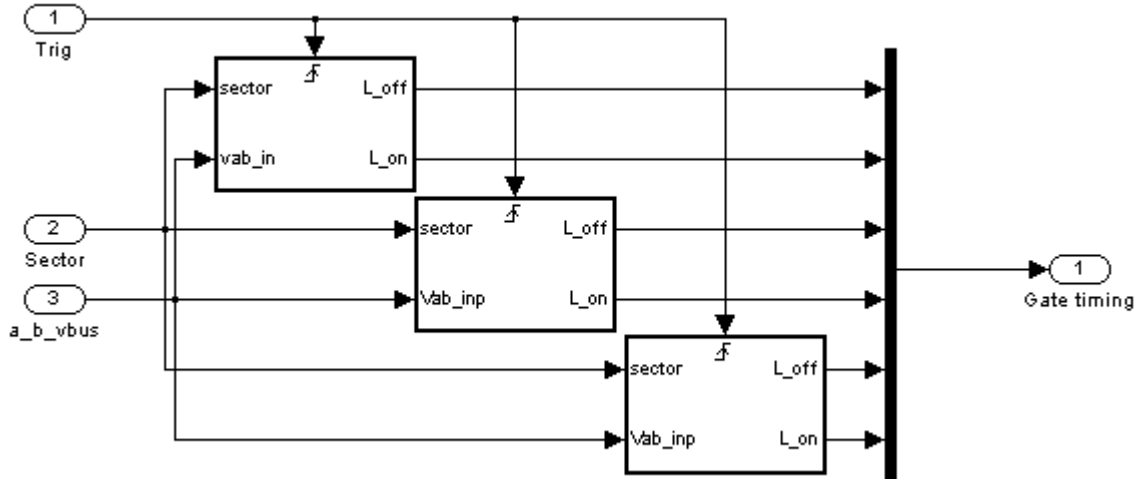
Bölge hesabı yapıldıktan sonra, anahtarlama sinyali ile aynı frekansta tetikleme sinyali ve rampa fonksiyonu üretilir. Bunlar anahtarla sinyali hesaplanmasında kullanılacaktır.

Bu blokta giriş olarak tetikleme sinyali, bölge bilgisi ve DC gerilim bilgileri alınır, çıkışta anahtarlama süreleri verilir.



Şekil 6.32 Anahtarlama zamanı hesabı (Savulescu,2007)

Bu blokta her bir faz kolu için ayrı ayrı olarak anahtarlama zamanları hesaplanır.

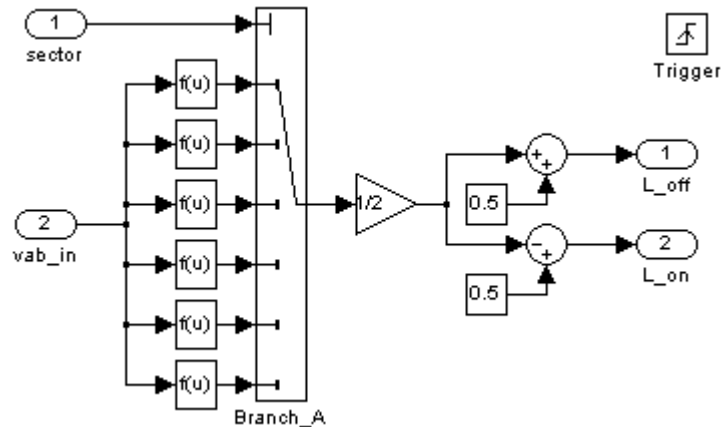


Şekil 6.33 Anahtarlama hesabı blokları (Savulescu,2007)

Hesaplama blokları giriş olarak bölge ve DC gerilim bilgilerini alır, iletim ve kesim sürelerini verir.

Burada tetikleme sinyali 1 ve 0 değerlerine sahip rampa fonksiyonundan elde edilmiş kontrol sinyalidir. Rampa fonksiyonunun sıfırdan küçük olduğu zamanda pozitif değere geçerek (burada 0 dan 1'e geçiyor) bloğun çalışmasını düzenler.

Bu hesaplama yapılırken her bölge için ayrı ayrı formüllerden hesaplama yapılır. Her bir faz kolu için ayrı hesaplama blokları mevcuttur. Bunların tamamı referans vektörün yer aldığı bölgeye göre anahtarlama zamanları hesaplamaktadır. Blokların açık hali aşağıdaki gibidir;



Şekil 6.34 Anahtarlama süreleri hesabı (Savulescu,2007)

Blokların içerikleri her ne kadar üç faz kolu içinde aynı olsa da fonksiyon bloklarının içerisindeki formüller farklılaşmaktadır. Çizelge 6.1 de referans vektörün bulunduğu bölgeye

göre her bir faz kolu için anahtarlama sürelerinin hesaplanması için kullanılacak fonksiyonlar verilmiştir.

Çizelge 6.1 Bölgelere göre anahtarlama hesabı

Bölge	a Faz kolu	b Faz kolu	c faz kolu
1. Bölge	$Fonk = \frac{\sqrt{2}(\sqrt{2}V_{dc} + \sqrt{3}V_{\alpha} + V_{\beta})}{4V_{dc}}$	$Fonk = \frac{\sqrt{2}(\sqrt{2}V_{dc} - \sqrt{3}V_{\alpha} + 3V_{\beta})}{4V_{dc}}$	$Fonk = \frac{\sqrt{2}(\sqrt{2}V_{dc} - \sqrt{3}V_{\alpha} - V_{\beta})}{4V_{dc}}$
2. Bölge	$Fonk = \frac{(V_{\alpha} + \sqrt{6}V_{\beta})}{2V_{dc}}$	$Fonk = \frac{(V_{dc} + \sqrt{2}V_{\beta})}{2V_{dc}}$	$Fonk = \frac{(V_{dc} - \sqrt{2}V_{\beta})}{2V_{dc}}$
3. Bölge	$Fonk = \frac{\sqrt{2}(\sqrt{2}V_{dc} + \sqrt{3}V_{\alpha} - V_{\beta})}{4V_{dc}}$	$Fonk = \frac{\sqrt{2}(\sqrt{2}V_{dc} - \sqrt{3}V_{\alpha} + V_{\beta})}{4V_{dc}}$	$Fonk = \frac{\sqrt{2}(\sqrt{2}V_{dc} - \sqrt{3}V_{\alpha} - 3V_{\beta})}{4V_{dc}}$
4. Bölge	$Fonk = \frac{\sqrt{2}(\sqrt{2}V_{dc} + \sqrt{3}V_{\alpha} + V_{\beta})}{4V_{dc}}$	$Fonk = \frac{\sqrt{2}(\sqrt{2}V_{dc} - \sqrt{3}V_{\alpha} + 3V_{\beta})}{4V_{dc}}$	$Fonk = \frac{\sqrt{2}(\sqrt{2}V_{dc} - \sqrt{3}V_{\alpha} - V_{\beta})}{4V_{dc}}$
5. Bölge	$Fonk = \frac{V_{dc} + \sqrt{6}V_{\alpha}}{2V_{dc}}$	$Fonk = \frac{V_{dc} + \sqrt{2}V_{\beta}}{2V_{dc}}$	$Fonk = \frac{V_{dc} - \sqrt{2}V_{\beta}}{2V_{dc}}$
6. Bölge	$Fonk = \frac{\sqrt{2}(\sqrt{2}V_{dc} + \sqrt{3}V_{\alpha} - V_{\beta})}{4V_{dc}}$	$Fonk = \frac{\sqrt{2}(\sqrt{2}V_{dc} - \sqrt{3}V_{\alpha} + V_{\beta})}{4V_{dc}}$	$Fonk = \frac{\sqrt{2}(\sqrt{2}V_{dc} - \sqrt{3}V_{\alpha} - 3V_{\beta})}{4V_{dc}}$

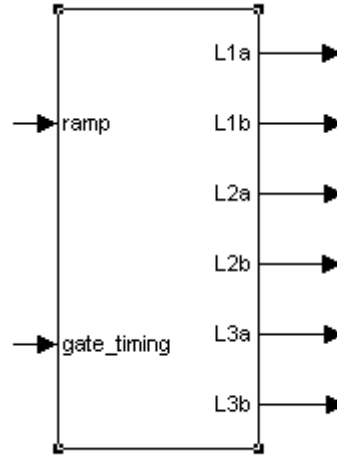
Fonksiyon değerleri hesaplandıktan sonra anahtarların iletim ve kesim süreleri hesaplanır;

$$L_{on} = 0,5 - \frac{Fonk}{2} \quad (6.23)$$

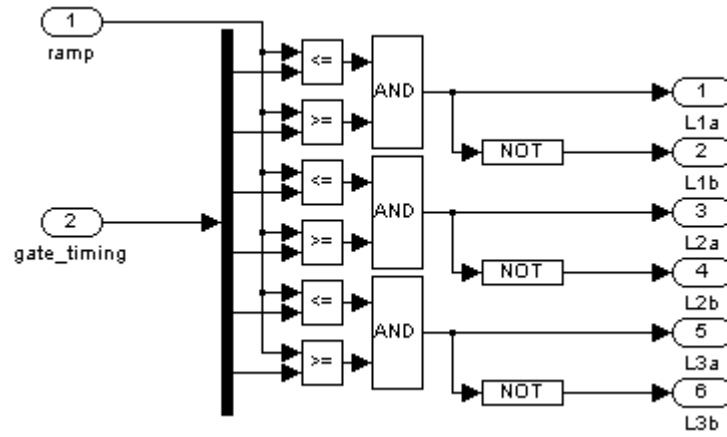
$$L_{off} = 0,5 + \frac{Fonk}{2} \quad (6.24)$$

Burada fonksiyon değerinin yarısının alınması ve 0,5 ile toplanıp veya çıkarılmasındaki amaç periyodun yarısına kadar anahtarlama sinyallerini üretmek ve periyodun kalan yarısında da ilk yarısındaki sinyallerin simetriğini uygulamaktır.

Süreler hesaplandıktan sonra bu sürelere göre anahtarlama sinyalleri üretmek için rampa fonksiyonu ve anahtarlama süreleri karşılaştırılarak anahtarlama sinyalleri elde edilir. Ardından bu sinyaller inverttere uygulanır.



Şekil 6.35 Anahtarlama sinyalleri (Savulescu,2007)

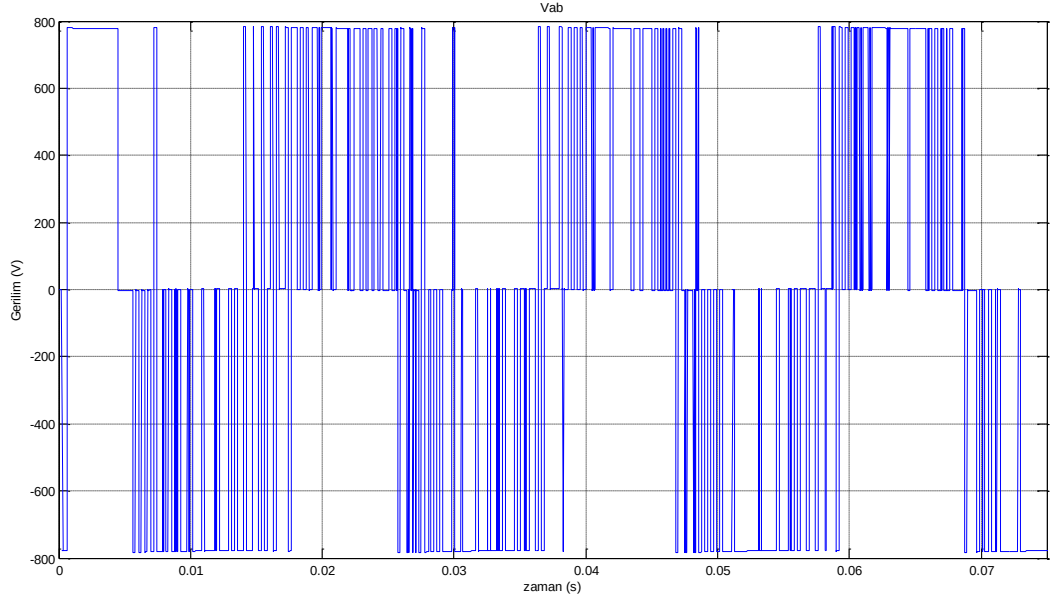


Şekil 6.36 Anahtarlama sinyalleri üretilmesi (Savulescu,2007)

6.3 Simülasyon Sonuçları

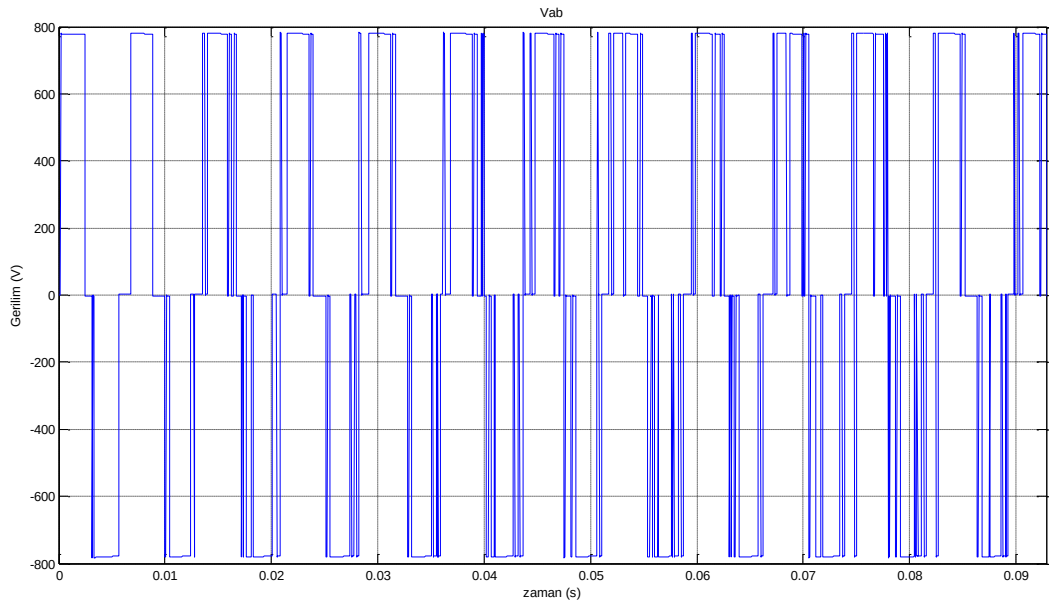
Bu çalışmada iki adet simülasyon yapılmıştır. Uzay Vektör Modülasyon tekniğinin uygulandığı alışılmış alan yönlendirmeli kontrol simülasyonunda, asenkron motorun dc motora benzetilerek kontrol edilebilmesi için gerekli dönüşüm blokları matematiksel olarak modellenmiş ve bu modellerle simülasyon gerçekleştirilmiştir. Diğer DSP kontrollü simülasyonda ise modellenen dönüşüm bloklarının yerine Matlab/Simulink DSP kütüphanesinde mevcut olan, motor kontrol blokları altında yer alan Clark, Park ve Ters Park dönüşüm blokları doğrudan kullanılmıştır. Her iki simülasyonda da Simulink kütüphanesinde yer alan IGBT inverterler kullanılmış olup uçları arasına 780 V DC gerilim uygulanmıştır. Kullanılan motor sincap kafesli asenkron motordur ve faz gerilimi 460 V, $R_s = 0.087 \Omega$, $L_s = 0.8 \text{ mH}$, $R_r = 0.228 \Omega$, $L_r = 0.83 \text{ mH}$, $L_m = 34.7 \text{ mH}$, $J = 1.662 \text{ kg.m}^2$, $B = 0,1$ ve $p = 2'$ dir. Referans akı 0,96 Wb, referans açısal hız 150 olarak verilmiştir. Bunun dışında

moment referansı olarak; $t=0.1s$ 'de $20Nm$ 'den $-20Nm$ 'ye ani bir değişim basamağı uygulanmıştır. Buna göre matematiksel model kontrollü simülasyon çalıştırıldığında aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

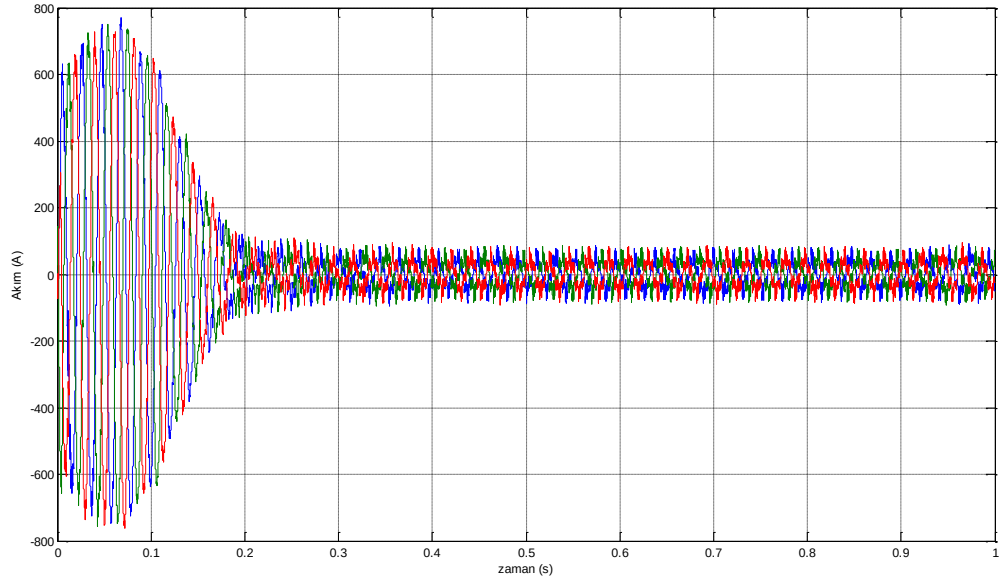


şekil 6.37 Matematiksel model kontrollü simülasyon motor gerilimi

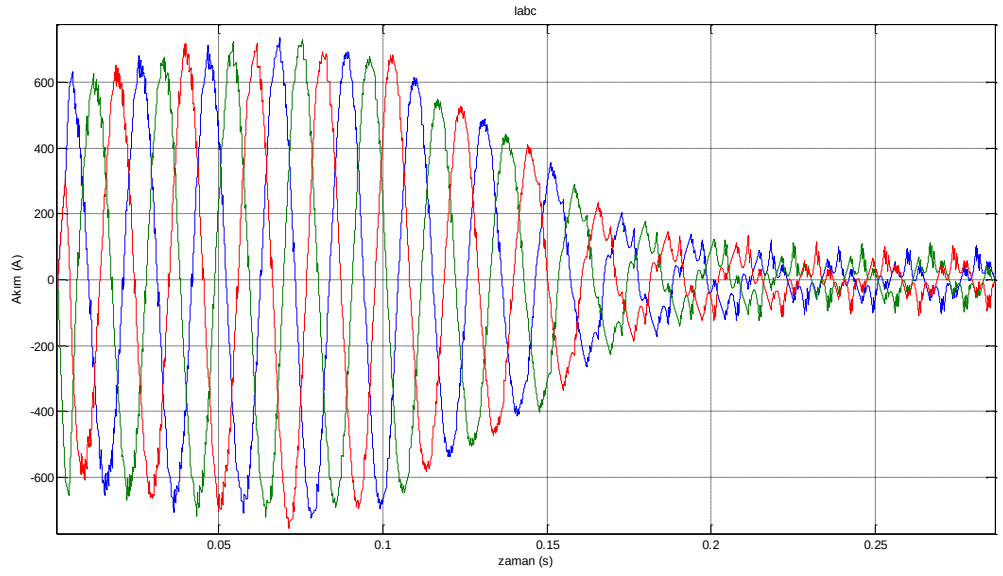
Aynı şartlar altında DSP kontrollü simülasyon çalıştırıldığında ise aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir. Gerilimlere bakıldığında simülasyonda PWM sinyallerinin iletimde olma oranının yüksek olduğu ve bu nedenle gerilimin yüksek olduğu görülmüştür.



şekil 6.38 DSP kontrollü model simülasyonu motor gerilimi

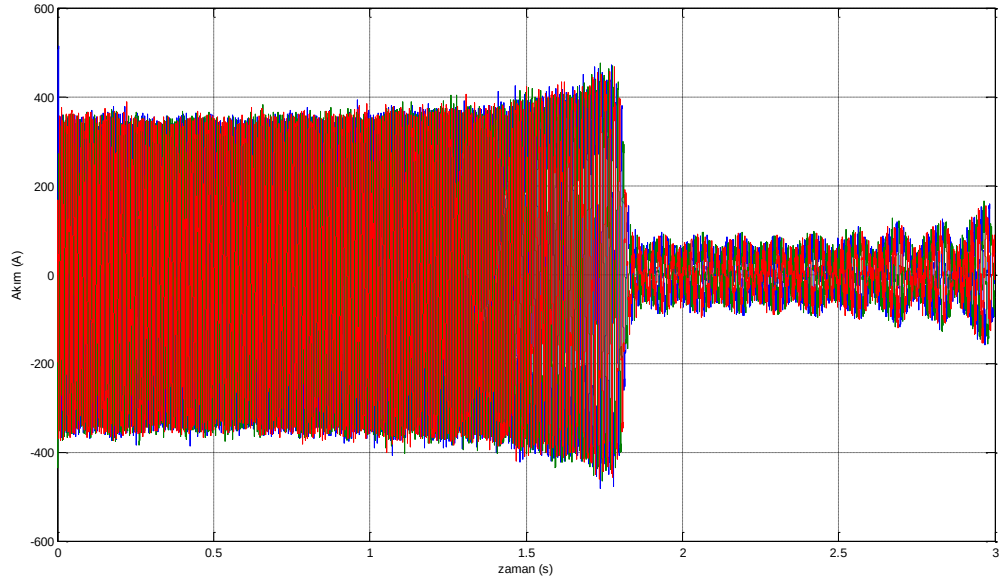


(a)

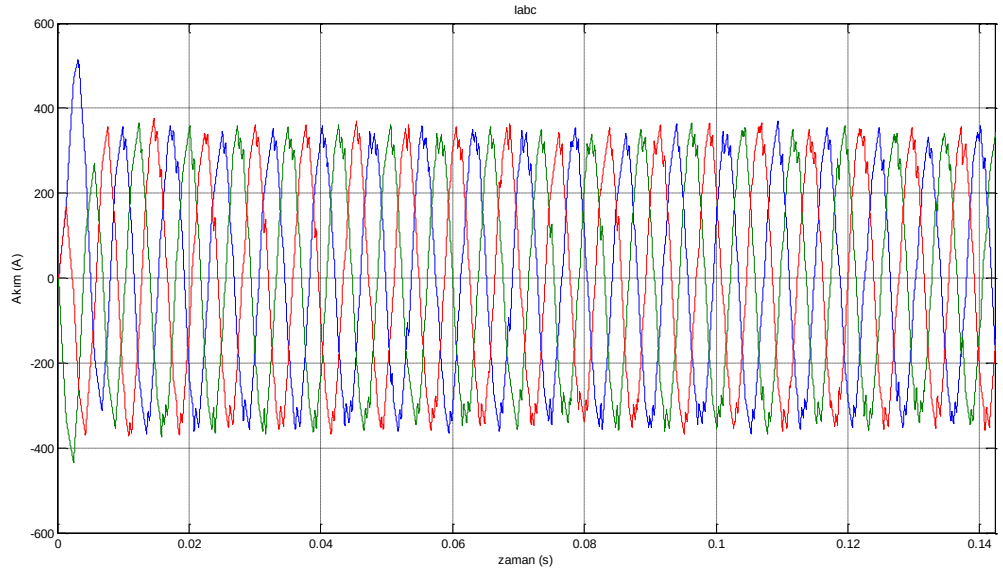


(b)

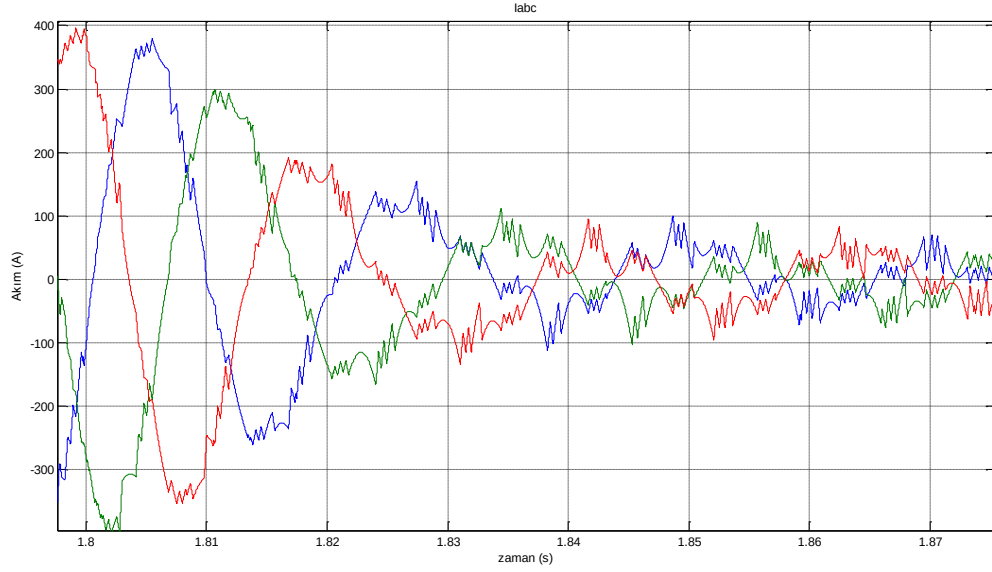
Şekil 6.39 (a) Matematiksel model simülasyonu motor akımları, (b) Motor hızın referans değere ulaştığı andaki motor akımları



(a)



(b)



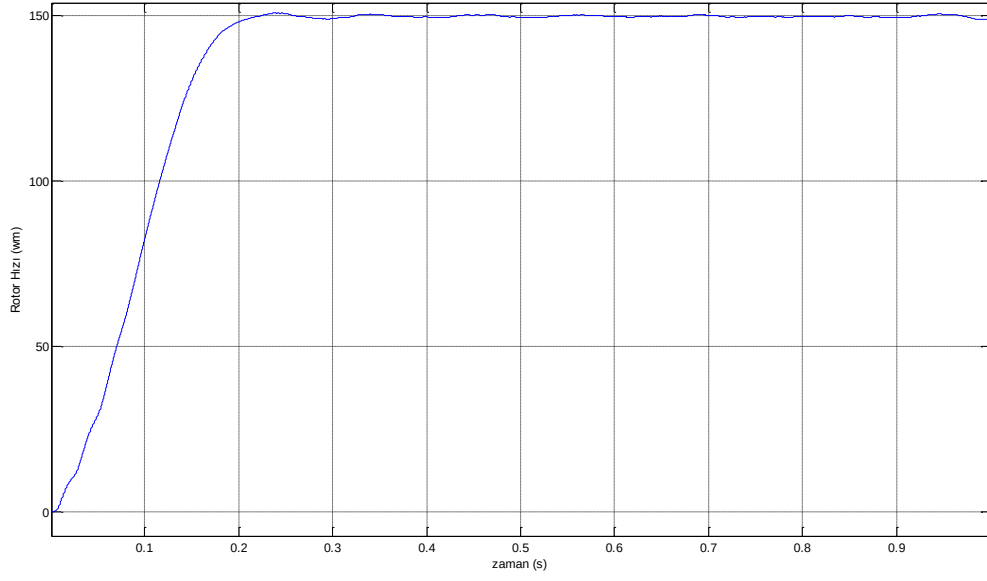
(c)

Şekil 6.40 (a) DSP kontrollü model motor akımları (b) Motor kalkış anında çekilen motor akımları (c) Hız referans değere ulaştığı andaki akımlar

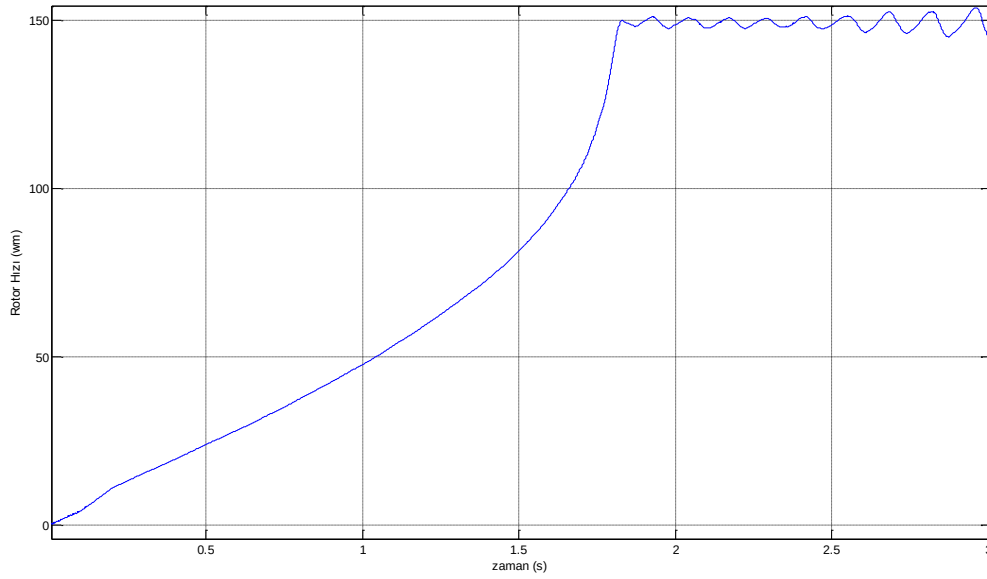
Şekil 6.39' dan da görülebileceği gibi matematiksel model kontrollü simülasyonda motor ilk kalkış anında yüksek akım çekerken 0,2 saniye sonra akım normal değerine düşmektedir. İlk kalkış anında çekilen akım sinüzoidalken, Şekil 6.39 (b)'den de görülebileceği gibi, motor referans hız değerine ulaştığında akım sinyalinde bozulmalar görülmüştür. DSP kontrollü simülasyonda ise Şekil 6.40 (a)'dan da görülebileceği gibi motor yüksek akım çekmeye devam edip 1,75 saniye sonra normal değerine düşmektedir. Motorun kalkış anında ve referans hız değerine ulaşana kadar çekilen akımlar sinüzoidalken, Şekil 6.40 (c)'den de görülebileceği gibi hız referans değere ulaştığında akımda bozulmalar söz konusudur.

Her iki simülasyonda da akımın normale dönmesinin hızın referans değerine ulaşmasına kadar sürdüğü görülmektedir. Ayrıca her iki simülasyonda da motorun ilk çektiği akımlar sinüzoidal iken motor hızı referans değere ulaştığında akım şekillerinin bozulduğu görülmüştür.

Şekil 6.41 ve Şekil 6.42'de her iki simülasyona ait grafikten de görülebileceği gibi ölçülen hızlar değeri referans değere ulaşmıştır. İlk simülasyonda ölçülen hız 0,2 sn gibi kısa bir sürede referans değere ulaşırken diğer simülasyonda bu süre daha uzun çıkmıştır. İlk simülasyonda ölçülen hız referans hıza ulaştıktan sonra sabit kalırken, DSP simülasyonunda çok küçük değerde ($\pm 2,5$) olsa bile dalgalanmalar görülmüştür.

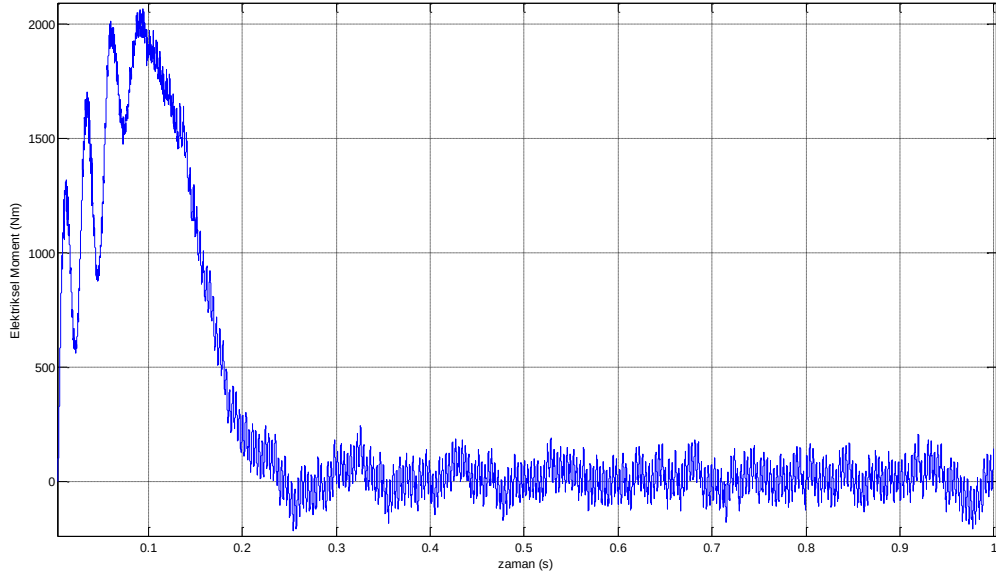


Şekil 6.41 Matematiksel model kontrollü simülasyon motor açısal hızı

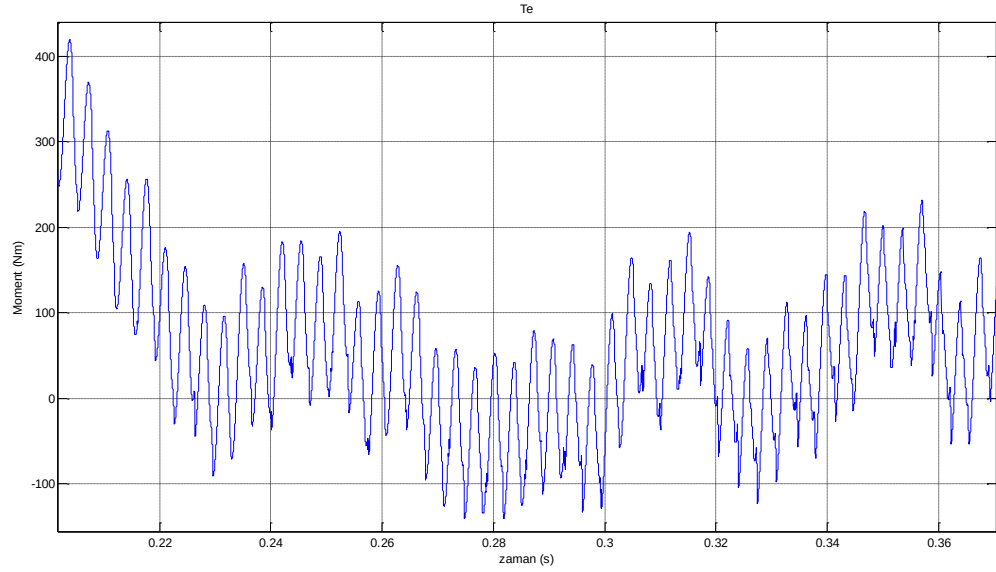


Şekil 6.42 DSP kontrollü simülasyon motor açısal hızı

Elektriksel moment değerleri de hız değerleri referans değerlere ulaştıktan sonra beklenen değere ulaşmaktadır. Şekil 6.43'den görülebileceği gibi matematiksel model kontrollü simülasyon için ilk anda elektriksel momentte dalgalanma olsa da 0,2 saniye sonra beklenen değere düşmektedir. Fakat Şekil 6.44'te görüldüğü gibi moment değeri burada sabit kalmayıp dalgalanmalar mevcuttur.

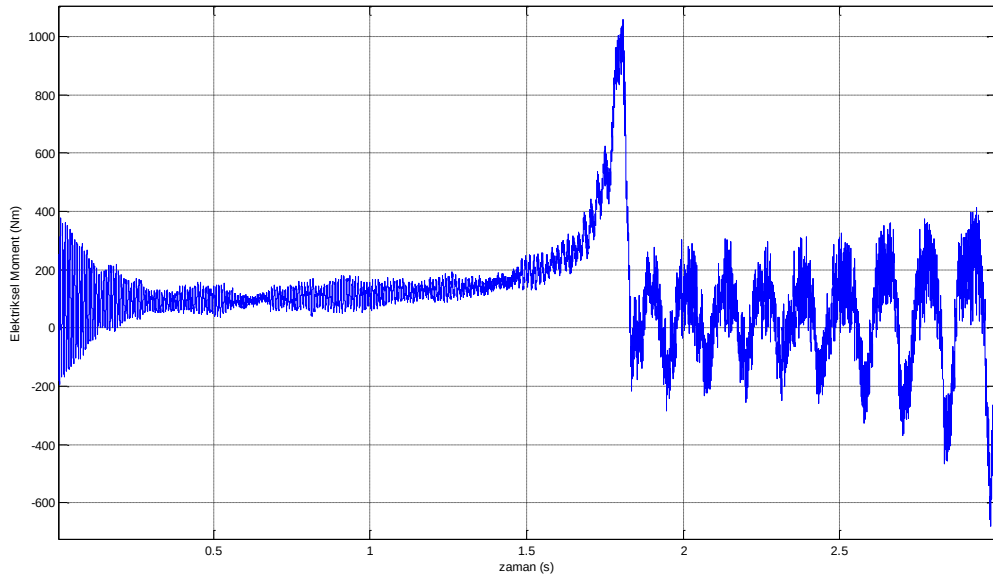


Şekil 6.43 Matematiksel model kontrollü simülasyonda elektriksel moment

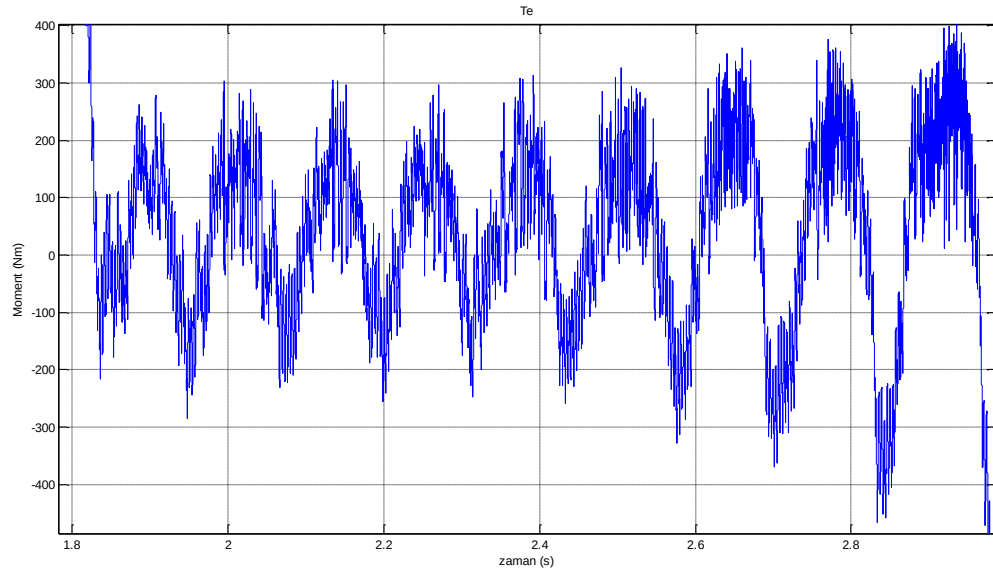


Şekil 6.44 Matematiksel model kontrollü simülasyonda elektriksel moment dalgalanmaları

Şekil 6.45 te ise elektriksel moment, motor hızı referans değere ulaştığı anda tepe değere ulaşp ardından düşmüştür. Fakat hızdan kaynaklı olarak az da olsa Şekil 6.46'da görüldüğü gibi elektriksel momentte dalgalanmalar görülmektedir.



Şekil 6.45 DSP kontrollü simülasyon elektriksel moment



Şekil 6.46 DSP kontrollü simülasyon elektriksel moment dalgalanmaları

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Asenkron makineler endüstride en yaygın kullanılan elektrik makineleridir. Bu motorlar sağlam yapıları ve az bakım gerektirmeleri nedeniyle değişik koşullar altında en az sorunla çalışmaktadır. Fakat bu makinelerde beklenen ve elde edilen verim tamamen uygulamaya ve bu uygulama için kullanılan tekniğe bağlıdır. Son zamanlarda araştırmalar daha sorunsuz, daha verimli, daha kararlı ve daha ekonomik kontrol yöntemlerine yönelmektedir. Mikro denetleyici ve yarı iletken malzeme teknolojilerinin gelişmesi bu çalışmayı desteklemektedir.

Bu çalışmada önce asenkron motorlar tanıtılmış, asenkron motor çeşitlerinden bahsedilmiş, yol verme yöntemleri anlatılmış, hız kontrol yöntemleri ve motor hızına etki eden faktörlerden bahsedilmiştir. Daha sonra uzay vektör kavramı açıklanıp motorun matematiksel modeli verilerek kontrol uygulaması için temel bilgiler verilmiştir. Asenkron motor kontrol teknikleri ele alınmış ve bu tekniklerden, yüksek performanslı uygulamalar için yüksek doğruluklu ve değişimlere çabuk cevap veren alan yönlendirmeli kontrol yöntemi tercih edilmiştir. Kullanılan yöntemde eksen dönüşümleriyle üç fazlı motorun karmaşık yapısı basite indirgenerek DC motora benzetilmiş ve kontrol karmaşıklığı ortadan kaldırılmıştır. Fakat bununla birlikte aritmetik işlem yoğunluğu artmıştır.

Asenkron motorun kontrolünde, motorun sürülmesi amacıyla uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği (SVM) uygulanmış ve bunun için Matlab/Simulink paket programı kullanılmıştır. Çalışma kapsamında bu kontrol yönteminin DSP'ye yönelik uygulanabilirliği sınanmış ve bunun için simülasyon iki farklı şekilde gerçekleştirilmiştir.

Ayrıca Simulink ortamında DSP ile sistem modellendiğinden, sistemin Simulink üzerinde program yazmaya gerek kalmaksızın C kodu oluşturulabilir ve bu kodla sistem gerçek zamanlı olarak çalıştırılabilir. Böylece bir anahtarlama periyodu içerisinde hesaplamalar tekrar yapılarak yeni anahtarlama süreleri döngülerle hesaplanabilmiştir. Elde edilen anahtarlama sinyalleri yüksek anahtarlama hızına sahip IGBT invertlere verilerek motor beslenmiştir. Uzay vektör modülasyon tekniği ve alan yönlendirmeli vektör kontrol yönteminin performansı anahtarlama frekansına bağlıdır.

Simülasyonlarda anahtarlama frekansı 4500 Hz olarak seçilmiştir, grafikler 2µs örnekleme zamanında meydana gelen değişimleri göstermektedir. İlk simülasyonda ideal durum için tamamen uzay vektör modülasyon dönüşümleri matematiksel olarak bloklar ile simüle edilerek sonuçlar gözlemlenmiştir. Diğer simülasyonda ise aynı şartlar altında dönüşüm bloklarının yerine DSP motor kontrol kütüphanesindeki dönüşüm blokları kullanılmıştır.

Her iki simülasyon çalışmasında da yük momenti uygulanırken hız kaymaya bağlı olarak belirli bir değerde sabitlenmeye çalışılmıştır. Her kontrol periyodunda asenkron makinenin hız bilgisi referans değer ile karşılaştırılır. Ortaya çıkan hata, PI kontrolörden geçirilip, moment değeri elde edilir. Bu şekilde kontrol döngüsü içerisinde diğer işlemler tamamlanır. Bu nedenle hızda oluşan herhangi bir dalgalanma sonuçlardan da görüldüğü gibi moment içinde etkili olmuştur. DSP blokları ile yapılan simülasyonda ölçülen hız değeri, diğer simülasyona göre daha uzun sürede referans değere ulaşmıştır. İki simülasyon arasındaki bu fark DSP’de sayı format dönüşümleri sırasındaki rakamsal yuvarlamalardan, bazı hesaplamalarda DSP yazmaçlarında meydana gelebilecek muhtemel bit taşmalarından kaynaklanmaktadır. Alan yönlendirmeli kontrol yönteminde PI denetleyiciler çok önemlidir. Karşılaştırma işlemleri bu bloklarda yapıp referans vektör değerleri bu bloklarda hesaplandığından, PI parametrelerine verilen değerler sistemin karakteristik denklemine uygun olmalıdır. Ayrıca ayırık zamanda kullanımları işlem yoğunluğuna sebep olur.

Buna ek olarak, uzay vektörü modülasyonu tekniğinde, çalışma periyodu süresinde (60Hz için 16ms) referans gerilim vektörünün, altı bölgeyi saat yönünün tersine dönerek ilk bulunduğu noktaya ulaşması amaçlanmıştır. DSP uygulamasına yönelik olan simülasyonda referans gerilim vektörünün genliği, her kontrol periyodunda hesaplanmıştır. Anahtarlama frekansı 4,5 kHz ve de anahtarlama periyodu yaklaşık olarak $1/4,5 \text{ kHz} = 222 \mu\text{s}$ ’dir. Çalışma frekansının 16 ms olduğu düşünülürse, bağıl iletim süresini güncellemek için gerekli olan kontrol periyot süresi en az $16\text{ms}/180 = 88\mu\text{s}$ olabilmektedir. Güncellemenin bu süre içerisinde tamamlanması gerekir. Ancak $100\mu\text{s}$ değerinin altındaki bağıl iletim süresi güncellemelerinde, güncelleme işlemi tam olarak tamamlanamaz. Bunun nedeni DSP’nin işlem çözünürlüğünün bilgisayarın işlemcisi kadar yüksek olmamasıdır. DSP bloklarının kullanılması ile sistem dinamik cevabının azaldığı ikinci simülasyon sonuçlarında da görülmektedir.

Her iki simülasyon sonuçlarına bakılıp karşılaştırma yapıldığında DSP ile yapılan simülasyon beklenen sonuçları vermiyor gibi görünse de DSP ile yapılan simülasyon gerçek duruma daha yakındır ve deneysel olarak daha uygulanabilir. DSP bloklarıyla hazırlanan sistem kullanılarak C kodu oluşturabilir. Oluşturulan C kodu DSP’ye yüklenerek deneysel olarak çalışma yapılabilir. Bu da ileri derecede programlama bilgisine gerek kalmadan SVM gibi zor bir uygulamanın DSP ile yapılabilmesine olanak verir, yani DSP kontrol bloklarıyla önce sistem modellenip ardından herhangi bir programın yazılmasına gerek kalmadan sistemin C kodu Simulink programıyla oluşturulacaktır. Aynı zamanda DSP’nin desteklediği gerçek zamanlı çalışma ile deneysel olarak sistem çalışırken değişkenler bilgisayar ortamında

izlenebilir ve motora anlık olarak komutlar gönderilebilir. DSP'lerin bu özelliği ileriki çalışmaların konusu olabilir. Sistemlerin Simulink ile modellenip hızlıca bu modelden C kodu oluşturulabilmesi geliştirme zamanını kısaltırken, gerçek zamanlı çalışma ile sistemin anlık olarak analizi yapıp yorumlanabilecektir. Bu da hem geliştirme zamanını kısaltırken çalışmaların da sonuçlarının hemen yorumlanabileceği bir ortam sağlamaktadır.

Pek çok alanda kullanıldığını gördüğümüz asenkron motorların vektör kontrolü ile daha hassas ve yüksek verimde kontrol edilebileceği bu çalışmada anlatılmıştır. Bu kontrolün DSP ile yapılmasıyla birlikte hesaplama hızları da artacağından yüksek frekanslı anahtarlama sinyalleri ile daha da hassas kontroller yapılabilir.

KAYNAKLAR

- Asker M.E, Özdemir M. ve Bayındır M.İ, (2009) “Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorun Hız Kontrol Sisteminde UVDGM ile Yapılan V/f ve Vektör Kontrol Yöntemlerinin İncelenmesi”, Uluslararası İleri Teknolojiler Sempozyumu (IATS’09), 13-15 Mayıs 2009, Karabük.
- Asker M.E, Özdemir M. ve Bayındır M.İ, (2009), “Sinüsoidal DGM ile Uzay Vektör DGM Yöntemlerinin Karşılaştırmalı İncelenmesi”, 5. Uluslararası İleri Teknolojiler Sempozyumu (IATS’09), 13–15 Mayıs 2009, Karabük.
- Bakan A. F., (2009) , DTC Ders Notları, Yıldız Teknik Üniversitesi , İstanbul.
- Bayindir N.S. ve Narlı E, (1992), "Asenkron Motorların Vektör Alan Yöntemiyle Kontrolü", Elektrik Mühendisliği Dergisi, 19-25.
- Bonnetf, A., Alukaiday,T., ve Luk , (1997), “A High Performance Space Vector Motor Drive Controller”, DSP Chips in Real Time Measurement and Control (Digest No: 1997/301).
- Çakır A., Çalış H., Ayrılmış A. ve Kızıl A., (2009) "3 Fazlı Asenkron Motorun Sabit V/f Oranlı Kapalı Döngü Hız Denetimi", 5th International Advanced Technologies Symposium, 13-15 Mayıs 2009 Karabük.
- Çavdar T., (2005), "A Work on Reducing the Computational Complexity on DSPs", 11th National Congress, 22-25 Eylül 2005, İstanbul.
- Çolak ve Kabalci, (2008), “Çok Seviyeli Eviricilerin Kontrol Yöntemleri”, Tübvav Bilim Dergisi, 1(2):45-54.
- Çolak, İ. ve Bayındır, R.,(2005), "Klasik Yol Verme Metotlarının Denetleyici Yardımıyla Gerçekleştirilmesi", F. Ü. Fen ve Mühendislik Bilimleri Dergisi, 17(1):10-18.
- Dandil B. ve ATA F., (2005), “Sinirsel Bulanık Denetleyici ile Dolaylı Vektör Denetimli Asenkron Motorun Dayanıklı Hız Denetimi”, Politeknik Dergisi, 8(2):131-137.
- Dandil, B. ve Gökbulut M., (2006), “Asenkron Motorların Sinirsel-Bulanık Denetleyici ile Uyarlamalı Denetimi” , Gazi Üniv. Müh. Mim. Fak. Dergisi, 20(2):145-153.
- Ertam, F., (2005), "Bilgisayar Ağları ve İnternet Üzerinden Başka Bir Bilgisayarın Kontrolü", Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Güldemir, H., (2001), "Hız Algılayıcısız İndüksiyon Motorun Model Referans Uyarlamalı Sistem Tabanlı Benzetimi", Elektrik-Elektronik, Bilgisayar Mühendisliği 9. Ulusal Kongresi, 19-21 Eylül 2001, Kocaeli.
- Kesler,S.,(2008), "Elektrik Makineleri Denetim Sistemlerinde TMS320F2812 DSP Kullanımı”, Akademik Bilişim 2008, Çanakkale.
- Kesler M. ve Sunan M., (2008), “Düşük Maliyetli DSP Uygulama Geliştirme Kartının Tasarımı ve Güç Sistemlerinde Harmonik Analizin Gerçekleştirilmesi”, Elektrik, Elektronik, Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, ELECO 2008, 26-30 Kasım 2008, Bursa.

Lamich, M., Bascells, J. ve Gonzalez, D., (2002) "New Method for Obtaining SV-PWM Patterns Following an Arbitrary Reference", IECON 02 (Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference), 5-8 Kasım 2002, Sevilla.

Mehrizi-Sani, A. ve Filizadeh, A., (2006) "Digital Implementation and Transient Simulation of Space-Vector Modulated Converters", Power Engineering Society General Meeting 2006 , 18-22 Haziran 2006, Montreal.

Okumuş, H.İ.,(2002), "Doğrudan Moment Kontrollü Asenkron Makinalarda Akı Düşüşünün Azaltılması", ELECO 2002, 18-22 Aralık 2002,Bursa.

Özçira S., (2007), "Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri ve Endüstriyel Uygulamaları", Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

Sağıroğlu M. K., Gökaşan M. ve Boğosyan S. (2003), "Asenkron Makinalar ve Kontrolü", Birsen Yayınevi, İstanbul.

Savulescu A, (2007), "The Analysis and The Simulation Of the SVM Genarator Used For The Control Of The Electric Drives with Asynchronous Motors", 6th International Conference on Electromechanical and Power Systems, 4-6 Ekim 2007, Chişinau.

Swamy, R.L ve Kumar, P.S., (2008), "Speed control of Space Vector Modulated Inverter Driven Induction Motor", Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2008 Vol II, IMECS 2008, 19-21 Mart 2008, Hong Kong.

Ürgün, S., Erfidan, T ve Çoruh, E.,(2008), "DA-DA Buck Dönüştürücü Tasarımı ve Gerçeklenmesi", ELECO'2008 Elektrik - Elektronik - Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, 26-30 Kasım 2008, Bursa.

Yıldız, C., (2008), "Genetik Algoritma Destekli Bulanık Denetim Kullanarak Vektör Esaslı Asenkron Motor Kontrolü", Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kahramanmaraş.

Yumurtacı, M., Üstün, S.V. ve Neşe, S. V., (2009), "SVPWM Inverterin Çoklu Darbeler Yöntemiyle Harmonik Analizi", Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, 15(1):101-106

İnternet Kaynakları

- [1] "Asenkron Motorlar ve Yapısı"
www.frmtr.com
- [2] Jung, J., (2005), "Space Vector PWM Inverter"
www2.ece.ohio-state.edu/ems/
- [3] Parekh, R., (2003), "AN887 - AC Induction Motor Fundamentals"
www.microchip.com

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 25.06.1982

Doğum yeri Giresun

Lise 1996-2000 Mehmet Akif Ersoy Lisesi

Lisans 2000-2005 Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Müh.-Mimarlık Fak.
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü,

Yüksek Lisans 2008-2011 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı,
Elektrik Makineleri ve Güç Elektroniği Programı