İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ASENKRON MOTORUN HIZ KONTROLÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Metin BOYLU

Anabilim Dalı : Mekatronik Mühendisliği

Programı : Mekatronik Mühendisliği

HAZİRAN 2010

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ASENKRON MOTORUN HIZ KONTROLÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Metin BOYLU
(518071028)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 07 Mayıs 2010
Tezin Savunulduğu Tarih : 11 Haziran 2010

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN (İTÜ)
Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Serhat ŞEKER (İTÜ)
Yrd. Doç. Dr. Ali Fuat ERGENÇ (İTÜ)

HAZİRAN 2010

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmamda yardımlarını esirgemeyen başta danışman hocam Sayın Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN, çalışmalarımın büyük bir kısmını gerçekleştirdiğim Mekatronik Eğitim ve Araştırma Merkezinin kurulmasına çok büyük emeği geçen Sayın Prof. Dr. Ata MUĞAN ve burada çalışmalarını sürdüren arkadaşlarıma ve çalışanlarına en içten teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca bu noktaya gelebilmem için hiçbir fedakârlıktan kaçınmayan ve beni her zaman destekleyen aileme sonsuz teşekkürlerimi ve sevgilerimi sunarım.

Haziran 2010

Metin BOYLU

Elektrik-Elektronik Mühendisi

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ ..... **iii**
İÇİNDEKİLER ..... **v**
KISALTMALAR ..... **vii**
ÇİZELGE LİSTESİ ..... **ix**
ŞEKİL LİSTESİ ..... **xi**
SEMBOLLER ..... **xi**
ÖZET ..... **xv**
SUMMARY ..... **xvii**
1. GİRİŞ **1**
1.1 Tezin Amacı 2
1.2 Literatür Özeti 2
1.2.1 Darbe genişlik modülasyonu 2
1.2.2 Asenkron motorun kontrolü 3
2. ASENKRON MOTOR VE KONTROL YÖNTEMLERİ **5**
2.1 Giriş 5
2.2 Asenkron Motor Sürücüleri 5
2.2.1 Üç fazlı gerilim beslemeli evirici 5
2.3 Asenkron Motor Kontrolünde Kullanılan Dönüşümler 6
2.4 Asenkron Motor Modeli 7
2.5 Skalar Kontrol Yöntemi 8
2.6 Vektör Kontrol Yöntemi 9
2.6.1 Giriş 9
2.6.2 Doğrudan vektör kontrol yöntemi 11
2.6.3 Gözlemleyici kullanarak doğrudan vektör kontrol yöntemi 13
2.6.4 Dolaylı vektör kontrol yöntemi 16
3. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU **19**
3.1 Giriş 19
3.2 Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu 21
3.2.1 Doğal örneklemeli sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu 25
3.2.2 Düzenli örneklemeli sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu 26
3.2.2.1 Simetrik düzenli örneklemeli SPWM 26
3.2.2.2 Asimetrik düzenli örneklemeli SPWM 27
3.3 Değiştirilmiş (Modifiye) SPWM 28
3.3.1 Taşıyıcı üçgen dalganın şekli değiştirilmiş SPWM (MSPWM-T) 28
3.3.2 Referans sinüzoidal dalganın şekli değiştirilmiş SPWM (MSPWM-S) 29
3.3.2.1Üçüncü harmonik ilaveli PWM 29
3.4 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu 31
3.5 Harmonik Eliminasyonlu Darbe Genişlik Modülasyonu 36

4. ASENKRON MOTORUN HIZ KONTROL SİMİLASYONU 39
4.1 Skalar Kontrol Yöntemi 39
4.1.1 Asenkron motorun modeli 39
4.1.2 Üç fazlı evirici modeli 40
4.1.3 Eksensel dönüşüm modelleri…… 40
4.1.4 Uzay vektör darbe genişlik modülasyon modeli 41
4.1.5 Kontrolör modeli 43
4.1.6 Skalar kontrol simülasyon sonuçları 44
4.2 Gözlemleyici Kullanarak Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi 46
4.2.1 Eksensel dönüşüm modelleri 46
4.2.2 Gözlemleyici modeli 46
4.2.3 Moment, rotor akısı ve açısını hesaplama modelleri 48
4.2.4 Kontrolör modeli 49
4.2.4 Gözlemleyici kullanarak doğrudan vektör kontrol simülasyon sonuçları 51
5. ASENKRON MOTORUN HIZ KONTROL UYGULAMASI 55
5.1 Giriş 55
5.2 Ara Sinyal Devresi 55
5.3 DSPACE 1104 Dijital Sinyal İşlemcisi. 56
5.4 Üç Fazlı Evirici Devresi 57
5.5 Asenkron Motor Hız Kontrol Programı 58
5.6 Deney Sonuçları 64
6. SONUÇ 69
KAYNAKLAR 71
EKLER 73
ÖZGEÇMİŞ 77

KISALTMALAR

PWM	**:** Darbe Genişlik Modülasyonu
SPWM	**:** Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
DC	**:** Doğru Akım
MSPWM-S	**:** Referans İşareti Değiştirilmiş Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
MSPWM-T	**:** Taşıyıcı İşareti Değiştirilmiş Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
THIPWM	**:** Üçüncü Harmonik İlaveli Darbe Genişlik Modülasyonu
SVPWM	**:** Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
DSP	**:** Dijital Sinyal İşlemcisi
DS	**:** DSPACE
IGBT	**:** İzole Kapılı Bipolar Transistor
PI	**:** Oransal-İntegral Kontrolör

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3.1 : Anahtar durumları faz nötr gerilimleri ve faz-faz gerilimleri [14]..... 31

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Üç fazlı evirici devresi …. 6
Şekil 2.2 : Stator gerilim frekans ilişkisi …. 8
Şekil 2.3 : Stator d-q ekseni akımları ile rotor akısı arasındaki ilişki …. 10
Şekil 2.4 : Stator d-q ekseni akımları ile moment arasındaki ilişki [8] …. 11
Şekil 2.5 : Statoruna sargılar yerleştirilmiş asenkron motorun doğrudan vektör kontrolü [8] 13
Şekil 2.6 : Akı moment gözlemleyici [8]…. 16
Şekil 2.7 : Referans akı ve akım ilişki… 16
Şekil 2.8 : Dolaylı vektör kontrol yönteminin blok şeması [8]…. 18
Şekil 3.1 : Taşıyıcı tabanlı PWM …. 20
Şekil 3.2 : Darbe genişlik modülasyon teknikleri 20
Şekil 3.3 : Üçgen dalga taşıyıcılı sinüzoidal PWM 21
Şekil 3.4 : Üç fazlı evirici devresi 22
Şekil 3.5 : Kutup gerilimleri [12] 22
Şekil 3.6 : Faz nötr gerilimleri [12] 23
Şekil 3.7 : Altı adımlı eviricinin temel sinüzoidal bileşeni [12] 24
Şekil 3.8 : Aşırı modülasyon durumu [10] 25
Şekil 3.9 : Doğal örneklemeli SPWM'in blok şeması 26
Şekil 3.10 : Simetrik düzenli örneklemeli SPWM 27
Şekil 3.11 : Asimetrik düzenli örneklemeli SPWM 27
Şekil 3.12 : **a)** Taşıyıcı üçgen dalganın şekli değiştirilmiş SPWM **b)** Kapı sinyali [10] 28
Şekil 3.13 : Üçüncü harmonik ilaveli PWM'in blok şeması 29
Şekil 3.14 : **a)** SPWM için referans işaret **b)** Üçüncü harmonik ilaveli PWM [12] …. 30
Şekil 3.15 : Sekiz evirici gerilim vektörü [13] 32
Şekil 3.16 : Gerilim vektörleri ve sektörler [12] 33
Şekil 3.17 : Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunda sektör için anahtarlama durumları [14] 35
Şekil 3.18 : Maksimum referans dalga şekli [12] 36
Şekil 3.19 : Harmonik eliminasyon seçimi için faz gerilimleri [10] 37
Şekil 4.1 : Asenkron motorun $\alpha - \beta$ modeli 39
Şekil 4.2 : Üç fazlı evirici modeli 40
Şekil 4.3 : **a)** a-b-c/$\alpha - \beta$ dönüşüm modeli **b)** $\alpha - \beta$/a-b-c dönüşüm modeli 41
Şekil 4.4 : Uzay vektör darbe genişlik modülasyon modeli 41
Şekil 4.5 : Anahtarlama modeli 42
Şekil 4.6 : PWM modeli 42
Şekil 4.7 : Kontrolör modeli 43
Şekil 4.8 : Skalar kontrol modeli 43
Şekil 4.9 : Asenkron motorun hız değişimi 44

Şekil 4.10 : Asenkron motorun hız hatası 44
Şekil 4.11 : Stator faz akımının değişimi 44
Şekil 4.12 : Stator faz geriliminin değişimi 45
Şekil 4.13 : Stator faz-faz geriliminin değişimi 45
Şekil 4.14 : a) d-q/α − β dönüşüm modeli
b) α − β/d-q dönüşüm modeli..... 46
Şekil 4.15 : Gözlemleyici modeli 47
Şekil 4.16 : Gözlemleyici hata modeli (L*Hata)..... 47
Şekil 4.17 : Gözlemleyici alt modeli 48
Şekil 4.18 : a) Rotor akısı hesaplama modeli **b)** Moment hesaplama modeli..... 49
Şekil 4.19 : Kontrolör modeli..... 50
Şekil 4.20 : Gözlemleyici kullanılan doğrudan vektör kontrol modeli 50
Şekil 4.21 : Asenkron motorun hız değişimi..... 51
Şekil 4.22 : Asenkron motorun hız hatası 51
Şekil 4.23 : Stator faz akımının değişimi 51
Şekil 4.24 : Yük ve motor momenti 52
Şekil 4.25 : Hesaplanan moment..... 52
Şekil 4.26 : Sürtünmesiz yük, motor ve gözlemleyici momenti..... 52
Şekil 4.27 : Stator akımının d ekseni bileşeni 53
Şekil 4.28 : Stator akımının q ekseni bileşeni 54
Şekil 4.29 : Gözlemleyici hataları 54
Şekil 5.1 : Asenkron motor deney düzeneği 55
Şekil 5.2 : Ara sinyal devresi 56
Şekil 5.3 : DS 1104 ve bilgisayar bağlantısı..... 57
Şekil 5.4 : Semikron semistack-IGBT üç faz evirici [16] 57
Şekil 5.5 : Asenkron motor hız kontrol programı 58
Şekil 5.6 : Kontrolör alt programı 59
Şekil 5.7 : Akımların ölçülmesine ait alt program 59
Şekil 5.8 : Motor hızının ve açısının ölçülmesine ait alt program 60
Şekil 5.9 : Faz hatalarının kontrolüne ait alt program 60
Şekil 5.10 : Referans gerilimini $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ bileşenlerine ayıran alt program 61
Şekil 5.11 : Sektör hesaplama alt programı 62
Şekil 5.12 : T_1 ve T_2 sürelerini hesaplama alt programı 63
Şekil 5.13 : Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu programı 63
Şekil 5.14 : Kontrol ekranı (Control desk) 64
Şekil 5.15 : Ölçülen stator faz akımları 64
Şekil 5.16 : Asenkron motorun hız değişimi 65
Şekil 5.17 : Kp=1 ve Ki=4 için hız değişimi ve ölçülen stator faz akımları 65
Şekil 5.18 : Kp=5 ve Ki=4 için hız değişimi ve ölçülen stator faz akımları 66
Şekil 5.19 : Kp=5 ve Ki=6 için hız değişimi ve ölçülen stator faz akımları 66
Şekil A.3 : Altium designer programında çizilen ara sinyal devresinin şematiği ..76

SEMBOLLER

$i_{s\alpha}$: Stator akımının α eksenindeki bileşeni
$i_{s\beta}$: Stator akımının β eksenindeki bileşeni
L_m : Ortak indüktans
L_s : Stator indüktansı
L'_r : Rotor indüktansı
R'_r : Rotor direnci
R_s : Stator direnci
$\psi_{r\alpha}$: Rotor akısının α eksenindeki bileşeni
$\psi_{r\beta}$: Rotor akısının β eksenindeki bileşeni
$V_{s\alpha}$: Stator geriliminin α eksenindeki bileşeni
$V_{s\beta}$: Stator geriliminin β eksenindeki bileşeni
P : Kutup çifti
ω : Motorun açısal hızı
$L_{s\sigma}$: Stator kaçak indüktansı
$L'_{r\sigma}$: Rotor kaçak indüktansı
R_E : Eşdeğer direnç
σ : Kaçak faktörü
L_f : Uyarma devresi indüktansı
i_f : Uyarma devresi akımı
i_a : Endüvi devresi akımı
ψ : Uyarma akısı
M_e : Moment ifadesi
V_{sd} : Stator geriliminin d eksenindeki bileşeni
V_{sq} : Stator geriliminin q eksenindeki bileşeni
i_{sd} : Stator akımının d eksenindeki bileşeni
i_{sq} : Rotor akımının q eksenindeki bileşeni
ψ_r : Rotor akısı
ψ_{rd} : Rotor akısının d eksenindeki bileşeni
ψ_{rq} : Rotor akısının q eksenindeki bileşeni
w_r : Rotor akımlarının açısal hızı
w_s : Senkron açısal hız
$\psi_{m\alpha}$: Rotor hava aralığı akısının α eksenindeki bilşeni
$\psi_{m\beta}$: Rotor hava aralığı akısının β eksenindeki bileşeni
$e_{m\alpha}$: Özel sargılarda indüklenen gerilimin α eksenindeki bilşeni
$e_{m\beta}$: Özel sargılarda indüklenen gerilimin β eksenindeki bileşeni
θ_s : Dönüşüm açısı
τ_r : Rotor devresi zaman sabiti
A : Sistem matrisi
B : Giriş matrisi
C : Çıkış matrisi

X : Durum vektörü
E : Gözlemleyici hatası
L : Hata matrisi
T_s : Anahtarlama periyodu
f_s : Anahtarlama frekansı
V_{DC} : Evirici girişindeki doğru gerilim
m_a : Modülasyon katsayısı
m_f : Frekans modülasyon katsayısı
f_1 : Referans işaretin frekansı
i_{sa} : Stator a fazı akımı
i_{sb} : Stator b fazı akımı
i_{sc} : Stator c fazı akımı
V_{sa} : Stator a fazı gerilimi
V_{sb} : Stator b fazı gerilimi
V_{sc} : Stator c fazı gerilimi
V_{ref} : Stator referans gerilimi
T_1 : Sıfırdan farkı gerilim uygulanma süresi
T_2 : Sıfırdan farklı gerilim uygulanma süresi
T_0 : Sıfır gerilimi uygulanma süresi
T_a : a fazı anahtarlama süresi
T_b : b fazı anahtarlama süresi
T_c : c fazı anahtarlama süresi
K_p : PI kontrolörün oransal çarpanı
K_i : PI kontrolörün integral çarpanı

ASENKRON MOTORUN HIZ KONTROLÜ

ÖZET

Asenkron motor basit yapısı ağır, ortam koşularına dayanma, ucuz olması, bakım gerektirmemesi gibi özellikleriyle sanayinin ilgisini çekmiştir. Fakat doğrusal olmayan yapısı nedeniyle hız ve moment doğru akım motorundaki gibi kolayca kontrol edilememekteydi. Skalar kontrol yöntemiyle asenkron motorun nominal momentte geniş aralıkta hız kontrolü yapılabilmekteydi fakat sürekli olarak hız ve moment kontrolünün birlikte yapılması gereken uygulamalarda skalar kontrol yöntemi yeterli değildi. Hız ve momentin sürekli kontrol edilmesi gereken uygulamalarda doğru akım motoru kullanılmaktaydı. Doğru akım motorunda akıyı ve momenti oluşturan akım bileşenleri birbirinden bağımsız olarak kontrol edilmekte ancak asenkron motorda böyle birbirine dik iki ayrı akım bileşeni yoktu. Sadece genlik açı ve faz bilgilerine sahip stator akımı vardı. Bu stator akımı çeşitli dönüşümler kullanılarak biri akıyı diğeri de momenti oluşturacak şekilde iki akım bileşenine ayrıldı. Bu iki akım bileşenini kullanarak sürekli moment ve hız kontrolü yapılabildi. Bu yöntem vektör kontrol yöntemi olarak bilinmektedir. Son yıllarda hızlı anahtarlama yapabilen ve daha düşük anahtarlama kayıplı güç elektroniği elemanlarının gelişmesiyle motor sürücülerinde kullanılan eviriciler büyük ilerleme sağlamıştır. Bunun yanında dijital sinyal işlemcilerin hızlı işlem yapabilmesi karışık ve uzun asenkron motor kontrol algoritmalarının uygulanmasına olanak sağlanmıştır. Bu gelişmeler yaygın olarak kullanılan sinüs üçgen karşılaştırmalı modülasyon tekniğinin yerine dijital modülasyon tekniği olan uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniğinin motor kontrolünde uygulanmasına olanak sağladı. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonuyla çıkış gerilimi temel frekansta daha yüksek değerlere ulaşmış ve düşük harmonik içeriğine sahip olmuştur.

Bu tezde skalar ve vektör kontrol yöntemlerinin simülasyonları Matlab/Simulink program kullanılarak yapılmış ve incelenmiştir. Pratik çalışma olarak uzay vektör darbe genişlik modülasyonun tekniğini ile üç fazlı asenkron motorun hız kontrolü gerçekleştirilmiştir.

SPEED CONTROL OF INDUCTION MOTOR

SUMMARY

Induction motor has attracted attention of the industry due to the simple structure, robust to severe operating conditions, low cost, and maintenance free features. However, due to its nonlinear structure, speed and torque could not be controlled as easily as direct current motor. Speed control of induction motor at wide range could be done with scalar control method at the nominal torque but scalar control is not sufficient for the applications that require continuously speed and torque control. Direct current motor could have been used in the applications, which require continuously speed and torque control. The current components of direct current motor, that generate flux and torque, are controlled independently each other but induction motor does not have two separate current components, which are perpendicular of each other. It has only stator current that includes amplitude, angle and phase information. This stator current is separated two current components with using various transformations, one of these current components generates flux other generates moment. Using these two current components could be done continuous torque and speed control. This method could be known as vector control. In recent years, the Inverters using motor drives has made great progress with improvement of power electronic components, that can make faster switching and have low switching power losses. Besides digital signal processor can make fast processing which allows implementing complex and long induction motor control algorithms. These developments enable to apply space vector pulse width modulation method that is known a digital modulation method instead of sine triangle comparison modulation method at the motor control. The Output voltage at fundamental frequency with the space vector pulse width modulation method reaches higher values and has low harmonic content.

In this thesis, simulations of scalar control and vector control methods using Matlab/Simulink program were performed and examined. As a practical work, three phase induction motor speed control has been realized with space vector modulation method.

1. GİRİŞ

Asenkron motor sanayide yaygın olarak kullanılan motor türüdür. Asenkron motor şebekeden aldığı elektrik enerjisini mekanik enerjiye çevirir günümüzde şebeke elektrik gücünün yarısından fazlası asenkron motorlar tarafından tüketilmektedir [1]. Basit yapıları sert koşullarda çalışabilmeleri ucuz olmaları ve bakım gerektirmemeleri gibi önemli özellikleri diğer motor türleri ile kıyaslandığında asenkron motoru öne çıkarmaktadır. Asenkron motorlarda stator gerilim/frekans oranı sabit tutularak skalar kontrol olarak bilinen kontrol yöntemi hız kontrol uygulamalarında yeterli olduğu halde moment kontrolünün sürekliliğinin önemli olduğu durumlarda yeterli olmamakta ve bu sebeple doğru akım motorlarıyla rekabet edememekteydi.

Doğru akım motorunda akıyı ve momenti oluşturan akım bileşenleri birbirinden bağımsız olarak kontrol edilmektedir. Akıyı oluşturan uyarma akısı sabit tutularak moment endüvi sargı akımıyla kontrol edilir. Fakat Asenkron motorda böyle birbirine dik iki akım bileşeni yoktu. Sadece genlik açı ve faz bilgilerine sahip stator akımı vardı. Bu stator akımı doğru akım motorundaki gibi çeşitli dönüşümler kullanarak biri akıyı diğeri de momenti oluşturacak şekilde birine dik iki akım bileşenine ayrıldı. Bu iki akım bileşeni ayrı ayrı kontrol edilerek istenilen moment kontrolü yapılabildi. Güç çeviricilerinde kullanılan yarı iletken elemanların ve hızlı işlem yapabilen dijital sinyal işlemcilerinin gelişmesi ile karışık dönüşüm ve kontrol algoritmaların uygulanabilmesine olanak sağladı. Gerilim beslemeli eviricinin girişindeki doğru gerilim darbe genişlik modülasyon tekniği kullanılarak motor sargılarına uygulanan gerilimin genliği fazı ve frekansı değiştirilir. Darbe genişlik modülasyonuyla kontrol algoritmasının oluşturduğu kontrol işareti yüksek frekanslı taşıyıcı işaretle karşılaştırılarak eviricideki yarı iletken anahtarlama elemanlarının kapalılık açıklık süreleri değiştirilerek temel frekansı istenilen değerde olan gerilim şekli üretilir. Kontrol yöntemleri kadar kullanılan darbe genişlik yöntemi de sürücü performansını dolayısıyla asenkron motorun performansını etkilemektedir.

Darbe genişlik modülasyonun amacı istenilen çıkış dalga şeklini üretmesinin yanında ürettiği dalga şeklinin az harmonik içermesi gerekmektedir. Harmonikler asenkron motorun demir ve bakır kayıplarını artmasına ayrıca sebep olduğu yüksek akımlardan dolayı ısınması verimin düşmesine ve motorun moment salınımına neden olmaktadır.

Özellikle uzay vektör darbe genişlik modülasyon yönteminin geliştirilmesiyle eviricinin çıkışındaki gerilimden daha fazla yararlanılmakta ve daha az harmonik içerine sahip çıkış gerilimi elde edilmektedir.

1.1 Tezin Amacı

Asenkron motor kontrolünde önemli araştırma konusu olan darbe genişlik modülasyon tekniklerini incelemek, asenkron motor kontrol yöntemlerinden skalar kontrol yönteminin, rotor akı oryantasyonlu doğrudan vektör kontrol yönteminin simülasyonlarını Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirmek ve son olarak da skalar kontrol yöntemini uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniğini kullanarak asenkron motor üzerinde uygulamaktır.

1.2 Literatür Özeti

Darbe genişlik modülasyonu motor kontrol yöntemlerini temelini oluşturmakta bu sebeple bu çalışmada darbe genişlik modülasyon teknikleri ve asenkron motor kontrol yöntemleri üzerinde durulmuş özellikle skalar kontrol ve rotor akı oryantasyonlu doğrudan vektör kontrol yöntemi incelenmiştir.

1.2.1 Darbe genişlik modülasyonu

Darbe genişlik modülasyonu ilk olarak 1964 yılında sinüzoidal referans işareti ile taşıyıcı üçgen dalga karşılaştırılması yöntemi Shönung ve Stemmler tarafından ortaya konuldu [1]. Kolay uygulanabilir olması sebebiyle geniş bir uygulama alanına sahiptir. Fakat doğrusal bölgede çıkış gerilimi maksimum temel frekanstaki geriliminin % 78.5 ile sınırlıdır. 1982 yılında Pfaff, Weschta and Wick tarafından dijital modülasyon tekniği olan uzay vektör darbe genişlik metodu geliştirildi [2]. Bu uygulama doğrusal bölgede çıkış gerilimi maksimum temel frekanstaki gerilimin %90.7'sini kullanabilmekte harmonik içeriği düşük değerlere olmaktadır.

Harmonikleri azaltmak ve doğrusal çalışma bölgesini genişletmek için başka modülasyon teknikleri de kullanılmaktaydı. Üçüncü harmonik ilaveli modülasyon tekniği temel frekanstaki gerilime üçüncü harmonik eklenmesi ile izah edilebilir [3]. Optimal modülasyon tekniği kullanılarak yüksek modülasyon bölgesinde anahtarlama kayıpları azaltılabilmektedir.

1.2.2 Asenkron motorun kontrolü

Birçok asenkron motor kontrol yöntemi mevcuttur bunlar skalar kontrol, doğrudan moment kontrol adaptif kontrol vektör/akı oryantasyonlu kontrol yöntemleridir. Skalar kontrol yöntemi hız kontrolünün yeterli olduğu uygulamalarda eksensel dönüşümlere ve karışık algoritmalara gerek duymadan gerçekleştirilebilmektedir. Güç elektroniğinin ve hızlı sinyal işleyicilerinin gelişmesiyle beraber vektör kontrol yöntemi çok popüler olmuş ve doğru akım motoruyla aynı performansı gösterme noktasına gelmiştir. Vektör kontrol yönteminin temelinde moment ifadesini doğru akım motorundaki gibi ifade edebilmek yatmaktadır hava boşluğu akısını birbirine dik d-q ekseninin bileşenlerine ayırıp bu bileşenlerden birini sıfır olarak almaktadır ($\psi_q = 0$). Bu yöntem farklı referans eksenlerinde stator, hava aralığı ve rotor akı oryantasyonlu vektör kontrol yöntemleri mevcuttur [4], [5]. Akı oryantasyonlu vektör kontrol yöntemini iki gruba ayırabiliriz doğrudan vektör kontrol yöntemi ve dolaylı vektör kontrol yöntemi doğrudan vektör kontrol yönteminin de akı genliği ve açısı hall sondaları yâda özel sargılar kullanılarak ölçülür veya gözlemleyici vasıtasıyla hesaplanır. Dolaylı vektör kontrol yönteminde ise akı genliği ve açısı ölçülen rotor akımını ve hızını kullanarak bulunur. Rotor hızının ölçmek yerine hesaplayarak bulunması vektör kontrol için önemli bir konudur.

2. ASENKRON MOTOR VE KONTROL YÖNTEMLERİ

2.1 Giriş

Asenkron motorlar önceleri direkt şebekeye bağlanmakta bu durumda motorun hızı şebeke frekansına bağlıydı ve hız kontrolü yapılamamaktaydı. Açık çevrim kontrolde ise motor geçici rejimde kontrol edilememekte ve fazla akım çekebilmekteydi. Sabit momentte ise hız kontrolü yapılamamaktaydı.

Moment ve hız kontrolünü yapabilmek için kapalı çevrim volt/hertz kontrolörler geliştirildi. Bu kontrol yönteminde sürekli rejimde moment istenilen değerlere getirebilmekte fakat geçici rejimde moment kontrol edilememekte birçok uygulamada yeterli olan hız kontrolü momentin sürekli kontrol edilmesi gereken uygulamalarda yeterli olmamaktadır.

Tüm bu kısıtlamaların üstesinden gelebilmek için 1970 yıllarında Hasse ve Blaschke Akı oryantasyonlu kontrol yöntemini geliştirmişlerdir ve 1980 yıllarının ortalarında Takahaski and Dependbrock doğrudan moment kontrol yöntemini geliştirmiş ve bu kontrol yöntemleri günümüzde kullanılan yüksek performanslı kontrol yöntemlerinin temeli atmışlardır [6].

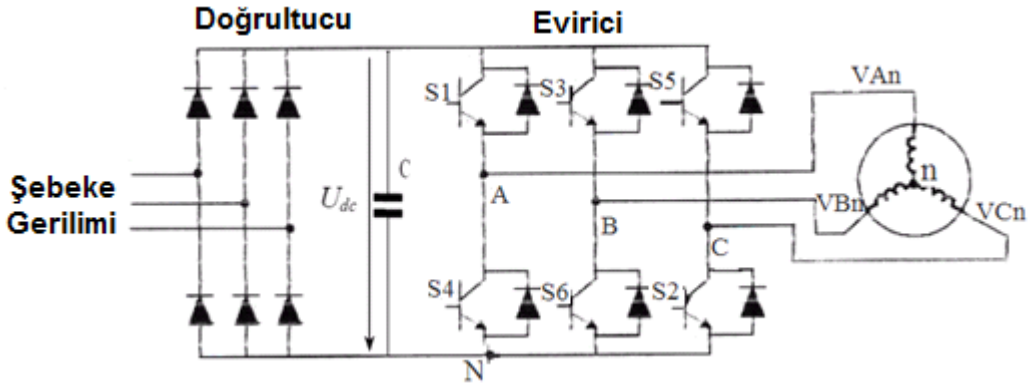
2.2 Asenkron Motor Sürücüleri

Girişindeki doğru gerilimi veya sabit frekanslı ve genlikli sinüzoidal alternatif gerilimi darbe genişlik modülasyonu ile çıkışındaki sinüzoidal gerilimin frekansını, genliğini ve fazını değiştirilen güç elektroniği cihazlarıdır.

2.2.1 Üç fazlı gerilim beslemeli evirici

Girişine uygulanan doğru gerilimi bir dizi anahtarlama yapılarak çıkışında alternatif gerilim üreten güç çeviricisidir. En yaygın olan evirici topolojisidir. Eğer üç fazlı şebekeye bağlanmak istenirse önüne üç fazlı doğrultucu bağlanır ve böylece evirici için gerekli olan doğru gerilim elde edilmiş olur.

Böyle bir evirici devresi Şekil 2.1'de gösterilmiştir. Bu yapıda motor frenlemeye geçtiğinde kinetik enerji şebekeye geri verilebilir.



Şekil 2.1 : Üç fazlı evirici devresi.

2.3 Asenkron Motor Kontrolünde Kullanılan Dönüşümler

Motor hız kontrol yöntemlere geçmeden önce bazı dönüşümlerin açıklanması gerekmektedir. Üç fazlı asenkron motorda kullanılan iki tane önemli dönüşüm vardır. Bunlar Clarke ve Park dönüşümleridir. Clarke dönüşümü ve ters Clarke dönüşüm matrisi denklem (2.1)'de verilmiştir [7].

$$T_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad T_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

Clarke dönüşümü üç fazlı sistemi zamanla değişen iki fazlı $\alpha - \beta$ eksen takımında tanımlı sisteme çevirir. Clarke dönüşümü denklem (2.2)'de verilmiş uzay vektör ile ilişkilidir.

$$u_\alpha - ju_\beta = 1 + a + a^2 \quad a = e^{\frac{j2\pi}{3}} \tag{2.2}$$

Üç fazlı asenkron motorun analizinde kullanılan dönüşüm Clarke dönüşümüne benzer bir teknik Park olarak bilinen dönüşümle birleştirilmiştir. Clarke-Park dönüşümü matrisi denklem (2.3) ve denklem (2.4)'de gösterilmiştir [7].

$$T_{dq0} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.3)}$$

$$T_{dq0}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & 1 \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.4)}$$

Clarke-Park dönüşümü stator akımını doğru akım motorundaki gibi iki bileşene ayırır. Rotor akısını d ekseninde tanımlayan diğer tüm değişkenleri d eksenine göre ve buna dik q eksenine göre tanımlayan rotor akısı oryantasyonlu vektör kontrol yöntemi söz konusu olur. Böylece rotor akısı ve moment doğru akım motorundaki gibi kontrol edilebilecektir.

2.4 Asenkron Motor Modeli

Asenkron motorun $\alpha - \beta$ eksenindeki durum denklemleri kullanılarak modellenecektir. Bu denklemler aşağıdaki gibi verilebilir [8].

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s}\left\{\frac{L_m}{L'_r}\left(\frac{R'_r}{L'_r}\psi_{r\alpha} + pw\psi_{r\beta}\right) - R_E i_{s\alpha} + V_{s\alpha}\right\} \quad \textbf{(2.5)}$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s}\left\{\frac{L_m}{L'_r}\left(\frac{R'_r}{L'_r}\psi_{r\beta} - pw\psi_{r\alpha}\right) - R_E i_{s\beta} + V_{s\beta}\right\} \quad \textbf{(2.6)}$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R'_r}{L'_r}\psi_{r\alpha} - pw\psi_{r\beta} + \frac{R'_r L_m}{L'_r} i_{s\alpha} \quad \textbf{(2.7)}$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = -\frac{R'_r}{L'_r}\psi_{r\beta} + pw\psi_{r\alpha} + \frac{R'_r L_m}{L'_r} i_{s\beta} \quad \textbf{(2.8)}$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{p}{J}\frac{L_m}{L'_r}\left(\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}\right) - \frac{B}{J} - \frac{1}{J}T_L \quad \textbf{(2.9)}$$

$$R_E = R_s + \frac{R'_r L_m^2}{L'^2_r} \quad \textbf{(2.10)}$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L'_r} \quad \textbf{(2.11)}$$

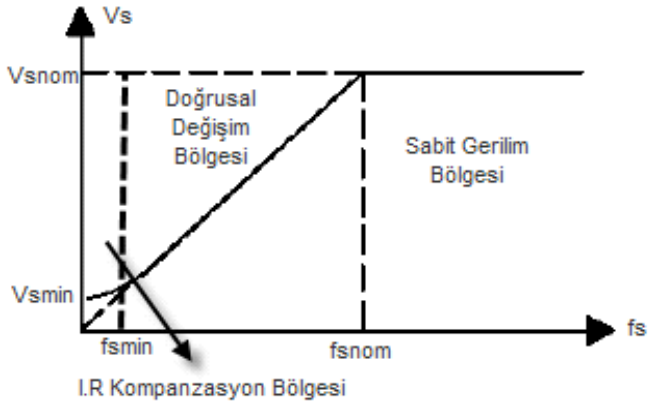
$$L_s = L_{s\sigma} + L_m \quad \textbf{(2.12)}$$

$$L'_r = L'_{r\sigma} + L_m \quad \textbf{(2.13)}$$

2.5 Skalar Kontrol Yöntemi

Asenkron motorun geriliminin ve frekansının değiştirilerek gerçekleştirilen kontrol yöntemi skalar kontrol olarak bilinir. Genellikle hassas hız kontrolünün gerekmediği havalandırma sistemlerinin, ısıtma sistemlerinin fanlarında kullanılır [7].

Stator direncinin ihmal edilmesi koşulunda gerilim/frekans oranın sabit tutulması ile düşük hız değerleri dışında asenkron motorun maksimum momenti tüm hız aralığında sabit kalacak şekilde motorun hızı geniş bir aralıkta kontrol edilebilmektedir. Fakat düşük hız bölgesinde frekansın 10 Hz, 15 Hz olduğu civarlarda stator direncinden kaynaklanan gerilim düşümü önemli olmakta ve yol alma durumunda motorun gerekli momenti üretememesine sebep olmaktadır. Bu sebeple düşük hız değerlerinde stator gerilimi gerilim/frekans oranından yüksek seçilir. Bu I.R kompanzasyonu olarak da bilinir. Asenkron motorun hızının nominal hızın üzerine çıkması istendiğinde gerilim/frekans oranın sabit tutulabilmesi için geriliminde artması gerekmektedir. Fakat sargı izolasyonlarına zarar vereceği için gerilimin nominal gerilimin üzerine çıkması istenmez. Böylece sabit gerilim bölgesinde çalışma söz konusu olur. Artan frekansa karşılık gerilim sabit kaldığı için hava aralığı akısı dolayısıyla motorun üretebileceği moment düşecektir. Bu çalışma yöntemi alan zayıflatma olarak bilinir. Stator geriliminin genlik ve frekans ilişkisi Şekil 2.2 gösterilmiştir.



Şekil 2.2 : Stator gerilim frekans ilişkisi.

2.6 Vektör Kontrol Yöntemi

2.6.1 Giriş

Serbest uyarmalı doğru akım motorunda akıyı momenti oluşturan akım bileşenleri ayrı ayrı kontrol edilebilmektedir. Bu sayede akı sabit tutulduğunda moment kendini oluşturan akım bileşeni ile doğrudan kontrol edilebilmektedir. Serbest uyarmalı doğru akım motorunun endüvi reaksiyonu doyma ve histerisiz etkilerinin ihmal edildiği durumda uyarma akısı ve moment ifadesi denklem (2.14) ve (2.15)'de verildiği gibi yazılabilir [8].

$$\psi = L_f * i_f \tag{2.14}$$

$$M_e = k_m' * \psi * i_a = k_m' * L_f * i_f * i_a = k_m * i_f * i_a \tag{2.15}$$

L_f, i_f uyarma devresi indüktansı ve akımı i_a endüvi devresi akımıdır. Uyarma ve endüvi eksenleri birbirine dik eksenlerdir. Uyarma akımı sabit tutularak uyarma akısı sabit tutulabilir uyarma akısının sabit tutulmasıyla moment ifadesi yalnızca endüvi akımıyla kontrol edilebilir.

Fakat asenkron motorun doğrusal olmayan yapısı karmaşık kontrol ve dönüşüm algoritmaları gerektirmektedir. Asenkron motorda iki ayrı akım bileşeni yoktur sadece genlik, frekans ve faz bilgilerini içeren sinüzoidal stator akımı vardır. Bu sinüzoidal akım vektörü doğru akım motorundaki gibi biri akıyı diğeri momenti oluşturacak şekilde birbirine dik iki eksende tanımlanabilir. İşte bu kontrol yöntemi vektör kontrol olarak adlandırılır. Akı baz alınarak stator akımının bileşenlere ayrılması işlemine akı oryantasyonu denir. Farklı akı oryantasyonları mevcut olmasına rağmen tüm bu yöntemlerde akıyı oluşturan ve akı ile aynı yönde olan akım bileşeni yardımı ile akı sabit tutulup diğer akım bileşeni ile moment doğrusal olarak ayarlanır.

Bu tezde rotor akısı oryantasyonlu vektör kontrol yöntemi incelenecektir. Rotor akısını d ekseninde diğer tüm değişkenleri d eksenine göre ve buna dik q eksenine göre tanımlanır stator akım vektörü de hem q ekseninde hem de d ekseninde bileşenlerine ayrılır. Böylece stator akımının d ekseni bileşeni akıyı kontrol eden akım bileşeni q eksenindeki bileşeni momenti kontrol eden akım bileşeni olacaktır.

Eğer rotor akısı d ekseni üzerinde olacak şekilde tanımlanırsa $\psi_r = \psi_{rd}$ ve ψ_{rq}=0 olur. Buna göre rotor akısı oryantasyonlu model aşağıdaki gibi düzenlenir [8].

$$V_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \quad \textbf{(2.16)}$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s [\sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L'_r} \psi_{rd}] + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \quad \textbf{(2.17)}$$

$$0 = R'_r \left[\frac{1}{L'_r} \psi_{rd} - \frac{L_m}{L'_r} i_{sd}\right] + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad \textbf{(2.18)}$$

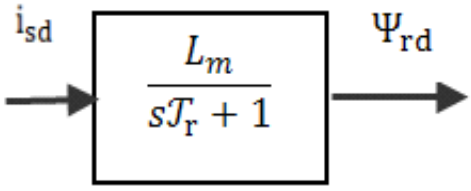
$$0 = -\frac{L_m}{L'_r} R'_r i_{sq} + \omega_r \psi_{rd} \overset{ise}{\rightarrow} \frac{L_m}{\tau_r} i_{sq} = \omega_r \psi_{rd} \quad \textbf{(2.19)}$$

$$M_e = p \frac{L_m}{L'_r} i_{sq} \psi_{rd} \quad \textbf{(2.20)}$$

Denklem (2.20)'de moment ifadesi doğru akım motorundaki moment ifadesine benzemektedir. Buradaki rotor akısının d eksenindeki bileşeni doğru akım motorundaki uyarma akımının oluşturduğu akıya karşılık gelmektedir. Asenkron motorun q eksenindeki akımı ise doğru akım motorundaki endüvi akımına karşılık gelmektedir. (2.18)'deki denklemi düzenlersek

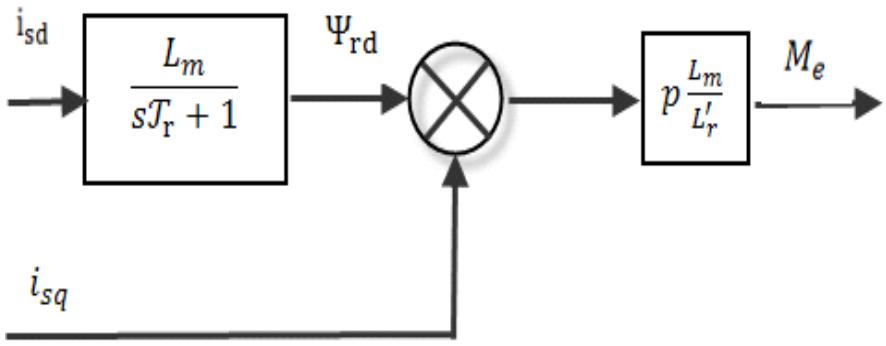
$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = -\frac{R'_r}{L'_r} \psi_{rd} + \frac{L_m R'_r}{L'_r} i_{sd} \quad \textbf{(2.21)}$$

Motorun d ekseni akısı ile akımı arasındaki ilişki doğrusal olup transfer fonksiyonu ile verilebilir. $\tau_r = L'_r / R'_r$ rotor devresi zaman sabitidir.



Şekil 2.3 : Stator d-q ekseni akımları ile rotor akısı arasındaki ilişki.

Denklem (2.20) ve (2.21)'den görüldüğü gibi asenkron motorun akısı sadece d ekseni stator akımına momenti ise bu akı ve q ekseni stator akımına bağlıdır. Böylece moment birbirine dik ve birbirini etkilemeyen iki akım bileşeni ile kontrol edilmesi sağlanmıştır. Blok diyagram Şekil 2.4'de gösterilmiştir.



Şekil 2.4 : Stator d-q ekseni akımları ile moment arasındaki ilişki [8].

Denklem (2.21)'deki akının sürekli rejimdeki durumu denklem (2.22)'deki gibi yazılabilir.

$$\psi_{rd} = L_m i_{sd} \tag{2.22}$$

Rotor akısı oryantasyonlu vektör kontrolünde rotor akısının genlik ve fazı ölçülebilen büyüklükler yardımı ile elde edilmesi gerekir. Rotor akısının genliği kontrolde geri besleme işareti olarak kullanılırken açısı a-b-c eksen takımından d-q eksen takımına veya d-q eksen takımından a-b-c eksen takımına dönüşümlerde kullanılır.

Doğrudan vektör kontrol ve dolaylı vektör kontrol yöntemi rotor akısı oryantasyonlu vektör kontrol yöntemleridir. Bu tezde rotor akı oryantasyonlu doğrudan vektör kontrol yöntemi incelenecek, dolaylı vektör kontrol hakkında teorik bilgi verilecektir.

2.6.2 Doğrudan vektör kontrol yöntemi

Rotor hava aralığı akısı bileşenleri $\psi_{m\alpha}$ ve $\psi_{m\beta}$ statorda birbirine dik olarak yerleştirilen iki akı sensörü ile ölçülür. Ölçülen stator akımları da $\alpha - \beta$ eksen takımına dönüştürülerek rotor akısı α ve β bileşenleri denklem (2.23) ve (2.24) belirtildiği gibi hesaplanır [8].

$$\psi = \frac{L_r'}{L_m}\psi_{m\alpha} - L_{r\sigma}' i_{s\alpha} \tag{2.23}$$

$$\psi_{r\beta} = \frac{L_r'}{L_m}\psi_{m\beta} - L_{r\sigma}' i_{s\beta} \tag{2.24}$$

Denklem (2.25) ve (2.26) kullanılarak rotor akısının genliği ve fazı hesaplanır.

$$|\psi_r| = \sqrt{{\psi_{r\alpha}}^2 + {\psi_{r\beta}}^2} = \psi_{rd} \tag{2.25}$$

$$\theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}\right) \quad \textbf{(2.26)}$$

Rotor akısının genliği ve stator akımının q eksenindeki bileşenini kullanarak moment ifadesi denklem (2.27)'deki gibi hesaplanabilir.

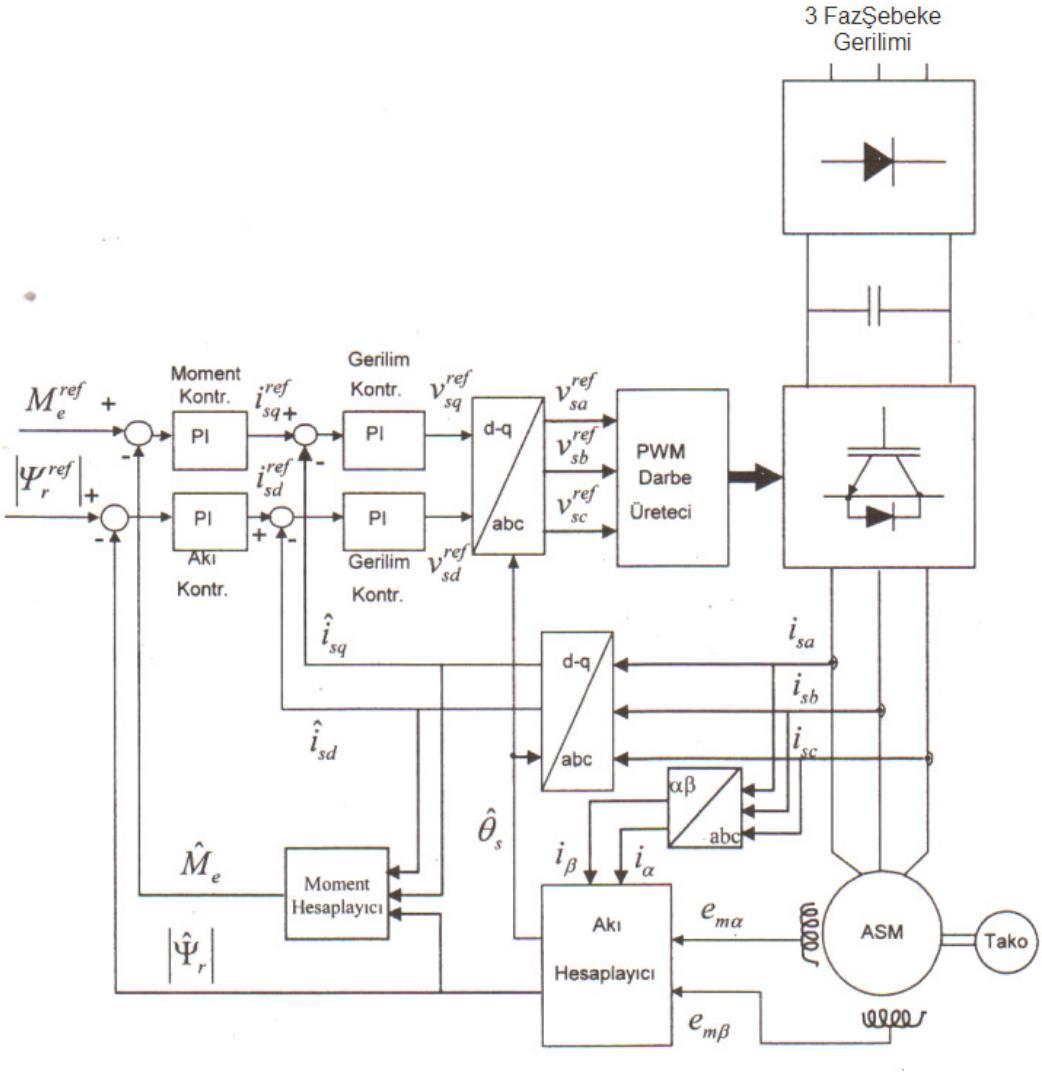
$$M_e = p\frac{L_m}{L_r'}\psi_{rd}i_{sq} \quad \textbf{(2.27)}$$

Hall sondaları yerleştirilmesi için özel yapılı bir asenkron motor gerekmektedir. Bu yüzden pek kullanışlı değildir. Hall sondaları yerine birbirine dik iki özel sargıyla hava aralığı akısı sargılarda indüklenen gerilim vasıtasıyla ölçülür. Denklem (2.28) ve (2.29)' da akı ile indüklenen gerilimler arasındaki ilişki verilmiştir.

$$\psi_{m\alpha} = \int_0^t e_{m\alpha}dt \quad \textbf{(2.28)}$$

$$\psi_{m\alpha} = \int_0^t e_{m\alpha}dt \quad \textbf{(2.29)}$$

Hesaplanan rotor akı genliği ve moment, referans akı ve moment değerleri ile karşılaştırılarak akı ve moment hataları PI tipi kontrolöre uygulanır. Kontrolörlerin ürettiği kontrol işaretleri asenkron motorun d-q akım bileşenlerinin referans büyüklükleri olarak kullanılmaktadır. Hesaplanan akı açısı kullanılarak da asenkron motorun a-b-c eksenindeki akımları d-q eksen takımına çevrilerek referans d-q akım bileşenleri ile karşılaştırılır ve üretilen akım hataları PI tipi kontrolörden geçirilerek referans d-q stator gerilimleri üretilir. Son olarak da akı açısı kullanılarak d-q eksen takımındaki referans gerilimler PWM üretecinde kullanılmak üzere a-b-c eksen takımına dönüştürülür. Stator birbirine dik olarak yerleştirilmiş iki sargının kullanılması ile doğrudan vektör kontrol Şekil 2.5'de gösterilmiştir.



Şekil 2.5 : Statoruna sargılar yerleştirilmiş asenkron motorun doğrudan vektör kontrolü [8].

Asenkron motorun akı bileşenlerinin ölçülmesine dayalı yöntem pahalı ve zordur. Akı bileşenlerini doğrudan ölçmek yerine ölçülen büyüklükler yardımıyla akı bileşenlerinin hesaplanmasına dayalı yöntemler kullanılmaktadır. Stator faz akımı, gerilimini ve motorun hızını kullanarak motorun akısı ve momenti hesaplanabilir.

2.6.3 Gözlemleyici kullanarak doğrudan vektör kontrol yöntemi

Asenkron motorun matematiksel modelini ve ölçülebilen büyüklükleri kullanarak gözlemleyici rotor akı bileşenlerini hesaplayabilir. Fakat asenkron motorun matematiksel modelinin doğrusal olmayışı ve rotor direncinin ve indüktans değerinin değişmesi gözlemleyici tasarımını zorlaştırmaktadır. Bu çalışmada gözlemleyici tasarımında motor parametrelinin sabit olduğu varsayımı altında gözlemleyici tasarımı yapılacaktır. Gözlemleyicide ölçülen büyüklükler motor akımları, gerilimleri

ve hızı hesaplanan büyüklükler ise motor akımları ve rotor akı bileşenleri olacaktır. Asenkron motorun durum uzayındaki denklemleri matris halinde aşağıdaki gibi ifade edilir [8].

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_E}{\sigma L_s} & 0 & \frac{L_m R_r'}{\sigma L_s L_r'^2} & pw\frac{L_m}{\sigma L_s L_r'} \\ 0 & -\frac{R_E}{\sigma L_s} & -pw\frac{L_m}{\sigma L_s L_r'} & \frac{L_m R_r'}{\sigma L_s L_r'^2} \\ \frac{L_m R_r'}{L_r'} & 0 & -\frac{R_r'}{L_r'} & -pw \\ 0 & \frac{L_m R_r'}{L_r'} & pw & -\frac{R_r'}{L_r'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.30)}$$

Gözlemleyici modeliyle asenkron motor modeli aynı olacaktır. Dolayısıyla asenkron motorun durumları ile gözlemleyicinin durumları çıkışları ile gözlemleyicinin çıkışları aynıdır. Burada gözlemleyici hatasıyla çalışan gözlemleyici modeli ele alınacaktır. Gözlemleyici durumları '^' şeklinde ifade edilmiştir. Gözlemcinin durum modeli aşağıda verildiği gibidir [8].

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + Le$$

$$\hat{y} = C\hat{x}$$

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \\ \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_E}{\sigma L_s} & 0 & \frac{L_m R_r'}{\sigma L_s L_r'^2} & pw\frac{L_m}{\sigma L_s L_r'} \\ 0 & -\frac{R_E}{\sigma L_s} & -pw\frac{L_m}{\sigma L_s L_r'} & \frac{L_m R_r'}{\sigma L_s L_r'^2} \\ \frac{L_m R_r'}{L_r'} & 0 & -\frac{R_r'}{L_r'} & -pw \\ 0 & \frac{L_m R_r'}{L_r'} & pw & -\frac{R_r'}{L_r'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \\ \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \\ L_{31} & L_{32} \\ L_{41} & L_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \\ \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.31)}$$

Gözlemleyici çıkışı ile motorun ölçülen büyüklükleri arasındaki fark aşağıda verildiği gibidir.

$$e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = y - \hat{y} = \begin{bmatrix} \dot{I}_{s\alpha} - \hat{\dot{I}}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} - \hat{\dot{I}}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.32)}$$

Hesaplanan rotor akı bileşenlerini kullanarak rotor akısının genliği ve açısı denklem (2.33) ve (2.34) verildiği gibi hesaplanabilir.

$$\left|\hat{\Psi}_r\right| = \sqrt{\hat{\Psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\Psi}_{r\beta}^2} \quad \textbf{(2.33)}$$

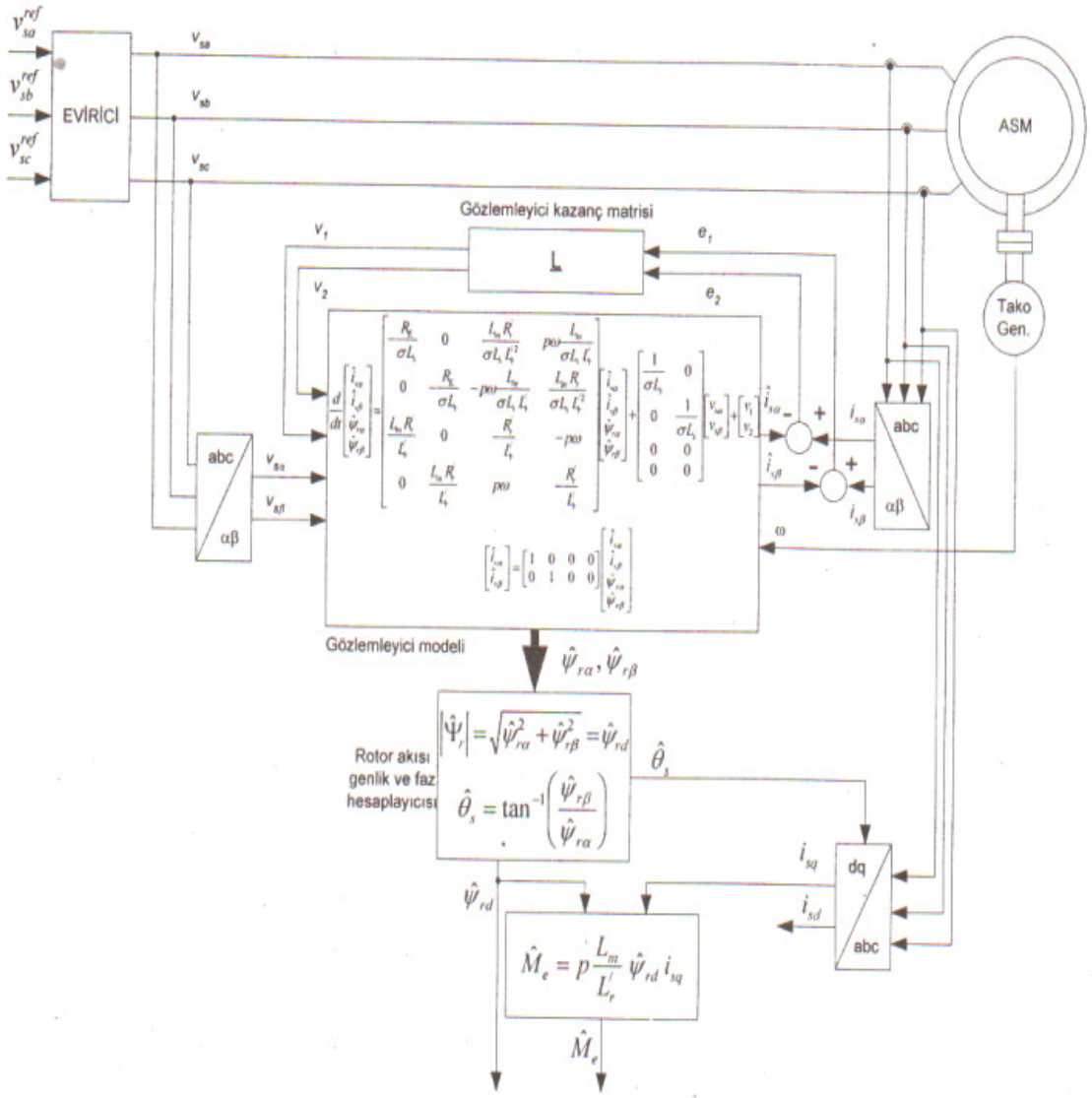
$$\hat{\theta}_s = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\Psi}_{r\beta}}{\hat{\Psi}_{r\alpha}}\right) \quad \textbf{(2.34)}$$

Dönüşüm açısı kullanarak stator faz akımları a-b-c eksen takımından d-q eksen takımındaki akım bileşenlerinin d eksenindeki bileşeni ve akının genliğini kullanarak moment ifadesi denklem (2.35)'deki gibi hesaplanabilir.

$$M_e = p\frac{L_m}{L_r'} i_{sq} \Psi_{rd} \quad \textbf{(2.35)}$$

Gözlemleyicinin şeması Şekil 2.6'da gösterilmiştir.

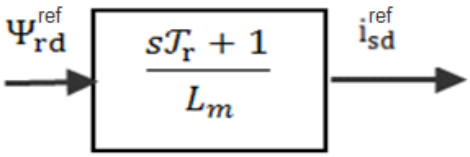
Daha öncede belirtildiği gibi motor parametreleri, özelikle rotor direnci ve indüktansı sabit olmadığı için hesaplama hatalarına sebep olacaktır. Bu durumda tutulacak yol parametrelerin değişimlerini göz önün de bulunduran adaptif yöntemleri kullanmak veya parametre değişimlerinden etkilenmeyen dayanaklı bir gözlemleyici gerçekleştirmektir.



Şekil 2.6 : Akı moment gözlemleyici [8].

2.6.4 Dolaylı vektör kontrol yöntemi

Burada en yaygın kullanılan rotor akı oryantasyonlu dolaylı vektör kontrol yönteminden bahsedilecektir. Bu kontrol yönteminde rotor akı vektörünün genliğinin a-b-c ile d-q arasındaki dönüşümleri sağlayacak olan fazın üretilmesine gerek vardır. Bu yöntemde verilen referans akı değerini kullanarak d ekseni referans akım değeri Şekil 2.7'de gösterildiği gibi üretilir [8].



Şekil 2.7 : Referans akı ve akım ilişkisi.

Denklem (2.19) ve denklem (2.20) hareketle asenkron motorun moment ifadesi denklem (2.36)'da verildiği gibi düzenlenir.

$$M_e = p\frac{\psi_{rd}^2}{R_r'}\omega_r \quad \textbf{(2.36)}$$

$\psi_{rd} = \psi_{rd}^{ref}$ ve $\omega_r = \omega_s - p\omega$ ifadeleri denklem (2.36)'da yerine koyup tekrar düzenlenirse moment ifadesi denklem (2.37)'deki gibi yazılabilir.

$$M_e = p\frac{\left(\psi_{rd}^{ref}\right)^2}{R_r'}(\omega_s - p\omega) = K(\omega_s - p\omega) \quad \textbf{(2.37)}$$

Burada $K = p\frac{\left(\Psi_{rd}^{ref}\right)^2}{R_r'}$ dir. Denklem (2.37)'den hareketle momentin referans değeri hız hatasından elde edilebilir. Motorun yüksüz durumdayken yeterli olan kazanç yüklenmesi durumundaki hız hatasını düzelmek için hız hatasının integralinin alındığı bir ifade daha eklenmelidir.

$$M_e^{ref} = K_p(\omega_{ref} - p\omega) + K_i\int(\omega_{ref} - p\omega)dt \quad \textbf{(2.38)}$$

Denklem (2.38)'de görüldüğü gibi hız hatası PI tipi kontrolöre uygulanmasıyla referans moment değeri elde edilir. Referans moment ifadesini kullanarak denklem (2.39)'da gösterildiği gibi referans i_{sq} akımı elde edilir.

$$i_{sq}^{ref} = \frac{L_r'}{pL_m}\frac{1}{\Psi_{rd}^{ref}}M_e^{ref} \quad \textbf{(2.39)}$$

Dönüşümler için gerekli olan θ_s açısı rotor akımlarının açısal hızı motorun açısal hızını kullanarak elde edilir. Denklem (2.19)'da ω_r çekilip stator akımı ve rotor akısı referans değerleri yerine koyulursa denklem (2.40) elde edilir.

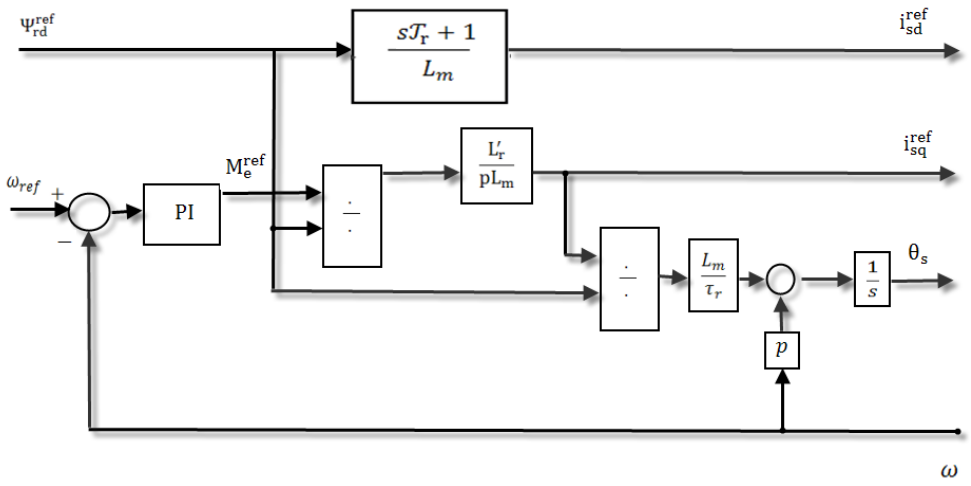
$$\omega_r = \frac{L_m}{\tau_r}\frac{i_{sq}^{ref}}{\Psi_{rd}^{ref}} \quad \textbf{(2.40)}$$

Motor milinin açısal hızı ölçülerek ve rotor akımının açısal hız değerini kullanarak denklem (2.41a)'da senkron açısal hız hesaplanır ve denklem (2.41b)'de θ_s dönüşüm açısı hesaplanır.

$$\omega_s = \omega_r + p\omega \quad \textbf{(2.41a)}$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad \textbf{(2.41b)}$$

Dolaylı vektör kontrol yönteminin blok şeması Şekil 2.8'de gösterilmiştir.



Şekil 2.8 : Dolaylı vektör kontrol yönteminin blok şeması [8].

Bu yöntem doğrudan vektör kontrol yöntemine göre uygulama açısından basit olmasına rağmen üretilen referans işaretinin motor parametrelerine özellikle rotor devresi zaman sabiti $\tau_r = L'_r/R'_r$ bağlı olmasıdır. Rotor frekansı rotor zaman sabiti ifadesinde yer alan direnç ve indüktans üzerinde etkilidir. Bu frekansın artmasıyla rotor direnci artarken indüktansı azalır. Bu değişime neden olan rotor frekansı hem stator frekansından hem de motor yükünden etkilenir [8].

Diğer bir sorun ise dönüşüm açısının elde edilmesi için kullanılan integral alma işlemi olup özellikle düşük hızlarda bu işlemin uzun sürmektedir.

Bu yöntemde motorun hız ve konumunun ölçülmesi gerektiği için sensörsuz kontrole uygun değildir.

Bu çalışmada doğrudan vektör kontrol yönteminde motor hızı ölçülen gözlemleyici modeli incelenmesine rağmen rotor hızının da hesaplandığı gözlemleyici modelinin kullanıldığı doğrudan vektör kontrol yöntemi ile sensörsüz kontrol yapılmaktadır.

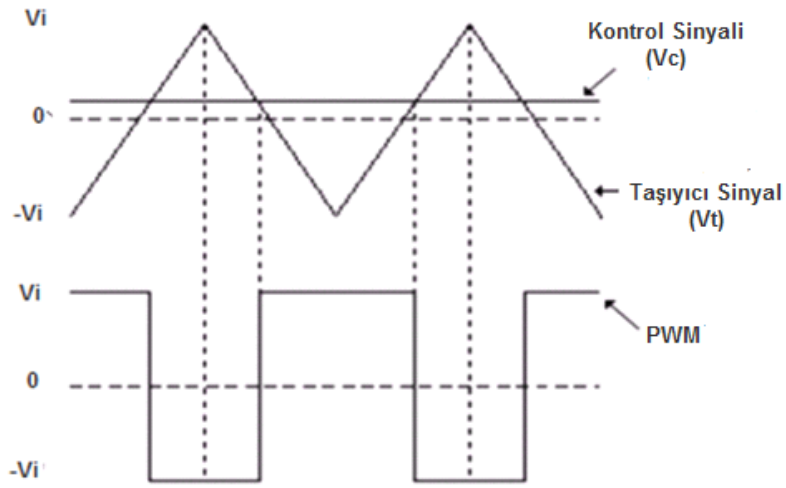
3. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU

3.1 Giriş

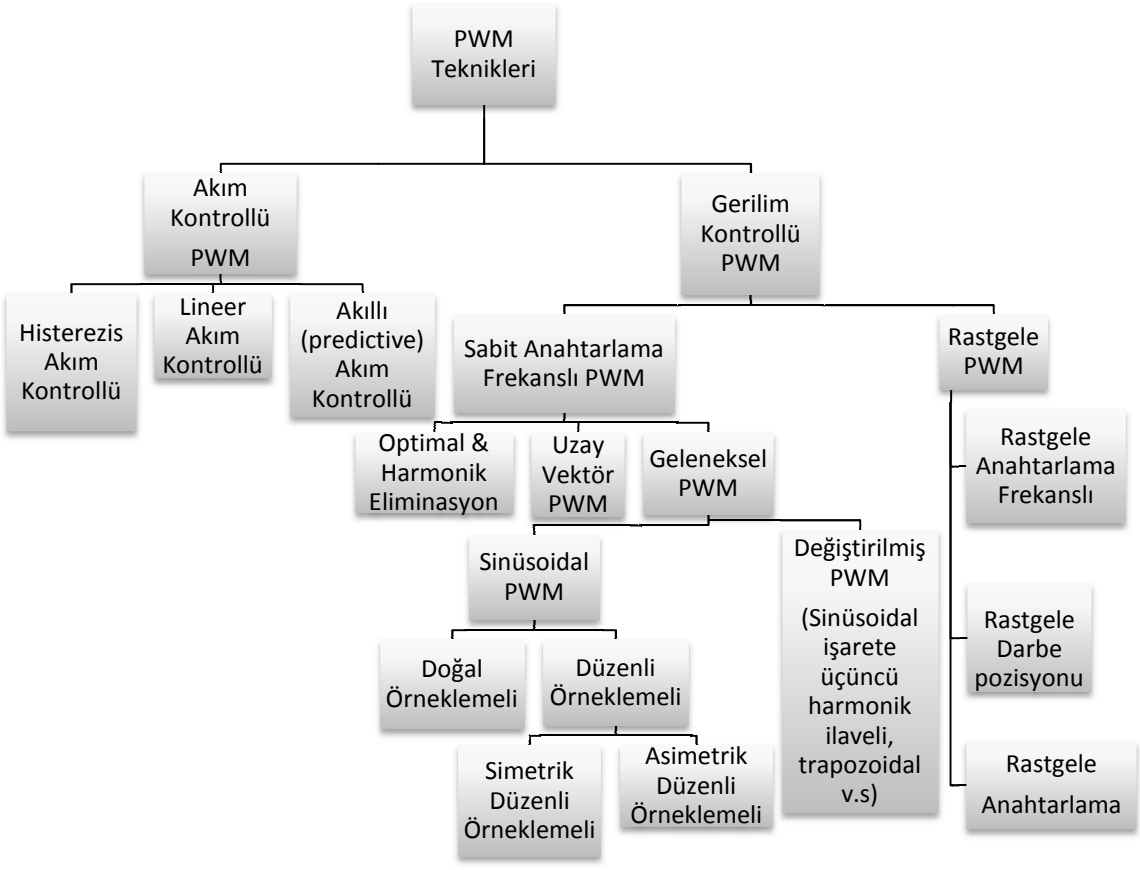
Darbe genişlik modülasyonu güç çeviricileri için önemli bir araştırma konusudur. Literatüre bakıldığında bu konu yazılmış birçok makale, tez ve kitap mevcuttur. Birçok değişik darbe genişlik yöntemleri mevcuttur. Bu yöntemlerin temelinde harmoniklerin azaltılarak daha düzgün ve daha yüksek çıkış gerilimi elde etmek vardır. Ayrıca yarı iletken anahtarlama elemanların gelişmesiyle hızlı anahtarlama frekanslarında daha düşük kayıplara inilmiş bu harmoniklerin azalmasını sağlamıştır.

Darbe genişlik modülasyonun birinci amacı istenilen çıkış dalga şeklini üretmek ikinci amacı ise bu dalga şeklinin az harmonik içermesi ve anahtarlama kayıplarının minimize edilmesidir. Harmoniklerin azaltılmak istenmesinin sebebi özellikle senkron veya asenkron makinelerde demir ve bakır kayıplarını artırması ve harmoniklerin sebep olduğu yüksek akımlardan dolayı ısınma ve verimin düşmesidir ve ayrıca harmonikler makinede moment salınımına neden olabilir [9]. Kısacası uygulanan darbe genişlik yöntemi sürücü performansını doğrudan etkilemektedir.

Girişteki doğru gerilimin veya akımın çıkışta istenilen bir alternatif gerilim veya akım elde etmek için eviricinin yarı iletken anahtarlama elemanlarının belirli bir düzene göre iletime veya kesime götürülmesine darbe genişlik modülasyonu denir [9]. Bu anahtarlama düzeni taşıyıcı sinyal ile kontrol sinyalinin karşılaştırılmasına dayanır. Şekil 3.1'de görüldüğü gibi kontrol sinyali taşıyıcı sinyalinden büyükse (Vc>Vt) çıkış +Vi, kontrol sinyali taşıyıcı sinyalden küçükse (Vc<Vt) çıkış –Vi olur. Kontrol sinyalinin genliğinin yükseltilip azaltılmasıyla, çıkışta elde edilen PWM işaretinin darbe genişliklerinin değişmesi nedeniyle, temel bileşeninin genliğinde değişme sağlanır ve çıkış gerilimi ayarlanabilir. Çıkış frekansı, kontrol sinyalinin frekansıyla aynıdır. Darbe genişlik modülasyon teknikleri Şekil 3.2'de gösterildiği gibi sınıflandırılabilir.



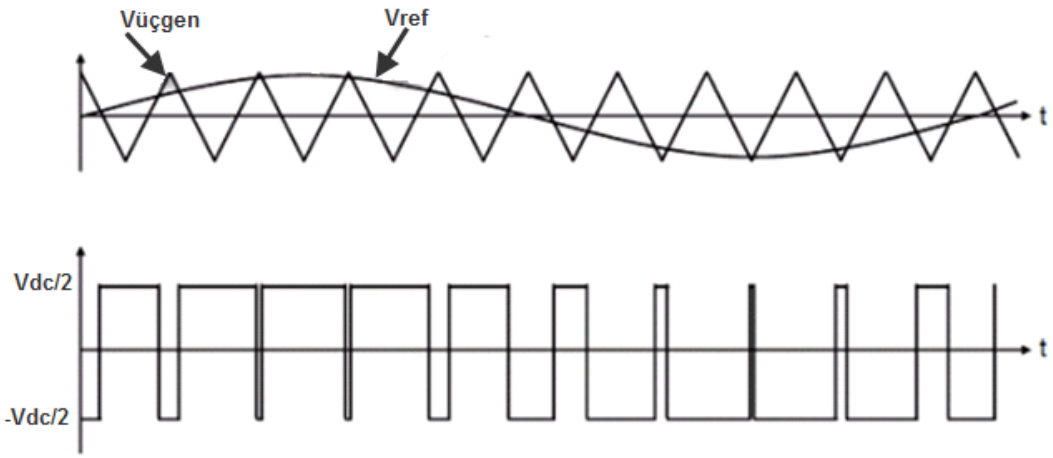
Şekil 3.1: Taşıyıcı tabanlı PWM.



Şekil 3.2 : Darbe genişlik modülasyon teknikleri.

3.2 Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu

En çok bilinen ve endüstride yaygın olarak kullanılan darbe genişlik modülasyon yöntemidir. Dijital modülasyon tekniklerindeki gibi karmaşık hesaplara gerek duyulmaması ve anolog olarak gerçekleştirebilmesi en büyük avantajlarıdır. Şekil 3.3'de gösterildiği gibi yüksek frekanslı taşıyıcı dalga ile referans sinüzoidal dalganın karşılaştırılması sonucu eviricideki yarı iletken anahtarlama elemanlarının açıklık ve kapalılık süreleri belirlenir. Eğer sinüzoidal referans gerilimin değeri taşıyıcı üçgen dalga geriliminin değerinden büyükse eviricinin üst kolundaki anahtar iletimde küçük ise alt koldaki anahtar iletimdedir.



Şekil 3.3 : Üçgen dalga taşıyıcılı sinüzoidal PWM.

Bu teknikte modülasyon genliği ve frekansı çıkış geriliminin genliğinin ve frekansının ayarlanması için değiştirilmektedir. Böylece değişken gerilim ve değişken frekansa sahip bir sürücü sistem elde edilmektedir.

Taşıcı dalga olarak tanımlanan üçgen dalganın frekansı f_s aynı zamanda eviricinin anahtarlama frekansıdır. Bu frekansa taşıyıcı frekansıda denir. Referans sinüzoidal dalganın frekansı eviricinin anahtarlarının çalışma oranını ve çıkış işaretinin frekansı f_1'i belirler. Referans sinüzoidal dalganın tepe değerinin taşıyıcı üçgen dalganın tepe değerine oranı modülasyon katsayısı (indeksi) m_a olarak tanımlanır.

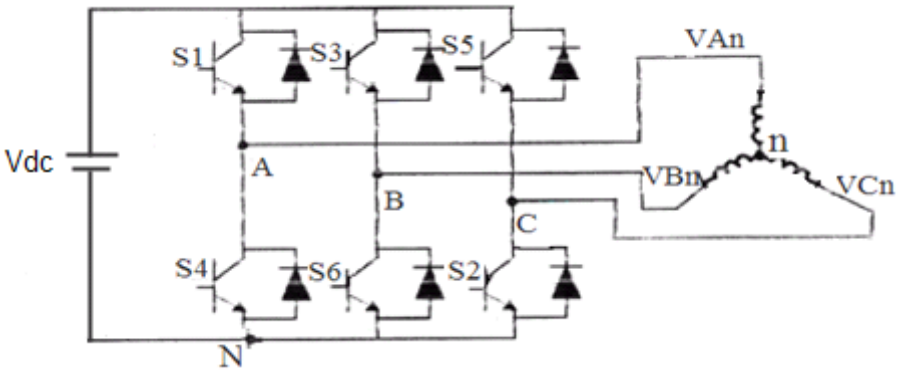
Şekil 3.4'de gösterilen üç fazlı eviricinin çıkışına yıldızlı bağlı yük bağlanırsa kutup gerilimleri sırasıyla V_{AN}, V_{BN}, V_{CN} olarak ifade edilir. Faz nötr gerilimleri V_{An}, V_{Bn}, V_{Cn} (3.1), (3.2), (3.3), (3.4)'de gösterilen denklemlerden hesaplanır.

$$V_{An} = V_{AN} - V_{nN} \quad \textbf{(3.1)}$$

$$V_{Bn} = V_{BN} - V_{nN} \quad \textbf{(3.2)}$$

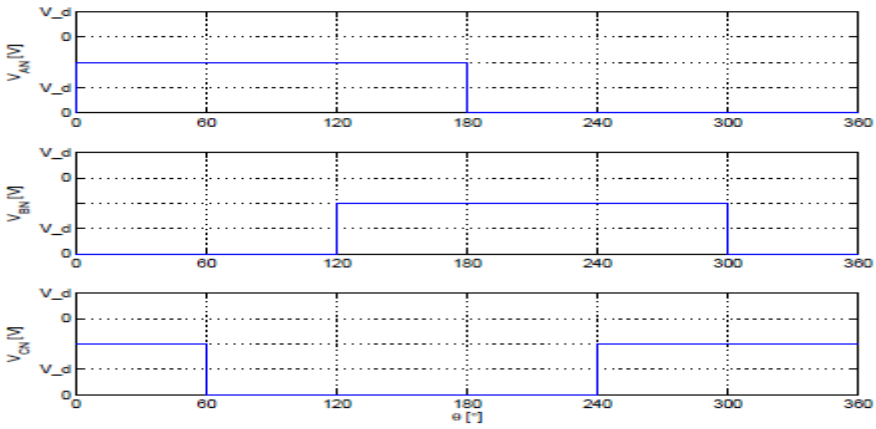
$$V_{Cn} = V_{CN} - V_{nN} \quad \textbf{(3.3)}$$

$$V_{Nn} = \frac{1}{3}(V_{AN} + V_{BN} + V_{CN}) \quad \textbf{(3.4)}$$

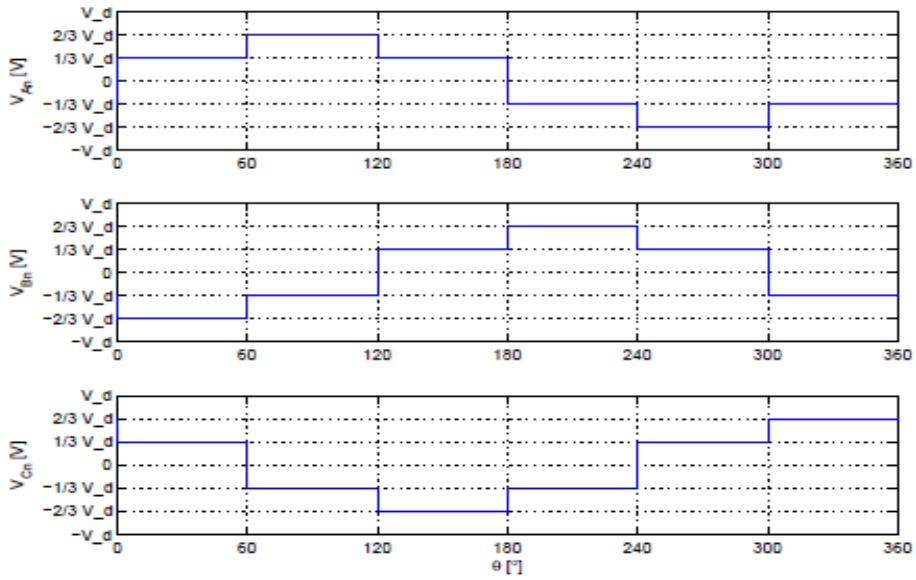


Şekil 3.4 : Üç fazlı evirici devresi.

Altı adımlı evirici için kutup gerilimleri Şekil 3.5 ve faz nötr gerilimleri Şekil 3.6'da gösterilmiştir.



Şekil 3.5 : Kutup gerilimleri [12].



Şekil 3.6 : Faz nötr gerilimleri [12].

Şekil 3.6'da görüldüğü gibi faz nötr geriliminin maksimum $\frac{2}{3}V_{DC}$ değerini alır. Fakat bu kare dalgadır. Temel sinusoidal bileşen fourier serisini kullanarak hesaplanır. Denklem (3.5) tek fonksiyonlar için fourier serisini göstermektedir.

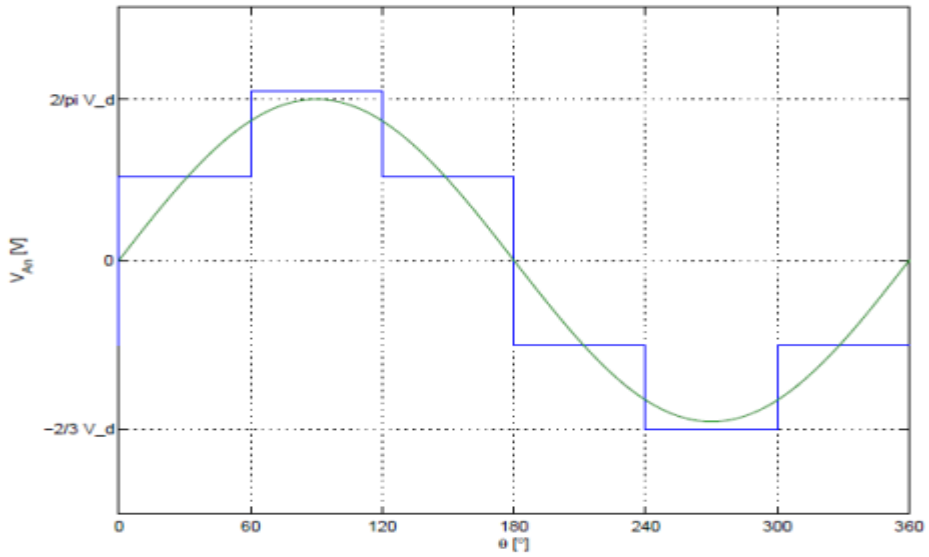
$$b_h = \frac{2}{\pi}\int_0^{\frac{\pi}{3}} f(t).\sin(hwt).d(wt) \quad h = 1,3,5 \ldots \tag{3.5}$$

Fourier serisinin temel bileşen değeri için h=1 altı adımlı eviricinin maksimum sinüzoidal çıkış gerilim değeri denklem (3.6)'da hesaplanmıştır.

$$V_{evircimax} = \frac{2}{\pi}\left(\int_0^{\frac{\pi}{3}} \frac{V_{DC}}{3}.\sin(wt)\,d(wt) + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{2V_{DC}}{3}.\sin(wt)\,d(wt)\right.$$

$$\left. + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \frac{V_{DC}}{3}\sin(wt)\,d(wt)\right)$$

$$= \frac{2}{\pi}V_{DC} \tag{3.6}$$



Şekil 3.7 : Altı adımlı eviricinin temel sinüzoidal bileşeni [12].

Modülasyon katsayısı evirici gerilimini kullanma oranın gösterir.

$$m_a = \frac{V_{refmax}}{V_{evircimax}} \quad \textbf{(3.7)}$$

Burada V_{refmax} kullanılan darbe genişlik modülasyon yönteminin maksimum faz nötr gerilimi, $V_{eviricimax}$ altı adımlı eviricinin maksimum sinusoidal çıkış gerilimidir.

SPWM için negatif tepe değeri ile pozitif tepe değerinin mutlak değer toplamı en fazla V_{DC}'ye eşittir. Sinüzoidal referans gerilimin genliği $V_{DC}/2$ olur. Burada V_{DC} eviricinin girişindeki doğru gerilimin değeridir.

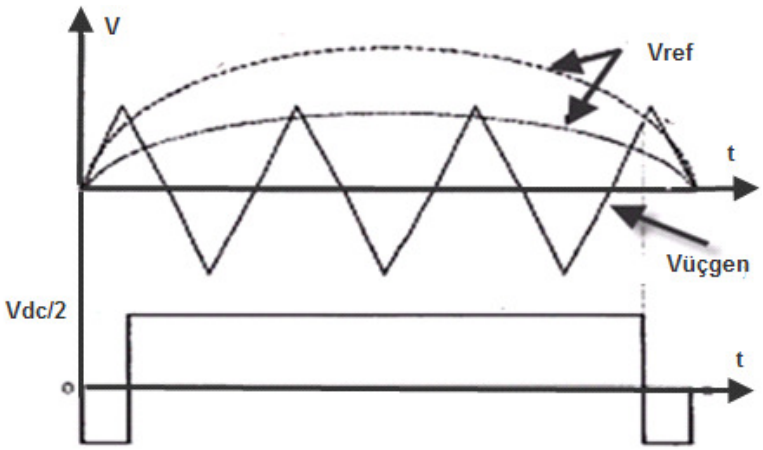
$$V_{SPWMmax} = \frac{V_{DC}}{2} \quad \textbf{(3.8)}$$

SPWM için maksimum modülasyon katsayısı

$$m_{amax} = \frac{V_{SPWMmax}}{V_{evircimax}} = \frac{\frac{V_{DC}}{2}}{\frac{2}{\pi}V_{DC}} = \frac{\pi}{4} = 0.785 \quad \textbf{(3.9)}$$

Denklem (3.9)'da görüldüğü gibi SPWM evirici kapasitesinin % 78.5'ini kullanabilmektedir.

Eğer m_a'nın değeri 0 ile 1 arasında ise çıkış geriliminin m_a ile arasında doğrusal bir ilişki vardır. Eğer m_a'nın değeri 1'den büyükse aşırı modülasyon olarak tanımlanır ve çıkış gerilimi ile modülasyon indeksinin arasında doğrusal bir ilişki yoktur. Şekil 3.8'de gösterildiği gibi aşırı modülasyon durumu söz konusu olur.



Şekil 3.8 : Aşırı modülasyon durumu [10].

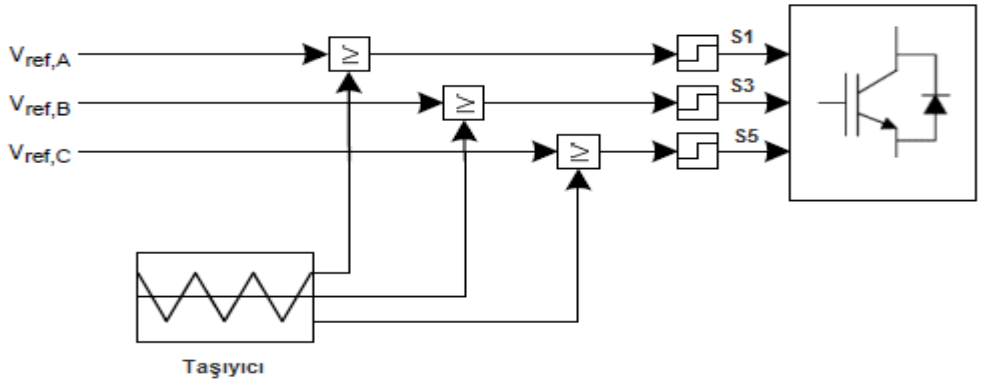
SPWM'de taşıyıcı üçgen dalganın referans dalgaya oranına frekans modülasyon katsayısı denir.

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \tag{3.10}$$

Burada m_f frekans modülasyon katsayısı, f_s taşıyıcı üçgen dalganın frekansı, f_1 sinüzoidal referans dalganın frekansıdır. Taşıyıcı frekansı seçilirken m_f'nin değerinin tamsayı olmasına dikkat edilmelidir. m_f'nin tamsayı olmadığı durumlarda çıkış geriliminde DC harmonik bileşen olacaktır. m_f'nin 3'ün katı olması durumu fazlar arası gerilimde baskın olan harmoniklerin elimine edilmesini sağlar. Çünkü faz geriliminde 3 ve 3'ün katı olan harmonikler, aynı fazda olacağından fazlar arası gerilimde gözükmezler [10]. f_s taşıyıcı üçgen dalganın frekansı ne kadar büyük seçilirse büyük genlikli harmonikler yüksek frekanslı olacaktır. Bu harmonikler asenkron motor sargılarında filtre edilecektir.

3.2.1 Doğal örneklemeli sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu

Anolog olarak taşıyıcı üçgen dalga ile referans sinüzoidal dalganın karşılaştırılması sonucu elde edilir. Şekil 3.9'da üç fazlı sistemde aralarında 120^o olacak şekilde 3 ayrı referans işareti üretilir ve taşıyıcı üçgen dalga ile anolog olarak karşılaştırılır. Çıkış işaretinin değeri referans sinüzoidal dalgaların genliğinin ve frekansının değiştirilmesiyle değiştirilir. Basitliği ve anolog tekniklerle uygulanması kolay olduğu için doğal örneklemeli SPWM 1960'larda çok popüler bir yöntemdi fakat mikroişlemcilerde uygulanabilmesi için düzenli örneklemeli SPWM yöntemleri geliştirildi [11].



Şekil 3.9 : Doğal örneklemeli SPWM'in blok şeması.

3.2.2 Düzenli örneklemeli sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu

Sinüzoidal PWM'in mikroişlemcilerde gerçekleştirilmesi için ortaya konulmuştur. Referans sinüzoidal sinyalin yüksek frekanslı taşıyıcı üçgen dalga ile örneklenmesi sonucu elde edilen örneklenmiş sinüzoidal dalganın taşıyıcı dalga ile karşılaştırılması sonucu anahtarlama dalga şekilleri üretilir. Düzenli örneklemeli darbe genişlik modülasyonu simetrik örneklemeli ve asimetrik örneklemeli olarak ikiye ayrılır.

3.2.2.1 Simetrik düzenli örneklemeli SPWM

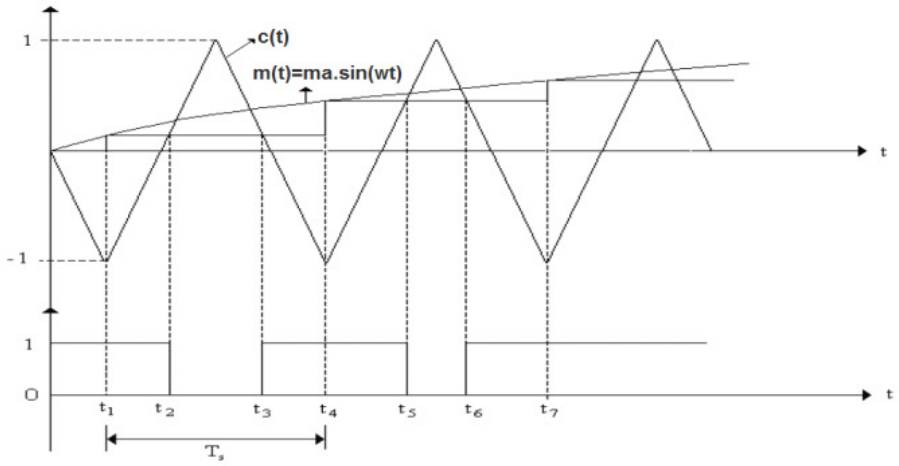
Simetrik düzenli örneklemeli SPWM'de referans sinüzoidal işaret Şekil 3.10'da gösterildiği gibi her bir anahtarlama periyodunda örneklenir. Bu örnekleme ile her bir anahtarlama periyodundaki lojik 0 süresi T0 (Şekil 3.10 için t3-t2 süresi) ve lojik 1 süreleri Tp (Şekil 3.10 için t2-t1 ve t4-t3) denklem (3.11) ve (3.12) ile hesaplanır. Bu sürelerin hesaplanmasıyla artık PWM işareti mikroişlemcilerde dijital olarak gerçekleştirilebilir [10]. Simetrik düzenli örneklenmiş sinüzoidal işareti ile taşıyıcı üçgen dalganın kesişim noktaları

$$T_0 = t_3 - t_2 = \frac{T_s}{2}(1 - m_a \sin(wt_1)) \qquad \textbf{(3.11)}$$

Olarak bulunur. Burada T_s anahtarlama periyodunu m_a'da modülasyon katsayısıdır. PWM işareti $T_s/2$'ye göre simetrik olduğundan

$$T_p = t_2 - t_1 = t_4 - t_3 = \frac{T_s}{2} - \frac{T_0}{2} \qquad \textbf{(3.12)}$$

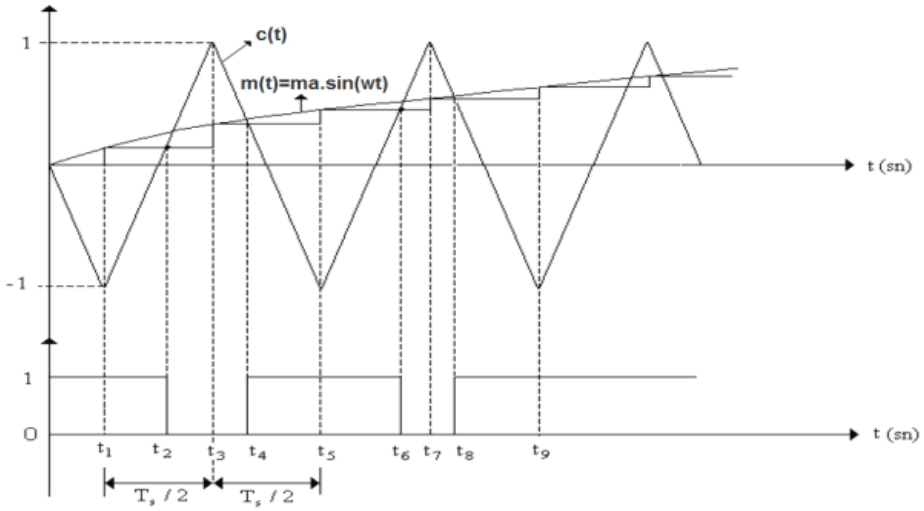
Bu süreler bulunduktan sonra bazı karşılaştırmalar ile ve lojik komutlar ile simetrik PWM işaretleri üretilir [10].



Şekil 3.10 : Simetrik düzenli örneklemeli SPWM [10].

3.2.2.2 Asimetrik düzenli örneklemeli SPWM

Asimetrik düzenli örneklemeli SPWM'de referans sinüzoidal işaret Şekil 3.11'de gösterildiği gibi her bir anahtarlama periyodunun yarısında örneklenir. Bu örnekleme ile her bir anahtarlama periyodunun ilk yarısındaki lojik 1 süresi T1 (Şekil 3.11 için t2-t1 süresi) ve ikinci yarısındaki lojik 0 süresi T2 (Şekil 3.11 için t4- t3) denklem (3.13) ve (3.14) ile hesaplanabilir. Bu sürelerin hesaplanmasıyla artık PWM işareti dijital olarak gerçekleştirilebilir [10].



Şekil 3.11 : Asimetrik düzenli örneklemeli SPWM [10].

Asimetrik düzenli örneklenmiş sinüzoidal işareti ile taşıyıcı üçgen dalganın kesişim noktaları

$$T_1 = t_2 - t_1 = \frac{T_s}{4}(1 + m_a \sin(wt_1)) \quad \textbf{(3.13)}$$

$$T_2 = t_4 - t_3 = \frac{T_s}{4}(1 - m_a \sin(wt_3) \quad \textbf{(3.14)}$$

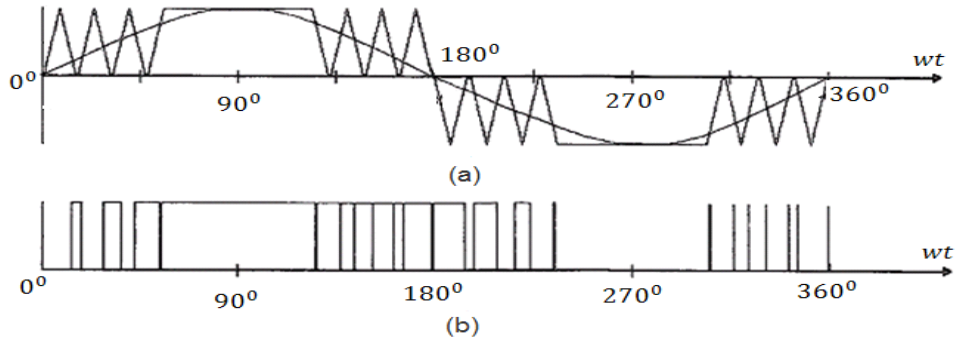
Bu süreler bulunduktan sonra bazı karşılaştırmalar ile ve lojik komutlar ile simetrik PWM işaretleri üretilir [10].

3.3 Değiştirilmiş (Modifye) SPWM

İki çeşit değiştirilmiş sinüzoidal PWM yönteminden bahsedilecektir. Birincisi referans sinüzoidal dalganın şeklini değiştirerek (MSPWM-S) diğeri de taşıyıcı üçgen dalganın şeklini değiştirerek (MSPWM-T) gerçekleştirilen sinüzoidal PWM'dir.

3.3.1 Taşıyıcı üçgen dalganın şekli değiştirilmiş SPWM (MSPWM-S)

Modülasyon katsayısının büyük değerlerinde referans sinüzoidal dalganın tepe değerlerinin yakınlarında anahtarlama çok küçük zaman aralıklarında olur. Buda yüksek anahtarlama kayıplarına sebep olur. Bu anahtarlama kayıplarını azaltmak için bu yöntem kullanılmaktadır. Üçgen dalganın tepe değeri 60^0 ile 120^0 ve 240^0 ile 300^0 arasında sabit tutulur. Böylece bu süreler arasında anahtarlama zaman aralığı uzun olur. Bu tekniğin dezavantajı lineer modülasyon bölgesinde çıkış geriliminde bulunmayan üçüncü harmonik bileşenin bulunmasıdır [10].



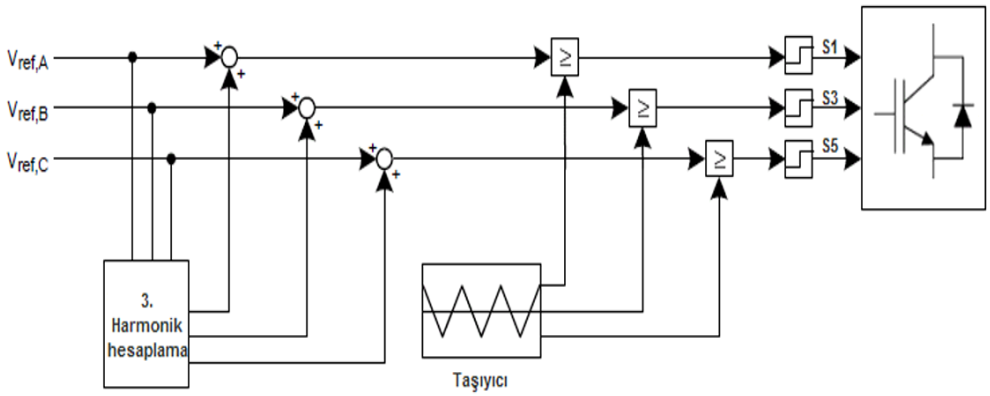
Şekil 3.12 : a) Taşıyıcı üçgen dalganın şekli değiştirilmiş SPWM.
b) Kapı sinyali [10].

3.3.2 Referans sinüzoidal dalganın şekli değiştirilmiş SPWM (MSPWM-S)

Bu yöntemde referans sinüzoidal dalganın şeklini değiştirerek uygulanmasıdır. Düşük dereceli harmonikleri sinüzoidal dalgaya ekleyerek elde edilir. Üçüncü harmonik ilaveli PWM ve trapozoidal PWM bu gruptadır.

3.3.2.1 Üçüncü harmonik ilaveli PWM

Üçüncü harmonik ilaveli PWM'de sinüzoidal referans dalgaya üçüncü harmonik bileşen ilave edilerek oluşturulan referans dalga taşıyıcı üçgen işaret ile karşılaştırılarak elde edilir. Şekil 3.13'de üçüncü harmonik ilaveli PWM'in blok şeması gösterilmiştir.

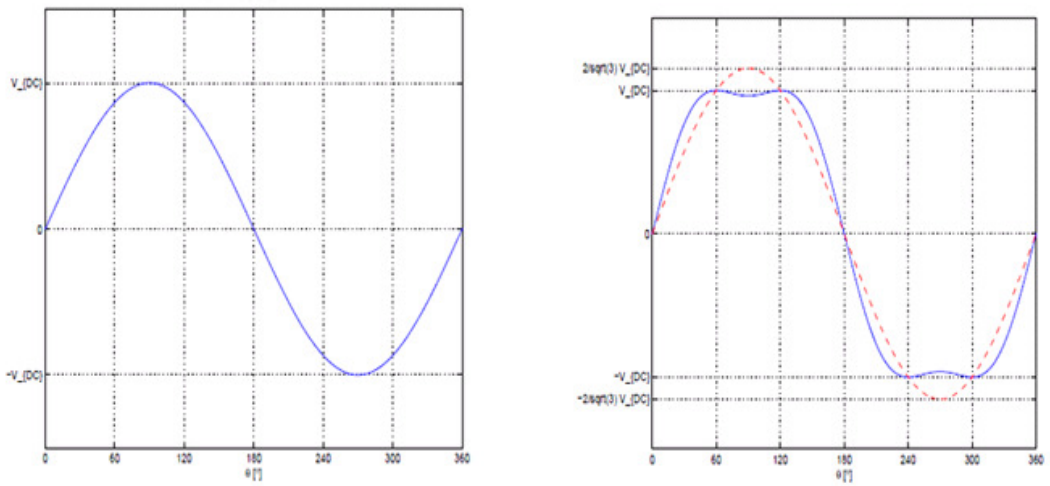


Şekil 3.13 : Üçüncü harmonik ilaveli PWM'in blok şeması.

Şekil 3.14'de görüldüğü gibi sinüzoidal referans dalgaya üçüncü harmonik ilave edilince referans işaret eviricinin çıkışındaki işaretin temel sinüzoidal bileşenin SPWM'nin temel sinüzoidal bileşeninden daha yüksek olmasını sağlamaktadır. Üçüncü harmonik ilaveli referans işaret denklem (3.15) gösterilmiştir.

$$V_{ref} = K * (\sin\theta + a * \sin 3\theta) \quad \textbf{(3.15)}$$

Burada 'K' THIPWM yönteminde SPWM'e gelen sabit kazanç katsayısını 'a' üçüncü harmoniğin genliğini ifade etmektedir. Değişik a değerleri mevcuttur fakat bilinen a= $\frac{1}{4}$ seçilirse çıkış akımının minimum harmonik içerir. Eğer a = $\frac{1}{6}$ seçilirse maksimum doğrusal bölgeye ulaşılır [12].



Şekil 3.14: a) SPWM için referans işaret. **b)** Üçüncü harmonik ilaveli SPWM [12].

Üç ve üçün katı harmonikler kutup gerilimlerinde görülürken faz arası gerilimlerde görülmez [12].

$$V_{AB} = V_{AN} - V_{BN}$$

$$= m * V_{DC} * K * [\sin\theta + a * \sin 3\theta] - m * V_{DC} * K * \left[\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + a * \sin\left(3 * \left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right)\right]$$

$$= V_{DC} * K * [\sin\theta - \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin 3\theta - \sin(3 * (\theta + 2\pi))]$$

$$= V_{DC} * K * [\sin\theta - \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)] \quad \textbf{(3.16)}$$

K daha öncede ifade edildiği gibi THIPWM de SPWM gelen sabit bir kazanç katsayısıydı. Denklem (3.17)'de THIPWM yönteminde elde edilebilecek gerilim gösterilmiştir.

$$V_{THIPWMmax} = K * \frac{V_{DC}}{2} = \frac{2}{\sqrt{3}} * \frac{V_{DC}}{2} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$$

Modülasyon indeksi:

$$m_{amax} = \frac{V_{THIPWMmax}}{V_{eviricimax}} = \frac{\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}}{\frac{2}{\pi}V_{DC}} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0.907 \quad \textbf{(3.17)}$$

SPWM yönteminde kazanç % 78.5 iken THIPWM yönteminde kazanç % 90.7'dir.

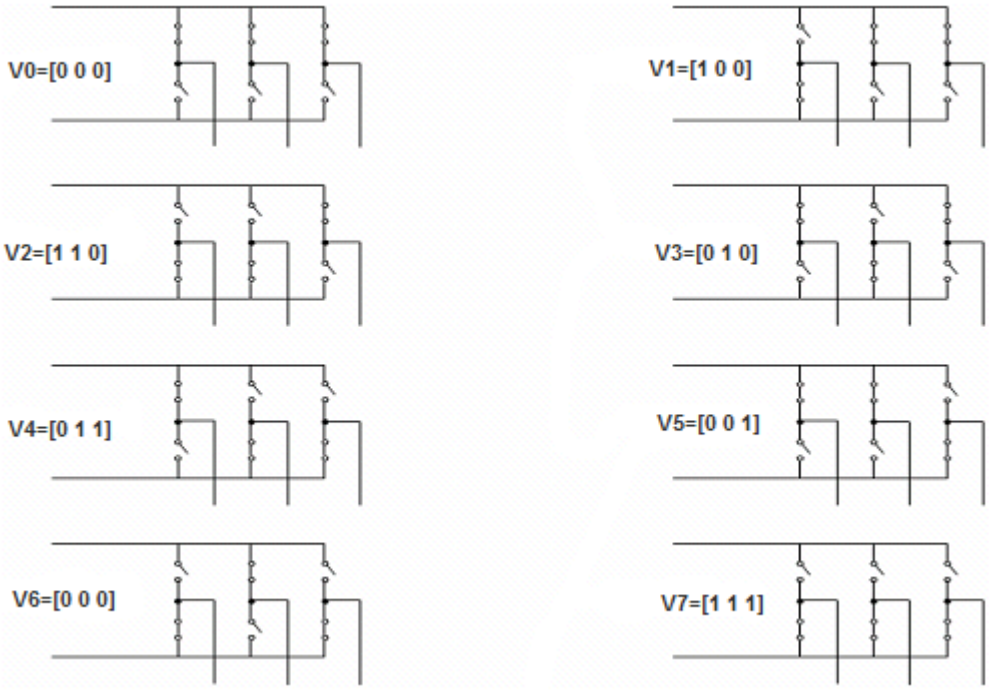
3.4 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu asenkron motor sürücülerindeki eviricilerin anahtarlamasında yaygın olarak kullanılan dijital modülasyon tekniğidir**.** Diğer modülasyon tekniklerine göre bazı önemli avantajı vardır.

Üç Fazlı eviriciye bakıldığında altı adet (S1…S6) güç anahtarının açıklık kapalılık durumlarının çıkış geriliminin şeklini belirlediği bilinmektedir. Her bir faza ait koldaki anahtar çiftinden eğer üst anahtar iletimde ise alt anahtar kesimde olmak zorundadır. Sadece üst anahtarların (S1, S3, S5) iletim kesim durumlarına bakarak çıkış gerilimi bilinebilir. Üst koldaki güç anahtarlarının 2^3 'den sekiz adet durumu vardır. Bu durumların altısı yük üzerinde sıfırdan farklı bir gerilim oluştururken iki tanesi sıfır gerilim oluşturur.

Çizelge 3.1 : Anahtar durumları, faz nötr gerilimleri ve faz-faz gerilimleri [14].

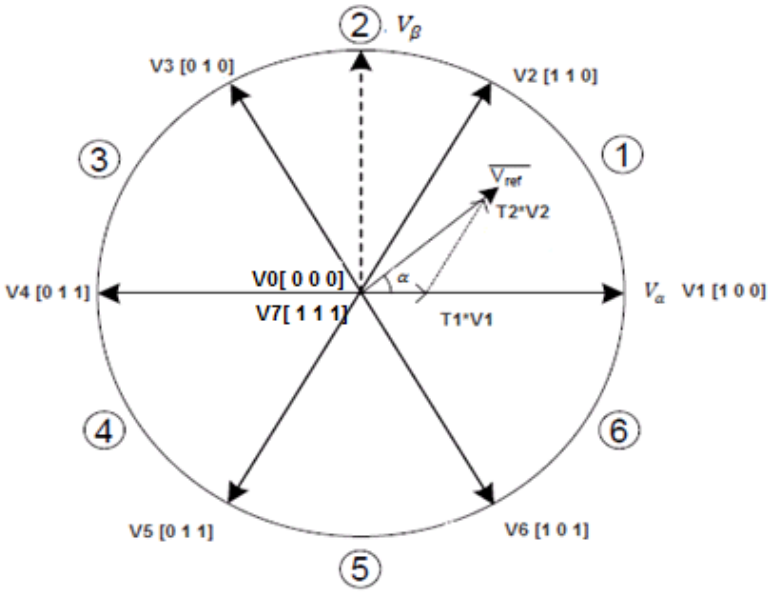
Gerilim Vektörleri	**Anahtarlar**			**Faz Nötr Gerilimi**			**Faz-Faz Gerilimi**		
	1	3	5	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
V_2	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
V_3	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
V_4	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
V_5	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0	V_{DC}	V_{DC}
V_6	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0



Şekil 3.15: Sekiz evirici gerilim vektörü [13].

Küçük uzay vektörlerinin uygun seçimi ve eşit anahtarlama süresi ile anahtarlama sıralarının başlangıç ve bitiş durumları, düşük gerilim dalgalanmalarına ve düşük toplam harmonik distorsiyonuna sebep olurlar. Uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği bu tip bir sıra kullanır [13].

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunu uygulaya bilmek için a-b-c referans ekseninden $\alpha - \beta$ eksen takımına geçmemiz gerekmektedir. Bu dönüşümün sonucu olarak altı adet sıfırdan farklı ve iki adet sıfır gerilim vektörü mevcut olur. Sıfır olmayan altı adet gerilim vektörü ($V_1 \ldots . . V_6$) altıgen ve merkezinde iki adet sıfır vektörü (V_0, V_7) Şekil 3.16'da gösterilmiştir. Her bir sıfır olmayan gerilim vektörü arasında 60^0 açı vardır.



Şekil 3.16 : Gerilim vektörleri ve sektörler [12].

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonun amacı sekiz anahtarlama durumunu için V_{ref} gerilim vektörünün durağan çatıda, komşu iki sıfır olmayan vektörler cinsinden ifade edilmesidir.

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunu uygulamak için ilk olarak $V_{s\alpha}, V_{s\beta}, V_{ref}, \alpha$ açısı bulunur [14].

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.18)}$$

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \quad \textbf{(3.19)}$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{V_{s\beta}}{V_{s\alpha}}\right) = wt = 2\pi ft \quad \text{f= temel frekans} \quad \textbf{(3.20)}$$

Daha sonra anahtarlama süreleri hesaplanır.

$$\int_0^{T_s} V_{ref} = \int_0^{T_1} V_1\, dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_0 dt$$

$$T_s * V_{ref} = T_1 * V_1 + T_2 * V_2$$

$$T_s * V_{ref} * \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 * \frac{2}{3} * V_{DC} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 * \frac{2}{3} * V_{DC} * \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.21)}$$

Buradan T_1 ve T_2 süreleri bulunabilir.

$$T_1 = a * \frac{\sin(\frac{\pi}{3}-\alpha)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \quad \textbf{(3.22)}$$

$$T_2 = a * \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \quad \textbf{(3.23)}$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \qquad \left\{T_s = \frac{1}{f_s} \text{ ve } a = \frac{|V_{ref}|}{\frac{2}{3}V_{dc}}\right\} \quad \textbf{(3.24)}$$

Herhangi bir sektördeki anahtarlama zamanı

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

$$= \frac{\sqrt{3}*T_s*V_{ref}}{V_{dc}}\left(\sin\left(\frac{n}{3}\pi - \alpha\right)\right)$$

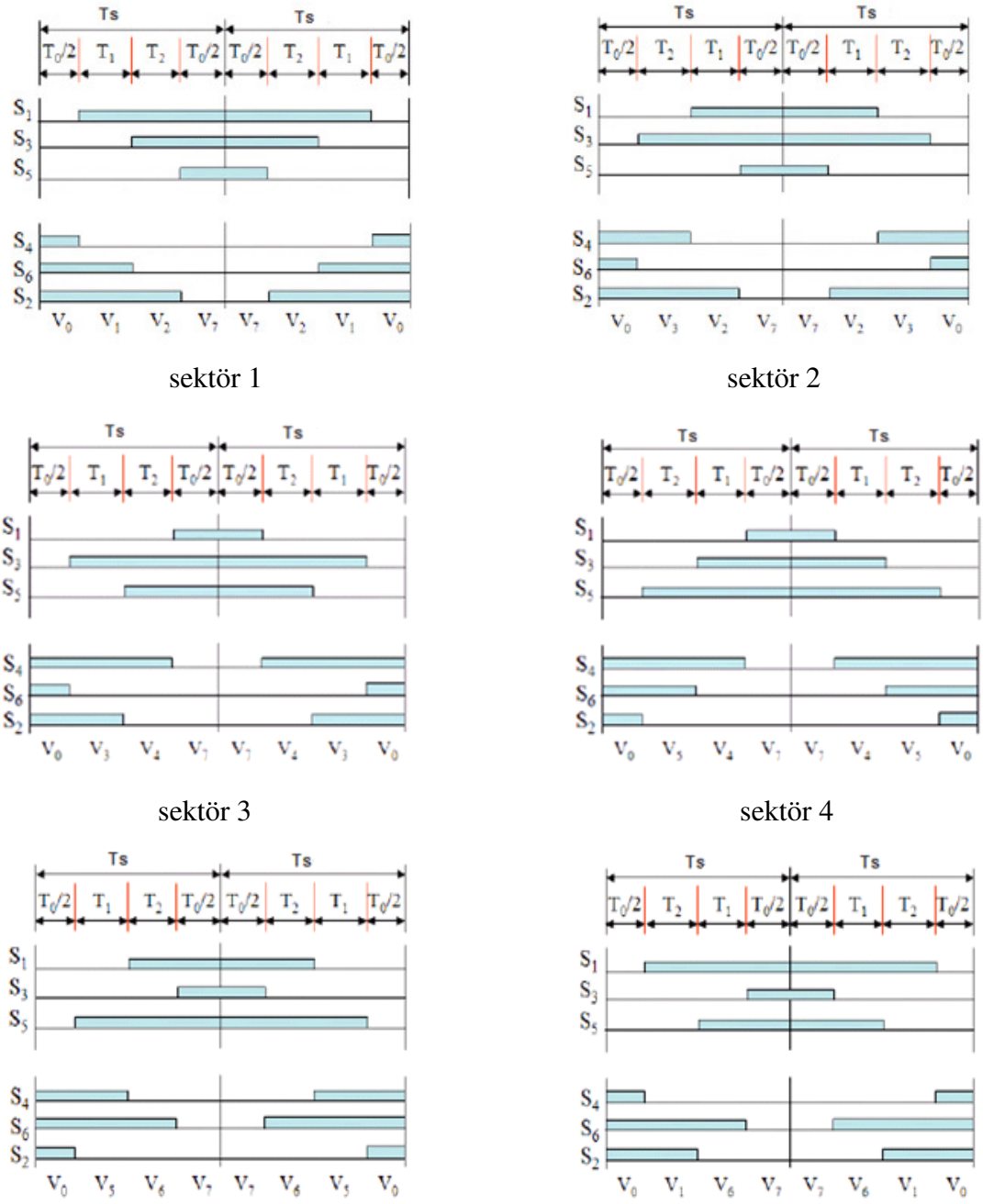
$$= \frac{\sqrt{3}*T_s*V_{ref}}{V_{dc}}\left(\sin\left(\frac{n}{3}\pi\right) * \cos\alpha - \cos\left(\frac{n}{3}\pi\right) * \sin\alpha\right) \quad \textbf{(3.25)}$$

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

$$= \frac{\sqrt{3}*T_s*V_{ref}}{V_{dc}}\left(-\sin\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) * \cos\alpha + \cos\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) * \sin\alpha\right) \quad \textbf{(3.26)}$$

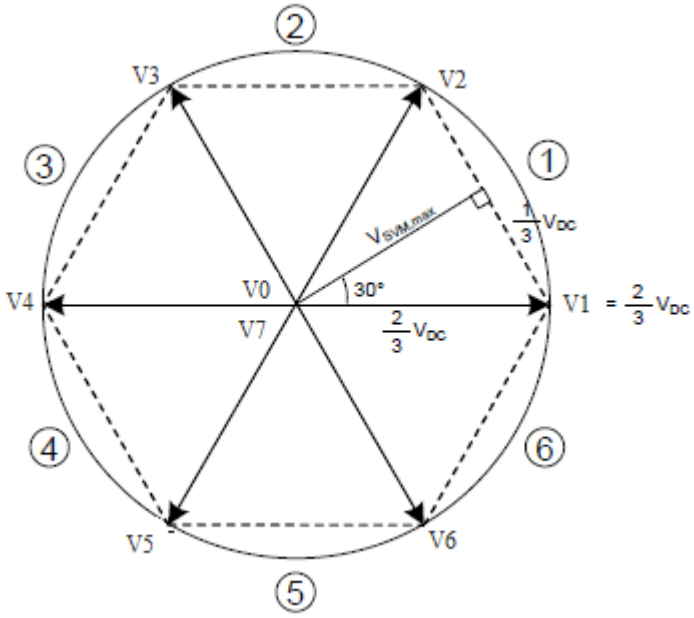
$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \qquad n = 1 \ldots .6 \text{ ve } 0 \leq \alpha \leq 60 \quad \textbf{(3.27)}$$

Son olarak da her bir anahtar için gerekil olan anahtarlama sinyalleri hesaplanır.



Şekil 3.17 : Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunda sektör için anahtarlama durumları [14].

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunda maksimum referans gerilimi Şekil 3.18'de gösterildiği en uzun uzay vektörüne bağlıdır.



Şekil 3.18 : Maksimum uzay vektör referans gerilimi [12].

Maksimum referans dalga şekli denklem (3.28) gibi hesaplanır.

$$V_{SVPWMmax} = \sqrt{\left(\frac{2}{3}V_{DC}\right)^2 - \left(\frac{1}{3}V_{DC}\right)^2} = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC} \quad \textbf{(3.28)}$$

Maksimum modülasyon indeksi

$$m_{amax} = \frac{V_{SVPWMmax}}{V_{eviricimax}} = \frac{\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}}{\frac{2}{\pi}V_{DC}} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0.907 \quad \textbf{(3.29)}$$

Üçüncü harmonik ilaveli modülasyon indeksi ile aynıdır.

3.5 Harmonik Eliminasyonlu Darbe Genişlik Modülasyonu

Harmonik eliminasyonlu darbe genişlik modülasyonunda seçilen harmonikleri elimine etmek için Şekil 3.19'da gösterildiği gibi α açıları hesaplandıktan sonra bu açılarda anahtarlama yapılır. Çıkış dalga şekli çeyrek dalga simetrisine sahiptir bu durumda çıkış harmonik içeriğinde yalnız sinüs ve tek bileşenler bulunmaktadır [15].

$$V_n = \frac{4}{n\pi}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{M}(-1)^k \cos(n\alpha_k)\right];\ \ n = 1, 3, 5 \ldots\ldots \quad \textbf{(3.30)}$$

M=4 seçilirse M–1 adet harmonik elimine edilir bunlar 5. 7. ve 11 harmoniklerdir**.** V_1 istenen V değerine eşitlenir ve diğer harmonik denklemler sıfıra eşitlenir. M adet doğrusal olmayan denklemden α açıları ($\alpha_1 \ldots \alpha_M$) hesaplanır.

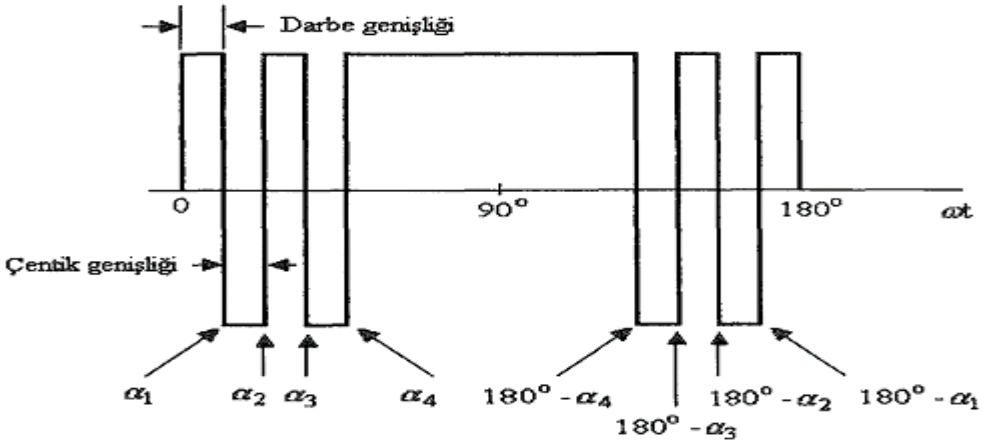
$$V_1 = \frac{4}{\pi}[1 + 2(-\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2 - \cos\alpha_3 + \cos\alpha_4)] = V \quad \textbf{(3.31)}$$

$$V_5 = \frac{4}{5\pi}[1 + 2(-\cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 - \cos 5\alpha_3 + \cos 5\alpha_4)] = 0 \quad \textbf{(3.32)}$$

$$V_7 = \frac{4}{7\pi}[1 + 2(-\cos 7\alpha_1 + \cos 7\alpha_2 - \cos 7\alpha_3 + \cos 7\alpha_4)] = 0 \quad \textbf{(3.33)}$$

$$V_{11} = \frac{4}{9\pi}[1 + 2(-\cos 11\alpha_1 + \cos 11\alpha_2 - \cos 11\alpha_3 + \cos 11\alpha_4)] = 0 \quad \textbf{(3.34)}$$

3 fazlı sistemlerde 3 katı olan harmonikler elimine edilir.



Şekil 3.19 : Harmonik eliminasyon seçimi için faz gerilimi [10].

Harmonik eliminasyon yöntemi optimal PWM yönteminin özel bir halidir. İstenilen açıların hesaplanması için gerekli olan algoritma iterasyon yöntemleri içermektedir. Açıların hesaplanması için gerekli olan algoritmanın mikroişlemcilerde gerçek zamanlı olarak koşturulması imkânsızıdır. Gerilim ve frekans değeri kabul edilebilir limitler içinde kalacak şekilde oluşturulan çok sayıda PWM dalga şekli tablo değerleri halinde mikroişlemcinin hafızasına yüklenir [15].

Birçok darbe genişlik yöntemi bulunmasına rağmen genellikle sinüzoidal, üçüncü harmonik ilaveli ve uzay vektör darbe genişlik modülasyonu üzerinde durulmakta ve uygulanmaktadır. Bu üç yönteme bakıldığında sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu anolog olarak uygulanabilir olması ve basitliği nedeniyle öne çıkabilir. Fakat harmonik içeriği yüksek ve temel frekansta çıkış geriliminin seviyesi düşüktür.

Üçüncü harmonik ilaveli ve uzay vektör darbe genişlik modülasyonu harmonik içeriği ve maksimum modülasyon indeksi açısından aynı özelliklere sahiptir ve her iki modülasyon tekniği de sinüzoidal modülasyon tekniğine göre temel frekanstaki çıkış geriliminde daha yüksek değerlere ulaşılmaktadır. Üçüncü harmonik ilaveli darbe genişlik modülasyonu değerler için bir tabloya ihtiyaç duyarken uzay vektör modülasyonu sürekli bir hesaplama yapmaktadır. Bu noktadan bakıldığında uzay vektör darbe genişlik modülasyonu daha çok kullanılmaktadır [12]. Gerçek zamanlı uygulamada tablo kullanmak yerine hesaplama algoritması tasarlanarak sistemin verimliliği ve kararlılığı açısından daha uygun olduğunu düşünüldüğü için asenkron motorun hız kontrolünde uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği daha çok tercih edilmektedir.

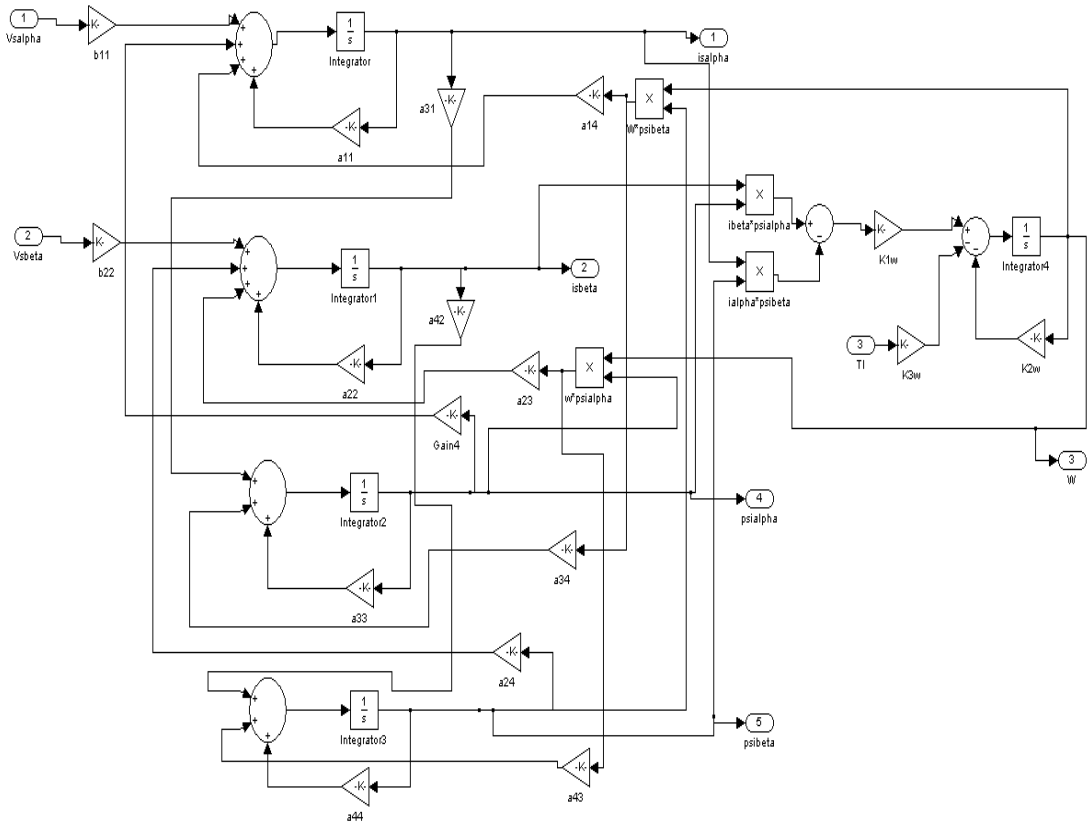
4. ASENKRON MOTORUN HIZ KONTROL SİMÜLASYONU

4.1 Skalar Kontrol Yöntemi

Skalar kontrol yönteminin gerçekleştirilmesi için gerekli olan alt bloklar motor modeli, kontrolör modeli, eksen dönüşüm modelleri oluşturulacaktır.

4.1.1 Asenkron motorun modeli

Asenkron motorun modelini oluştururken ikinci bölümde $\alpha - \beta$ eksen takımında verilen denklem (2.5), (2.6), (2.7), (2.8), (2.9) kullanılarak asenkron $\alpha - \beta$ modeli oluşturulmuştur. Bu model Şekil 4.1'de gösterilmiştir.



Şekil 4.1 : Asenkron motorun $\alpha - \beta$ modeli.

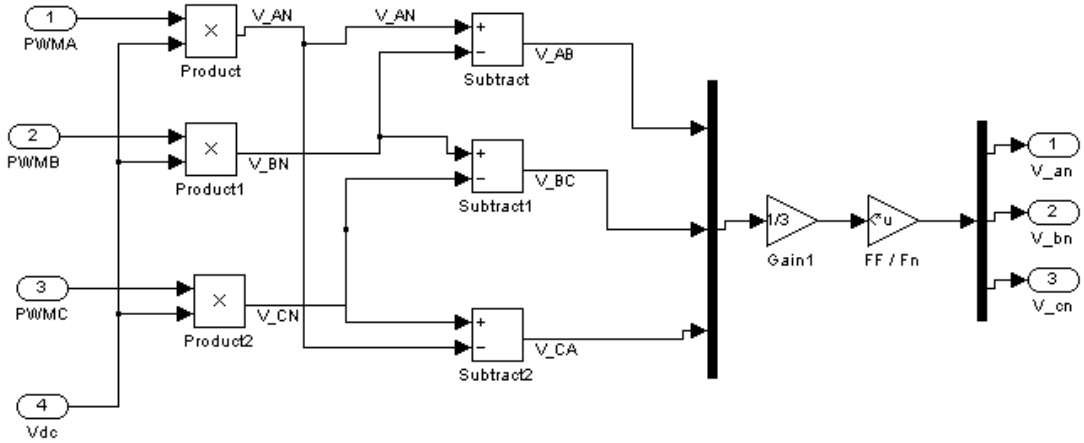
4.1.2 Üç fazlı evirici modeli

Asenkron motorun sargılarına uygulanacak faz nötr gerilimlerini elde etmek için uzay vektör darbe genişlik modülasyonun ürettiği PWMA, PWMB, PWMC DC gerilim ile çarpılarak kutup gerilimleri V_{AN}, V_{BN}, V_{CN} elde edilir daha sonra denklem (4.1), (4.2), (4.3) kullanılarak V_{An}, V_{Bn}, V_{Cn} faz nötr gerilimleri elde edilir.

$$V_{AB} = V_{AN} - V_{BN} \underset{ise}{\Rightarrow} \quad V_{An} = \frac{1}{3}(V_{AB} - V_{CA}) \tag{4.1}$$

$$V_{BC} = V_{BN} - V_{CN} \underset{ise}{\Rightarrow} \quad V_{Bn} = \frac{1}{3}(V_{BC} - V_{AB}) \tag{4.2}$$

$$V_{CA} = V_{CN} - V_{AN} \underset{ise}{\Rightarrow} \quad V_{Cn} = \frac{1}{3}(V_{CA} - V_{BC}) \tag{4.3}$$



Şekil 4.2 : Üç fazlı evirici modeli.

4.1.3 Eksensel dönüşüm modelleri

Clarke dönüşümü olarak bilinen a-b-c eksen takımından $\alpha - \beta$ eksen takımına dönüş aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}\,(V_{sa} - \frac{1}{2}V_{sb} - \frac{1}{2}V_{sc}) \tag{4.4}$$

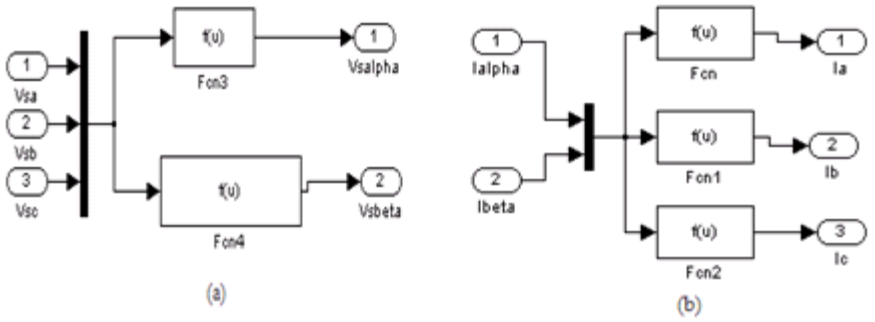
$$V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}\,(\frac{\sqrt{3}}{2}V_{sb} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{sc}) \tag{4.5}$$

Ters Clark dönüşümü olarak bilinen $\alpha - \beta$ eksen takımından a-b-c eksen takımına dönüş aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$i_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, i_{s\alpha} \tag{4.6}$$

$$i_{sb} = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(-\frac{1}{2}i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta}\right) \quad \textbf{(4.7)}$$

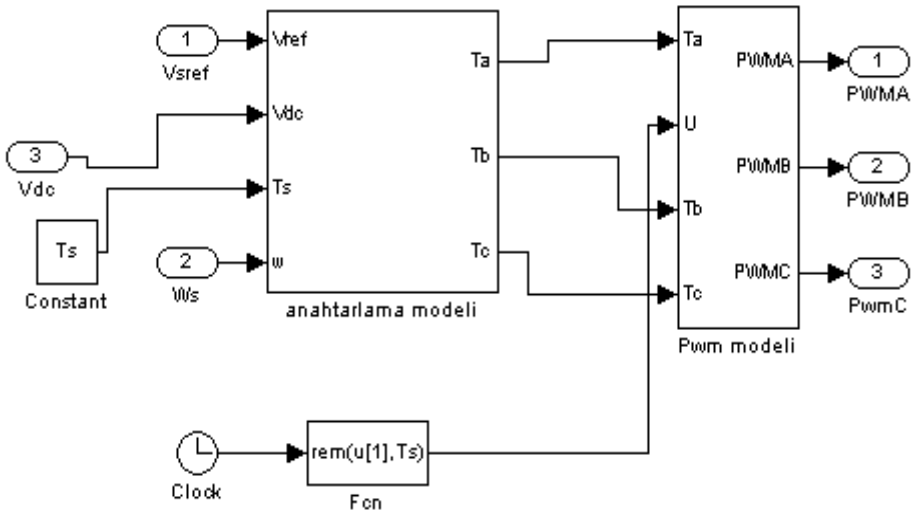
$$i_{sc} = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(-\frac{1}{2}i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta}\right) \quad \textbf{(4.8)}$$



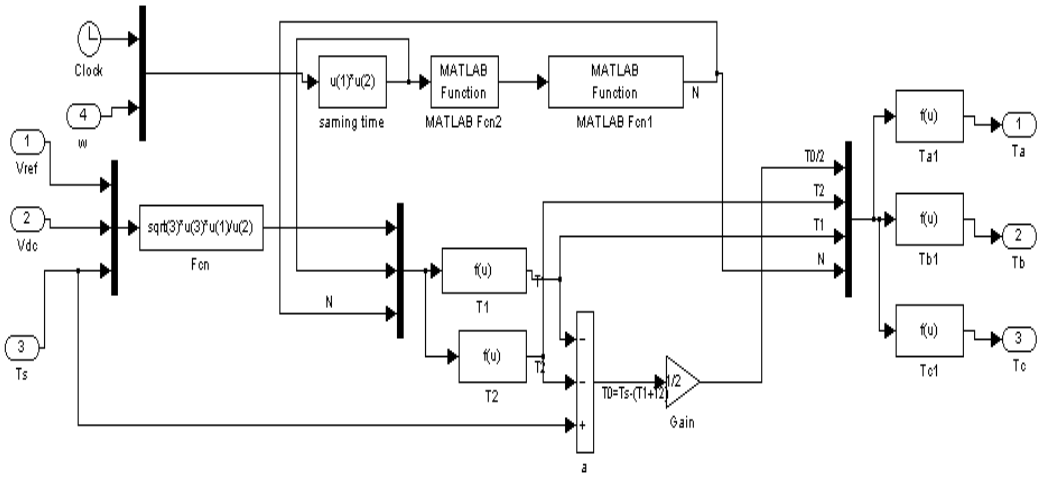
Şekil 4.3 : a) a-b-c/ $\alpha - \beta$ Dönüşüm Modeli. **b)** $\alpha - \beta$ /a-b-c Dönüşüm Modeli.

4.1.4 Uzay vektör darbe genişlik modülasyon modeli

Uzay vektör darbe genişlik modülasyon modeli anahtarlama modeli ve PWM modeli olarak iki alt modelden oluşmuştur.



Şekil 4.4 : Uzay vektör darbe genişlik modülasyon modeli.



Şekil 4.5 : Anahtarlama modeli.

Anahtarlama modelinde her bir faza ait anahtarlama süreleri üretilir.

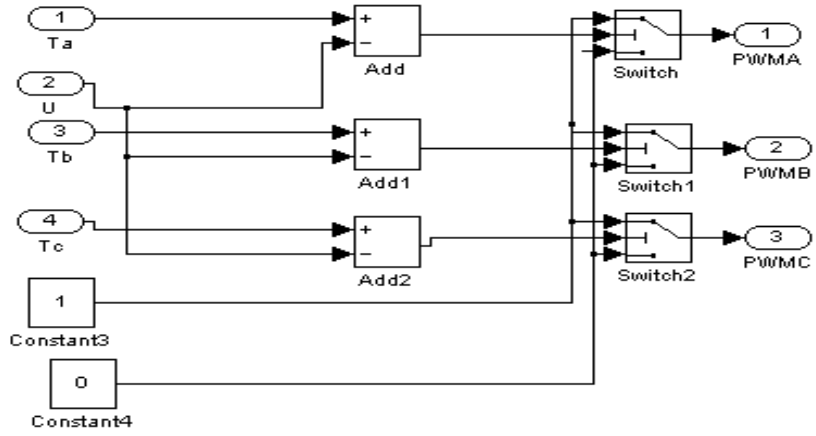
T1= u[1]*(sin(u[3]*pi/3)*cos(u[2])-cos(u[3]*pi/3)*sin(u[2])) **(4.9)**

T2= u[1]*(cos((u[3]-1)*(pi/3))*sin(u[2])-sin((u[3]-1)*(pi/3))*cos(u[2])) **(4.10)**

Ta=(u[4]==1)*(u[1]+u[2]+u[3])+(u[4]==2)*(u[1]+u[2]+u[3])+ (u[4]==3)*
(u[1]+u[3])+(u[4]==4)*(u[1])+(u[4]==5)*(u[1])+(u[4]==6)*(u[1]+u[2]) **(4.11)**

Tb= (u[4]==1)*(u[1])+(u[4]==2)*(u[1]+u[2]) + (u[4]==3)*(u[1]+u[2]+u[3])+
(u[4]==4)*(u[1]+u[2]+u[3])+ (u[4]==5)*(u[1]+u[3])+ (u[4]==6)*(u[1]) **(4.12)**

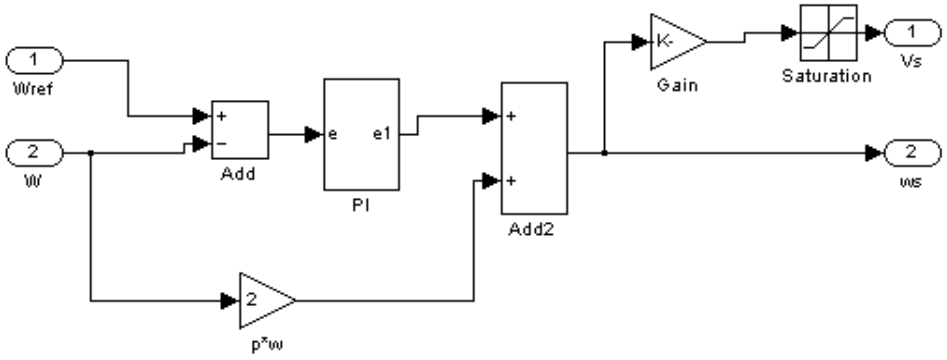
Tc=(u[4]==1)*(u[1]+u[3])+(u[4]==2)*(u[1])+(u[4]==3)*(u[1])+(u[4]==4)*
(u[1]+u[2])+(u[4]==5)*(u[1]+u[2]+u[3])+(u[4]==6)*(u[1]+u[2]+u[3]) **(4.13)**



Şekil 4.6 : PWM modeli.

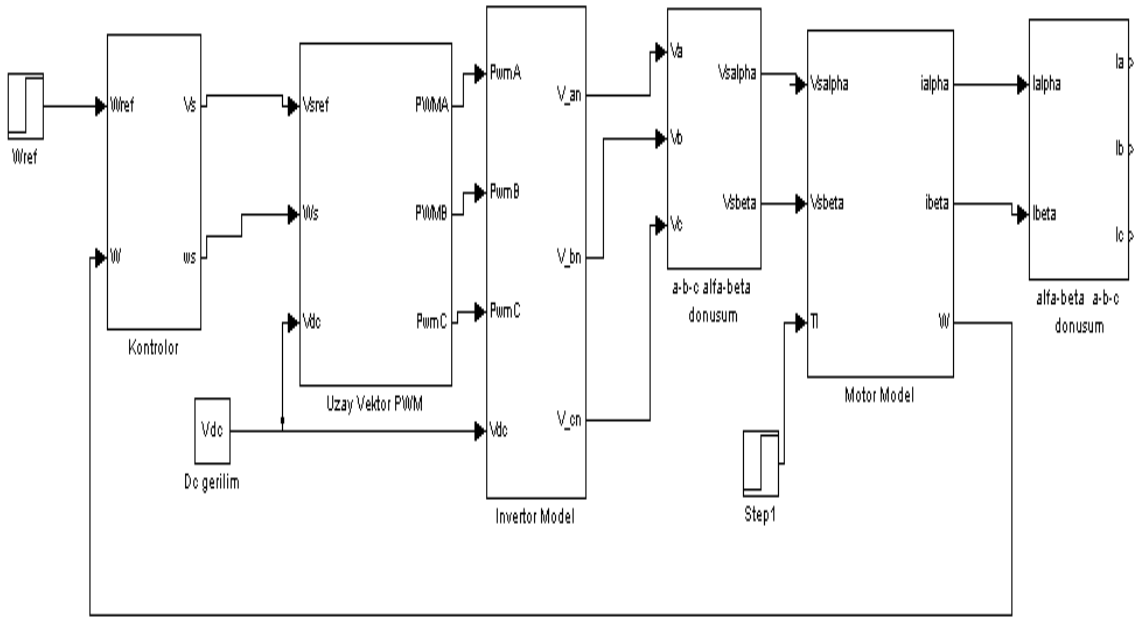
4.1.5 Kontrolör modeli

Kontrolör Modelinde PI tipi kontrolör kullanılmıştır. Oransal katsayı Kp=2 ve integral katsayısı Ki=0.06 alınmıştır. Kontrolör modeli Şekil 4.7'de gösterilmiştir.



Şekil 4.7 : Kontrolör modeli.

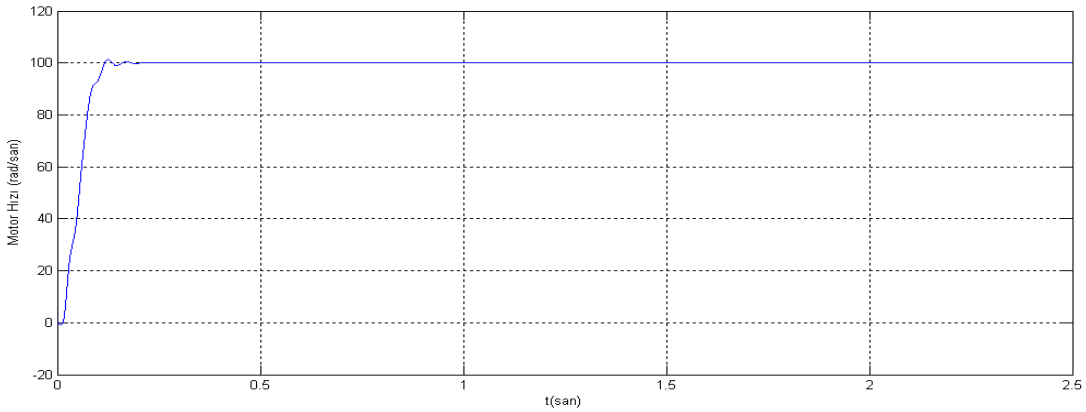
Bütün alt modellerin birleştirildiği skalar kontrol modeli Şekil 4.8'de gösterilmiştir.



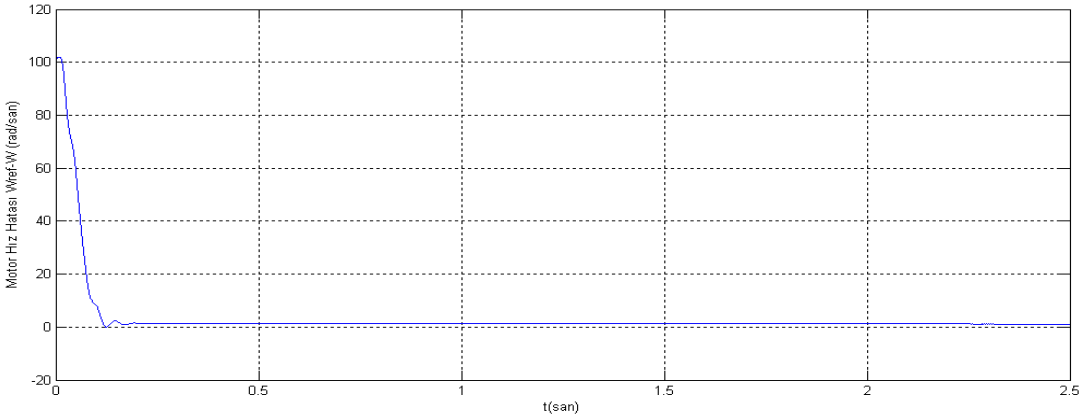
Şekil 4.8 : Skalar kontrol modeli.

4.1.6 Skalar kontrol simülasyon sonuçları

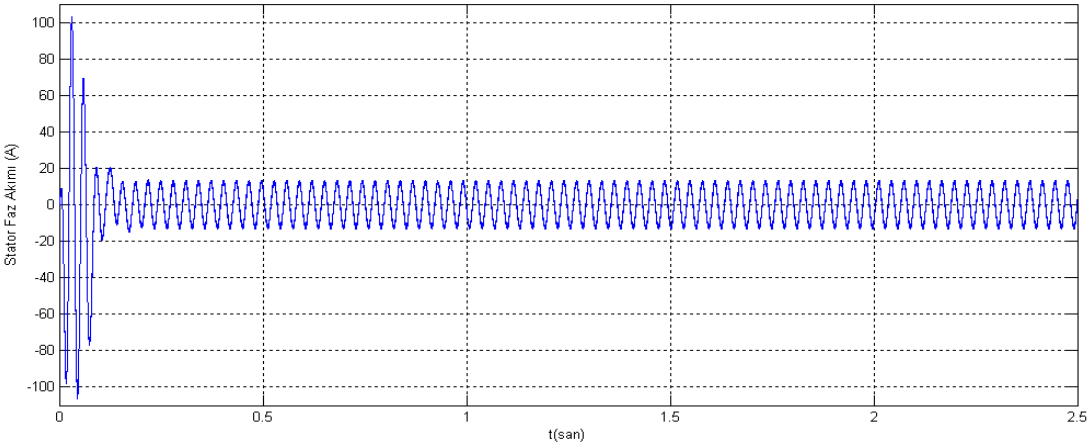
Hız referansı 101 rad/san evirici DC gerilimi 400 V ve anahtarlama frekansı 6 kHz alınmış ve asenkron motora 10 N yük momenti uygulanarak simülasyon gerçekleştirilmiş simülasyon sonuçları aşağıda verilmiştir.



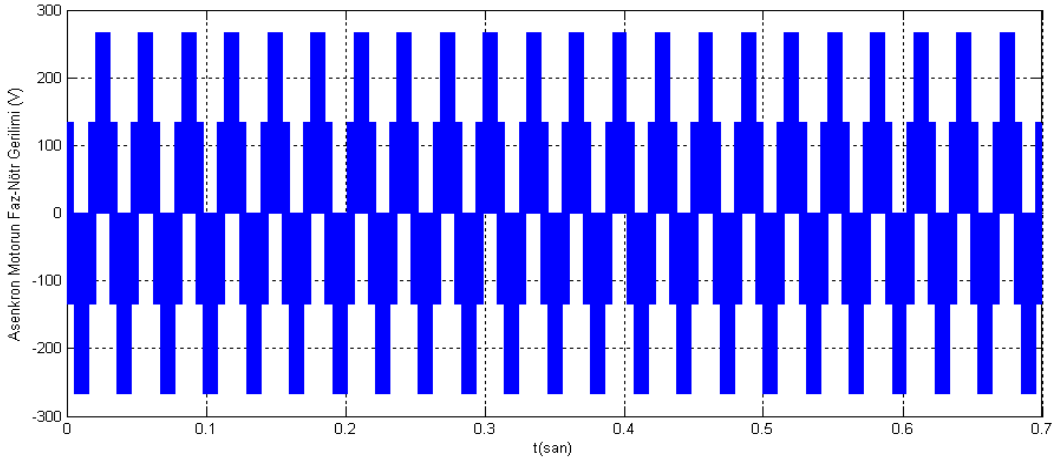
Şekil 4.9 : Asenkron motorun hız değişimi.



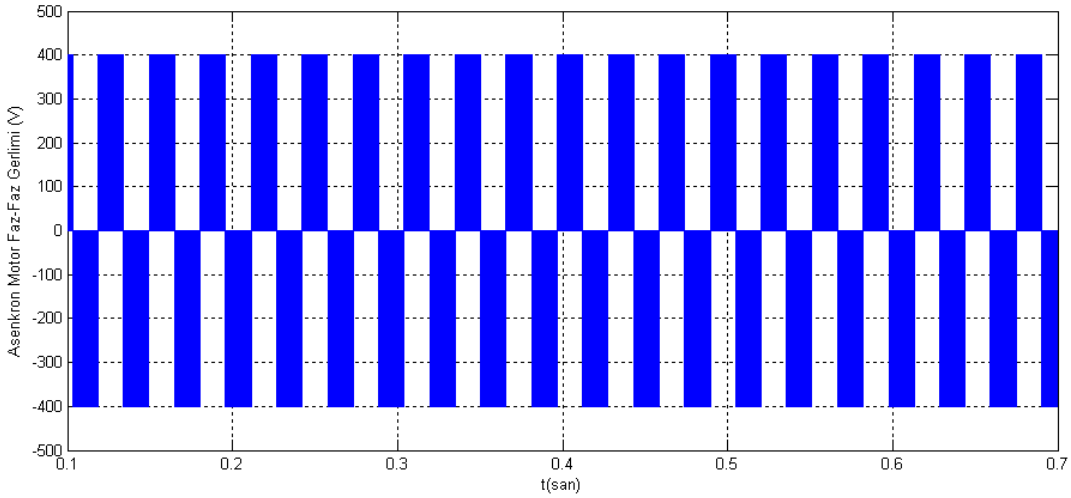
Şekil 4.10 : Asenkron motorun hız hatası.



Şekil 4.11 : Stator faz akımının değişimi.



Şekil 4.12 : Stator faz geriliminin değişimi.



Şekil 4.13 : Stator faz-faz geriliminin değişimi.

Asenkron motor hız referansı 101 rad/san olmasına rağmen asenkron motorun hızı 100 rad/san civarlarında olmaktadır. Hız hata grafiğinden de hatanın sıfırlanmadığı gözlenmektedir. PI tipi kontrolör katsayılarının biraz daha düzeltilmesi sonucu istenilen hız değerine daha hassas bir şekilde ulaşılabilir.

Sürekli rejimde moment kontrolünün yeterli olduğu hız kontrol uygulamalarında yeterli olan bu yöntem geçici rejimde momentin kontrol edilmesi gereken uygulamalarda yeterli olmamaktadır. Momentin de kontrol edilmesi gereken hız kontrol uygulamalarında daha öncede bahsedildiği gibi vektör kontrol yönteminden yararlanılması gerekmektedir.

4.2 Gözlemleyici Kullanarak Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi

Gözlemleyici ile doğrudan vektör kontrol yönteminde daha önceden ifade edildiği gibi hız ile birlikte moment kontrolünün sürekli yapılabilmektedir. Skalar kontrol yönteminde kullanılan alt modellerin bazıları burada da kullanılacaktır. Bu yüzden burada tekrar verilmeyecektir.

4.2.1 Eksensel dönüşüm modelleri

d-q eksen takımından $\alpha - \beta$ eksen takımına dönüşüm aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

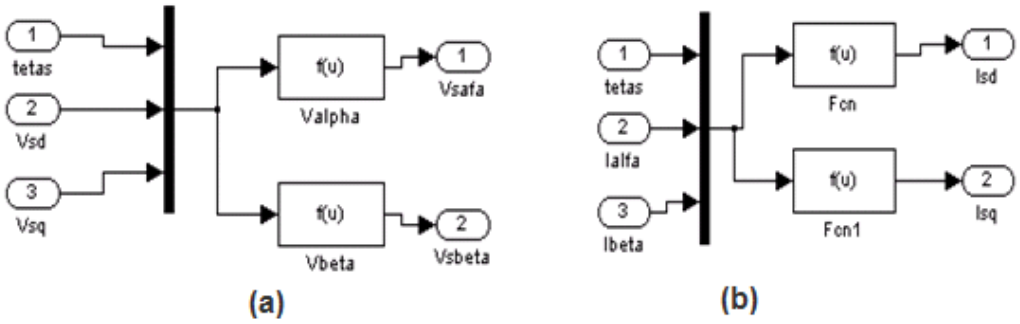
$$V_{s\alpha} = V_{sd} * \cos(\theta_s) - V_{sq} * \sin(\theta_s) \quad \textbf{(4.14)}$$

$$V_{s\beta} = V_{sd} * \sin(\theta_s) - V_{sq} * \cos(\theta_s) \quad \textbf{(4.15)}$$

$\alpha - \beta$ eksen takımından d-q eksen takımına dönüşüm aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$i_{sd} = i_{s\alpha} * \cos(\theta_s) + i_{s\beta} * \sin(\theta_s) \quad \textbf{(4.16)}$$

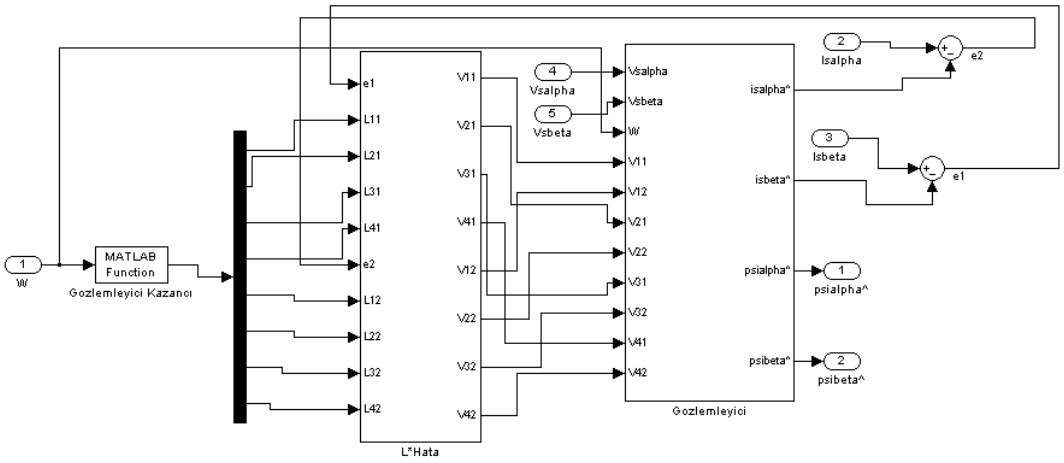
$$i_{sq} = -i_{s\alpha} * \sin(\theta_s) + i_{s\beta} * \cos(\theta_s) \quad \textbf{(4.17)}$$



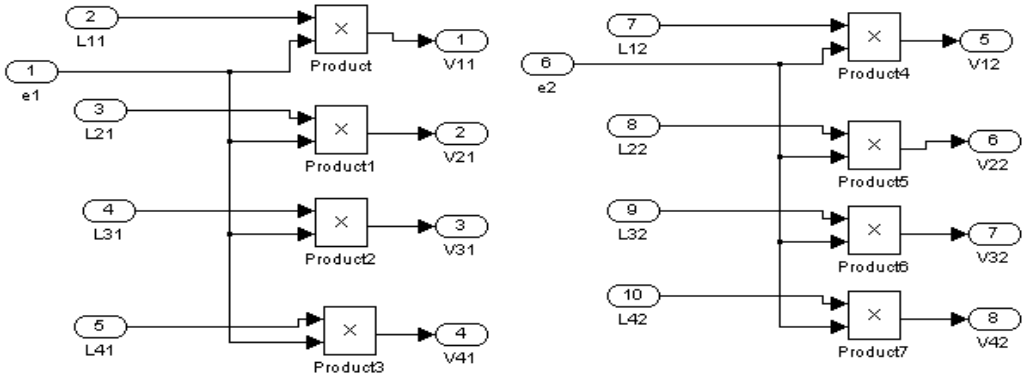
Şekil 4.14 : a) d-q / $\alpha - \beta$ dönüşüm modeli. **b)** $\alpha - \beta$ / d-q dönüşüm modeli.

4.2.2 Gözlemleyici modeli

Gözlemleyici modelinin oluşturulmasında (2.31) ve (2.32)'de verilen matrislerden faydalanılmıştır. Daha öncede bahsedildiği gibi burada ölçülen akım değerleriyle gözlemleyicinin hesapladığı akım değerlerinin farkını alarak çalışan gözlemleyici modeli incelenmiştir. Gözlemleyicinin modeli Şekil 4.15'de verilmiştir.



Şekil 4.15 : Gözlemleyici modeli.



Şekil 4.16 : Gözlemleyici hata modeli (L*Hata).

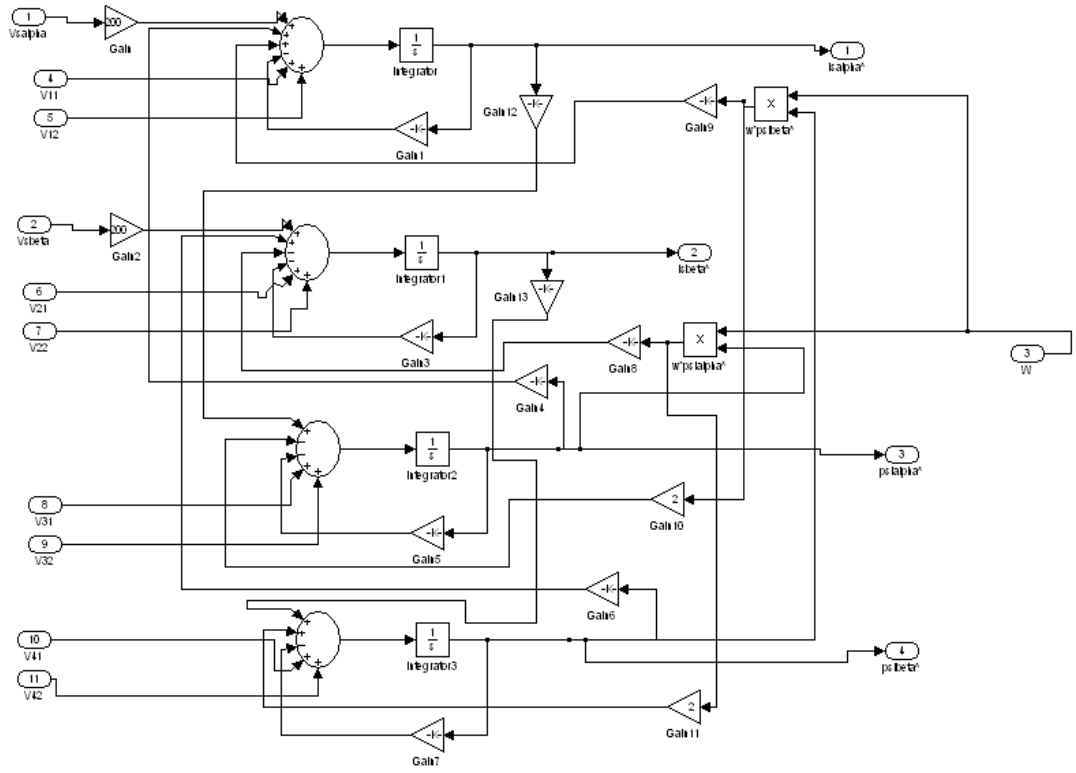
Şekil 4.16'da verilen gözlemleyici hata modelinde hesaplanan gözlemleyici kazancı ile hatalar çarpılmaktadır. Şekil 4.17'de verilen gözlemleyici olarak isimlendirilen alt model denklem (2.31)'de verilen matris kullanarak oluşturulmuştur.

Gözlemleyici kazancının bulunmasında gözlemleyici durum modeli aşağıda verildiği gibidir.

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + Le$$

$$\hat{y} = C\hat{x}$$

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}) \\ &= A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) \\ &= (A - LC)\hat{x} + Bu + Ly \end{aligned} \quad \textbf{(4.18)}$$



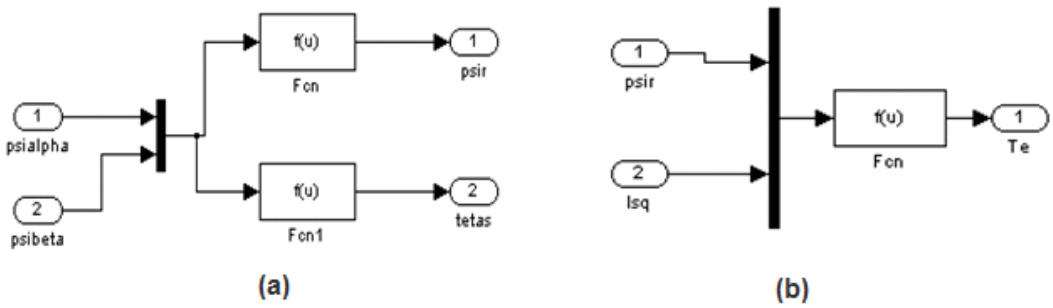
Şekil 4.17 : Gözlemleyici alt modeli.

$|SI - (A - LC)| = s^n + a_1 s^{n-1} + a_2 s^{n-2} + \ldots\ldots\ldots\ldots a_n$ (karakteristik polinom)

A ve C matrisleri bilinmektedir buradan istenilen karakteristik polinoma eşitlenerek Gözlemleyici L kazanç matrisi bulunur. L kazanç matrisinin bulunması işlemi simülasyonda tablo değerleri şeklinde değil de sürekli hesaplanarak bulunmuştur. Bunun için çok girişli sistemlerde kazancın hesaplanabileceği matlab 'place' (x=place(A',C',P)') komutu kullanılmıştır. Karakteristik polinom dördüncü dereceden bir polinomdur.

4.2.3 Moment, rotor akısı ve açısını hesaplama modelleri

Gözlemleyicinin hesapladığı rotor akısı bileşenleri ve denklem (2.33), (2.34) kullanılarak rotor akı genliği ve açısı hesaplanır. Moment ise hesaplanan rotor akısı genliği ve teta (θ_s : dönüşüm açısı) açısını kullanarak stator d ekseni akımının elde edilmesi sonucu denklem (2.35) gibi hesaplanır.

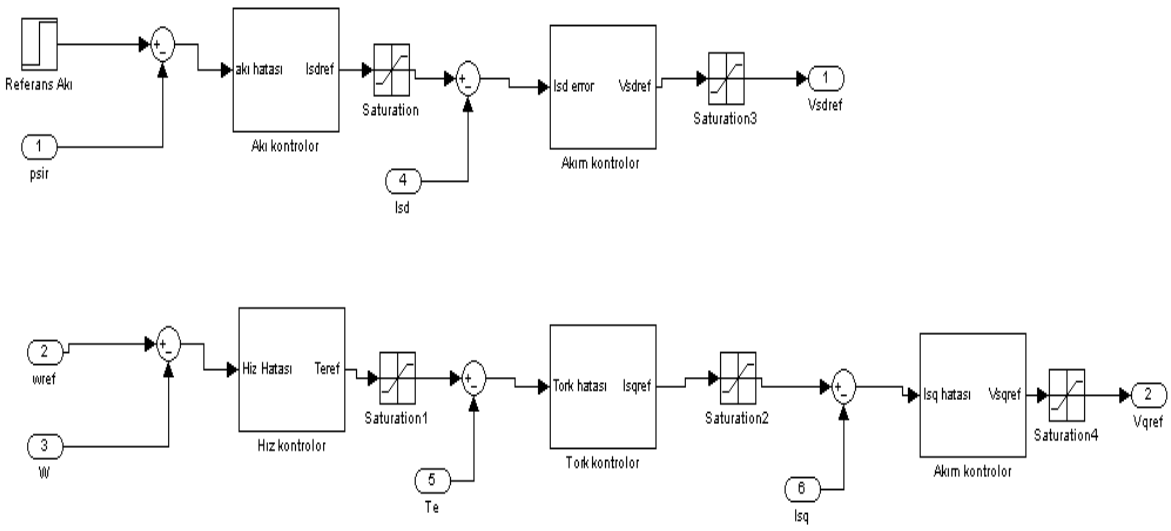


Şekil 4.18 : a) Rotor akısı, açısı hesaplama modeli.
b) Moment hesaplama modeli.

4.2.4 Kontrolör modeli

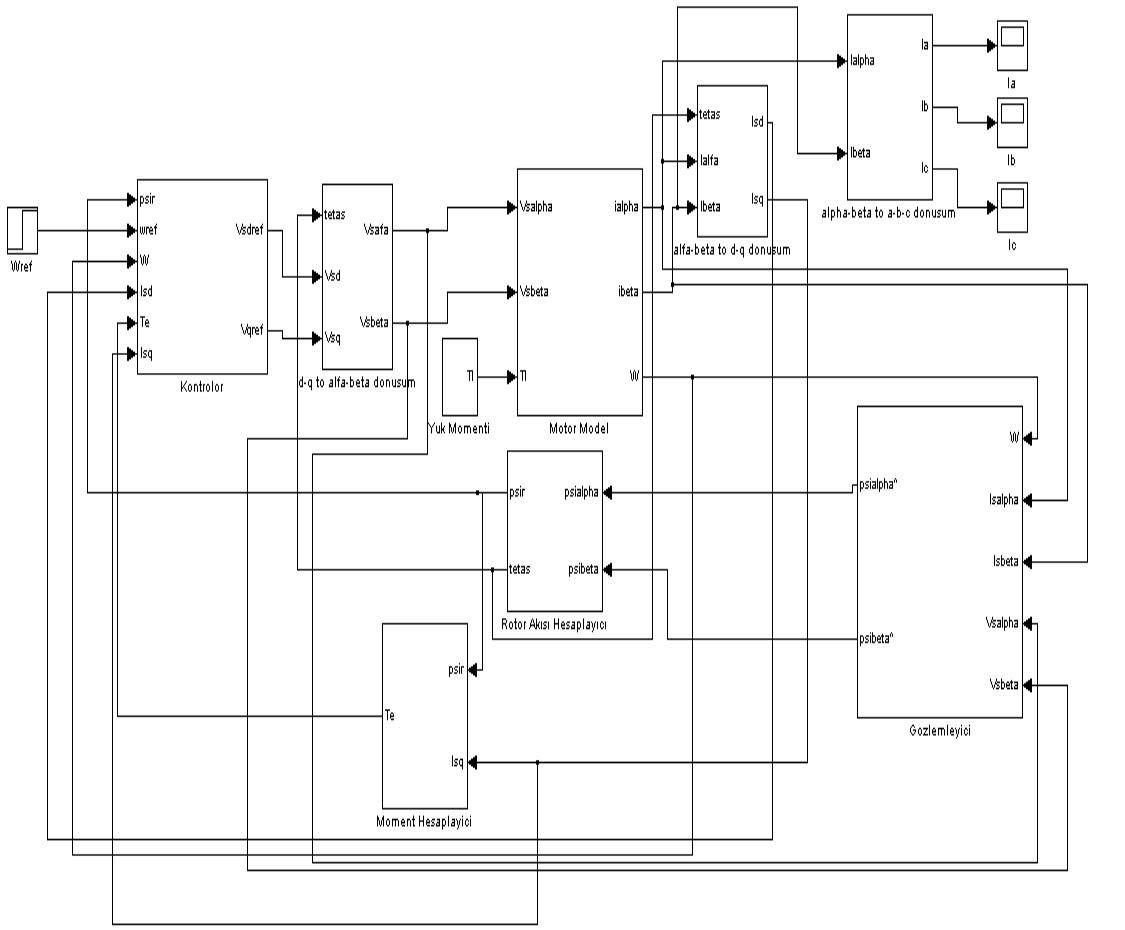
Kontrolör modelinde akı referansı 0.96 Wb alınmış hesaplanan rotor akı genliği ile karşılaştırılarak akı hatası bulunmuş ve bulunan akı hatası Kp=0.25, Ki=250 olan PI tipindeki akı kontrolörüne uygulanmıştır. PI tipi kontrolörün çıkışında elde edilen referans stator d eksen akımı ölçülen motor a-b-c eksen takımındaki akımlar dönüşüm açısı kullanılarak çevrilen d ekseni akımı ile karşılaştırılmıştır. Bu stator d eksen akım hatası Kp=0.25, Ki=100 olan PI tipi kontrolörden geçirildikten sonra Referans stator d ekseni gerilimi elde edilmiştir.

Hız referansı olarak 100 rad/san alınmış motor hızı geri beslenerek farkları alınmış bu fark Kp=0.25, Ki=100 olan PI tipi hız kontrolörüne uygulanmış ve PI tipi kontrolörün çıkışında elde edilen moment referansı hesaplanan moment değeri ile karşılaştırılarak Kp=0.25, Ki=10 PI tipi moment kontrolöründen geçirilmiş stator akımının q ekseni bileşeni elde edilmiştir. Referans stator q eksen akımı ölçülen motor a-b-c eksen takımındaki akımlar dönüşüm açısı kullanılarak çevrilen q ekseni akımı ile karşılaştırılmıştır. Bu stator q eksen akım hatası Kp=0.25, Ki=100 olan PI tipi kontrolörden geçirildikten sonra Referans stator q ekseni gerilimi elde edilmiştir. Kontrolör modeli Şekil 4.19'da gösterilmiştir.



Şekil 4.19 : Kontrolör modeli.

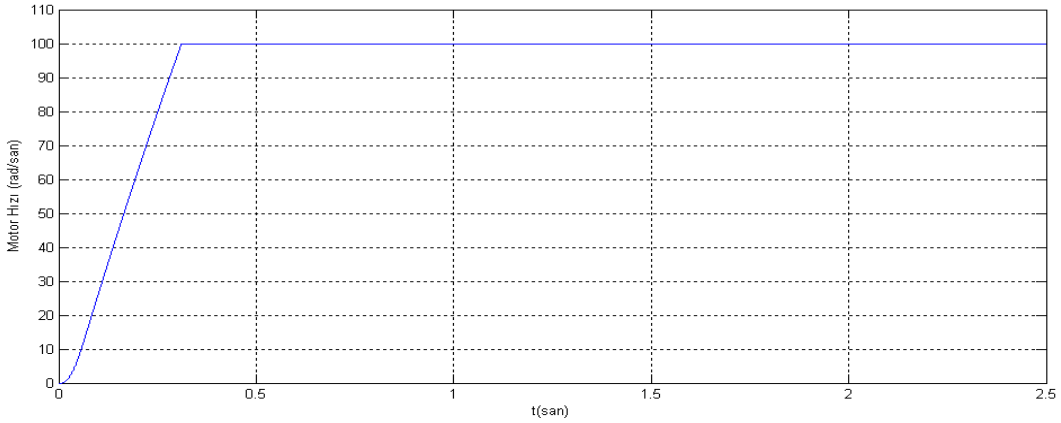
Bütün alt modellerin birleştirilmesi ile oluşturulmuş gözlemleyici kullanılan doğruda vektör kontrol modeli Şekil 4.20'de gösterilmiştir.



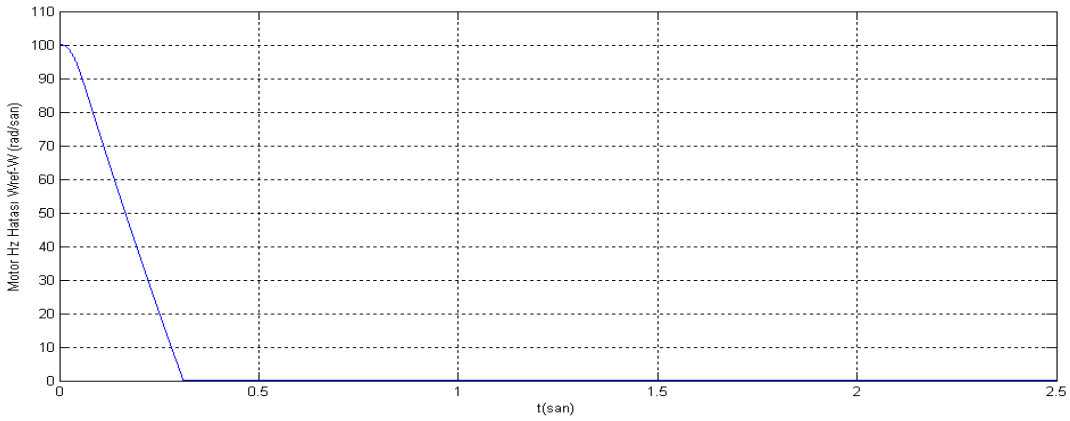
Şekil 4.20 : Gözlemleyici kullanılan doğrudan vektör kontrol modeli.

4.2.5 Gözlemleyici kullanarak doğrudan vektör kontrol simülasyon sonuçları

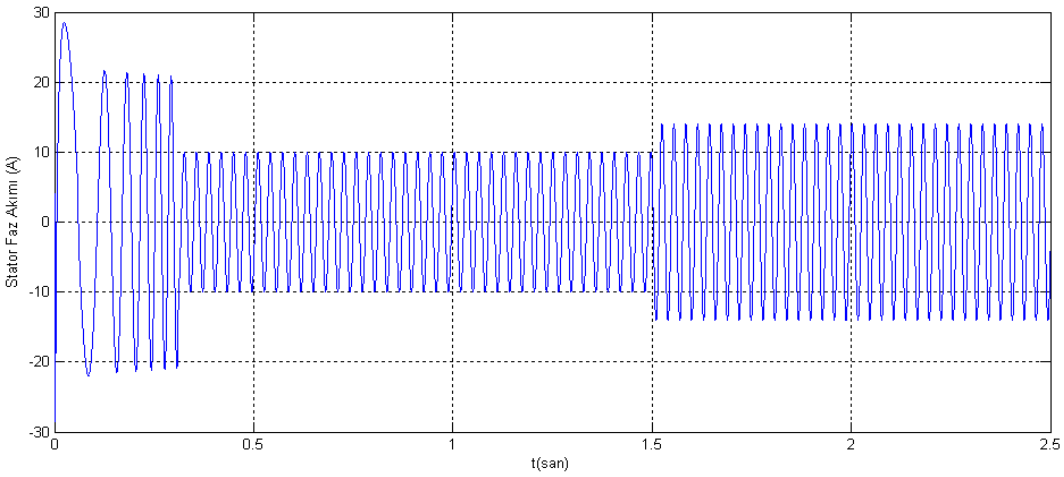
Hız referansı 100 rad/san ve akı referansı 0.96 Wb olan gözlemleyici kullanılan doğrudan vektör kontrol simülasyon sonuçları aşağıda verilmiştir.



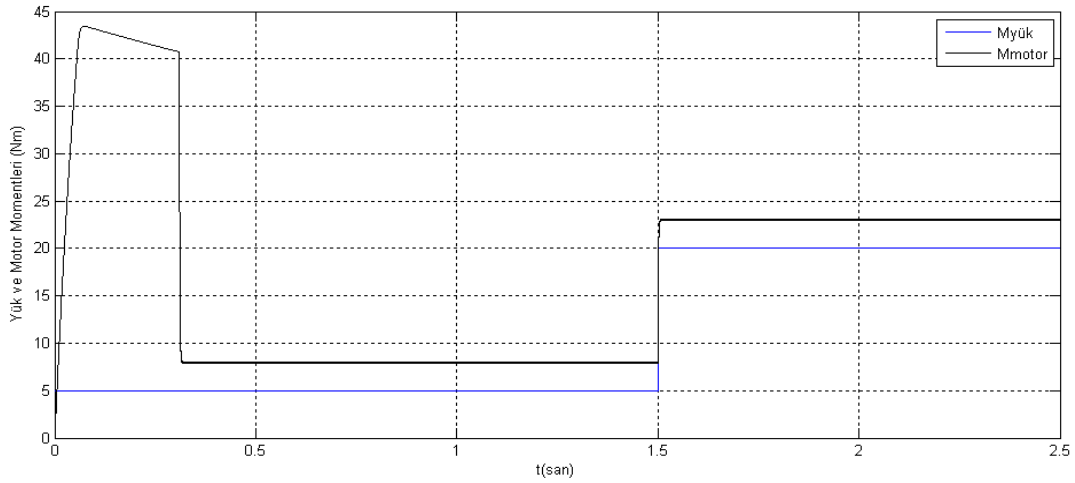
Şekil 4.21 : Asenkron motorun hız değişimi.



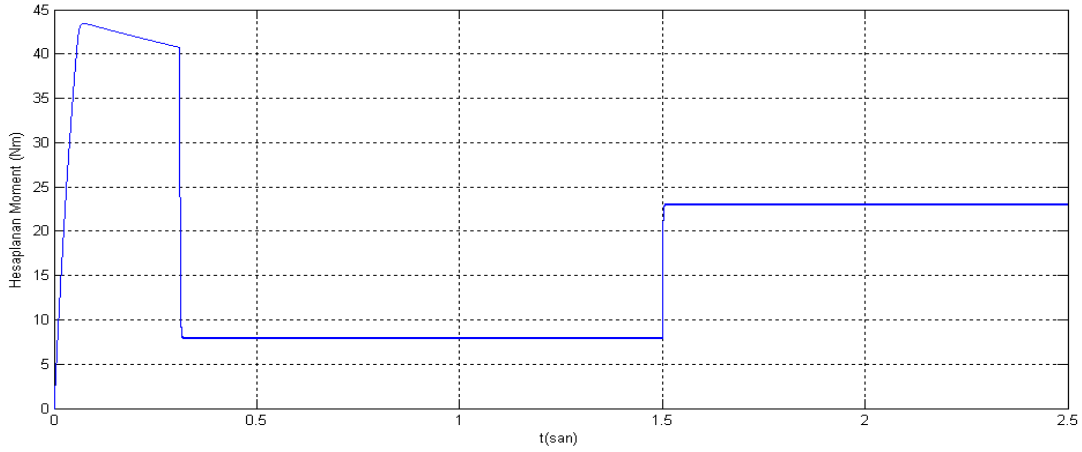
Şekil 4.22 : Asenkron motorun hız hatası.



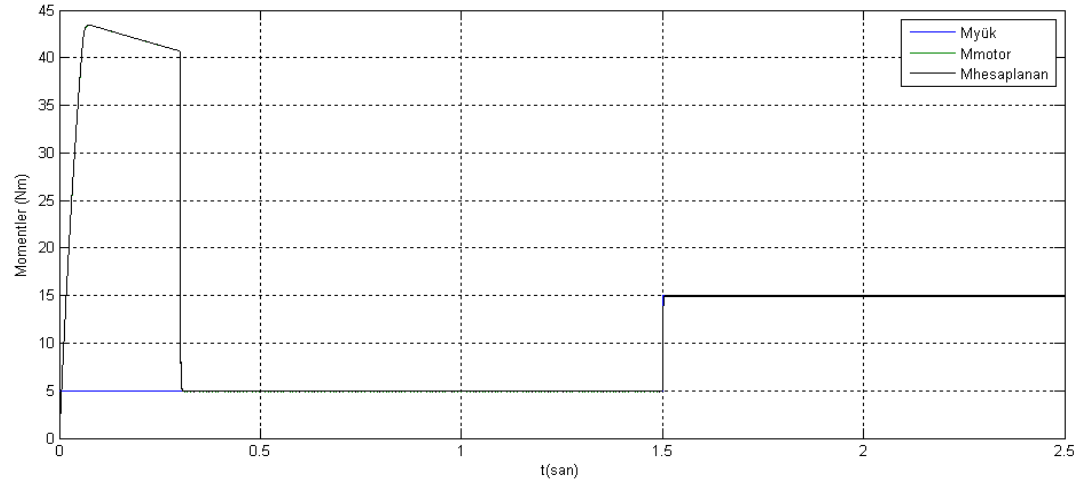
Şekil 4.23 : Stator faz akımının değişimi.



Şekil 4.24 : Yük ve motor momenti.

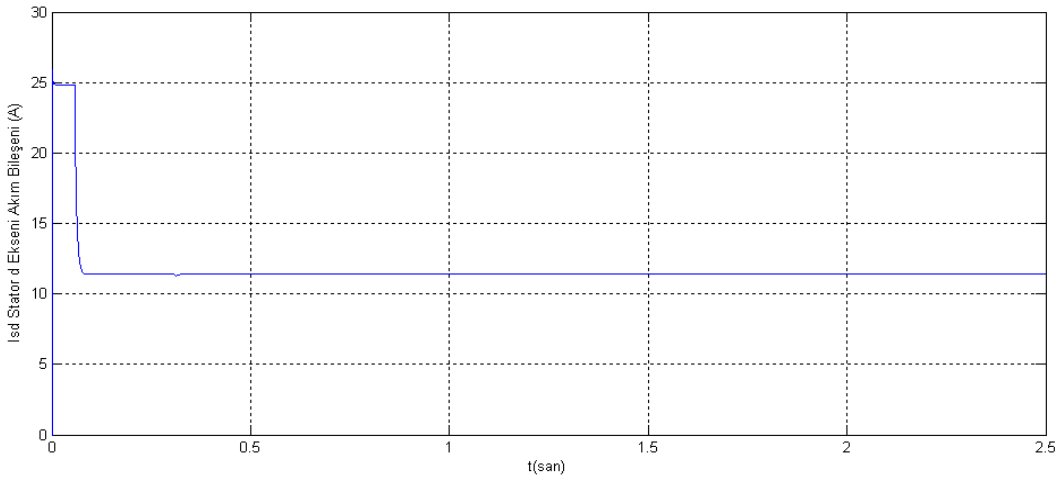


Şekil 4.25 : Hesaplanan moment.



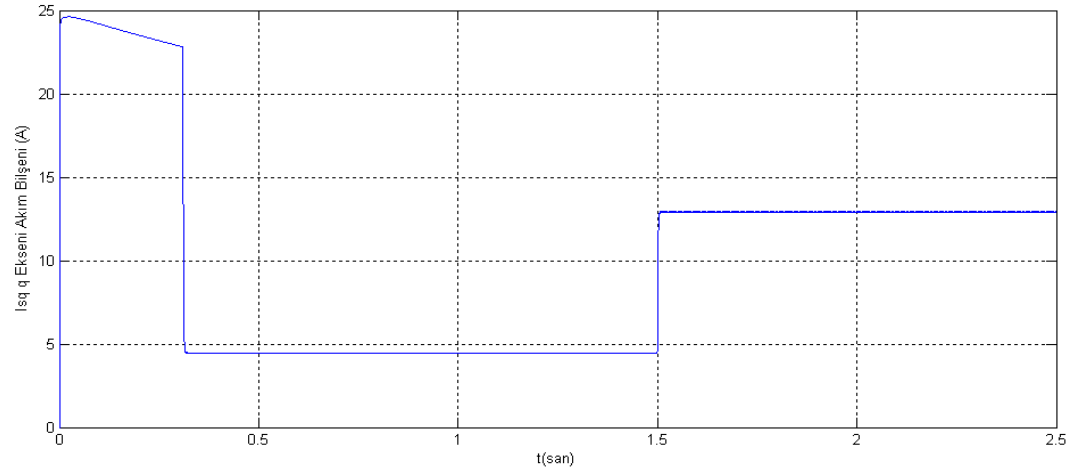
Şekil 4.26 : Sürtünmesiz yük, motor ve gözlemleyici momenti.

Şekil 4.21'de görüldüğü gibi asenkron motorun hızı istenilen referans değerine oturduğu görülmektedir. Bu Şekil 4.22'de verilen hız hatasının yaklaşık sıfır olmasından da anlaşılmaktadır. Şekil 4.23'de gösterildiği gibi stator akımı kalkış anında kısa süreli nominal akım değerini aşmış ani bir yükselme göstermiş fakat sonra 10 A değerine düşmüş, 1.5 saniyeden sonra yük momentinin 15 N değerine çıkarılmasıyla birlikte stator akımı 14 A civarlarına yükselmiştir. Şekil 4.24'e bakıldığında motor momentinin kısa bir süre yük momentini takip etmemiş yüksek bir kalkış momenti üretmiştir ve ayrıca motorun yük momentinden 3 Nm daha fazla moment ürettiği görülmektedir bunun sebebi sürtünme momentinin karşılayabilmek içindir. Şekil 4.25'de hesaplanan moment değeri gösterilmiştir. Hesaplanan moment değeri motorun ürettiği moment değeri ile aynı olduğu görülmektedir. Eğer sürtünme momenti ihmal edilirse Şekil 4.26'da gösterildiği gibi yük momenti, motor momenti ve gözlemleyici momenti aynı değerlerde olacaktır.

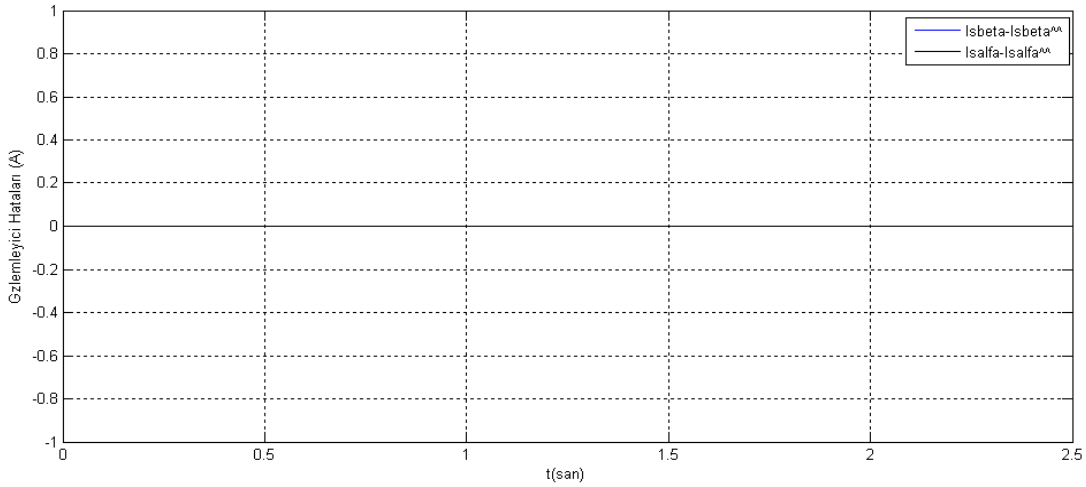


Şekil 4.27 : Stator akımının d ekseni bileşeni.

Şekil 4.27'de görüldüğü gibi Isd d ekseni akım bileşeni akımı belirli bir zaman sonra sabit değere oturmuş Isd akımının sabit tutulması ile motorun rotor akısı sabit tutulmuş ve Şekil 4.28'de gösterilen Isq akımı ile moment değeri kontrol edilmiştir.



Şekil 4.28 : Stator akımının q ekseni bileşeni.



Şekil 4.29 : Gözlemleyici hataları.

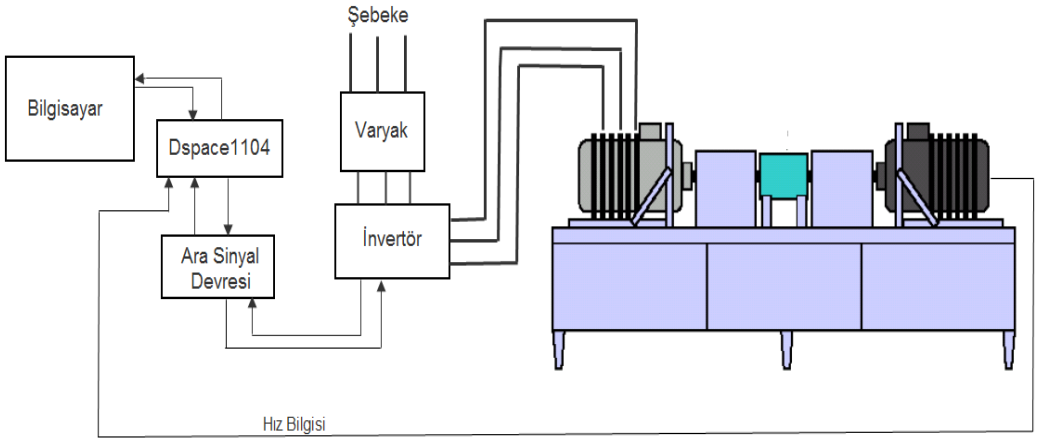
Gözlemleyicinin hesapladığı akım değerleri ile motor akımlarının farkı gözlemleyici hatasını oluşturmaktaydı. Şekil 4.29'da gözlemleyici hatasının sıfır değerinde olduğu görülmektedir. Buradan gözlemlenen değerler ile motor değerlerinin aynı olduğu yorumu yapılabilir.

Burada gözlemleyici tasarımı yapılırken rotor direncinin değişmediğini varsaydık fakat uygulamada rotor direnci değiştiği için gerçekleştirilirken gözlemleyici ile motor değerleri aynı olmayacaktır. Gözlemleyici hatasının önüne geçebilmek için rotor direncinin de gözlemlendiği gözlemleyici modeli kullanılması daha doğru sonuca ulaşmamızı sağlayacaktır.

5. ASENKRON MOTORUN HIZ KONTROL UYGULAMASI

5.1 Giriş

Bu bölümde ikinci bölüm Şekil 2.1'de gösterilen yapıda evirici kullanılarak sincap kafesli 3 kW asenkron motorun kapalı çevrim skalar kontrolü gerçekleştirilmiştir. Şebeke gerilimi eviriciye varyak aracılığı ile verilir. Evirici girişindeki DC gerilim yaklaşık 500 V değerlerinde tutulmuştur. PI tipi kontrolör ve anahtarlama frekansı 6 kHz olan uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ile sürülmüştür. Deney düzeneği Şekil 5.1'de gösterildiği gibidir.



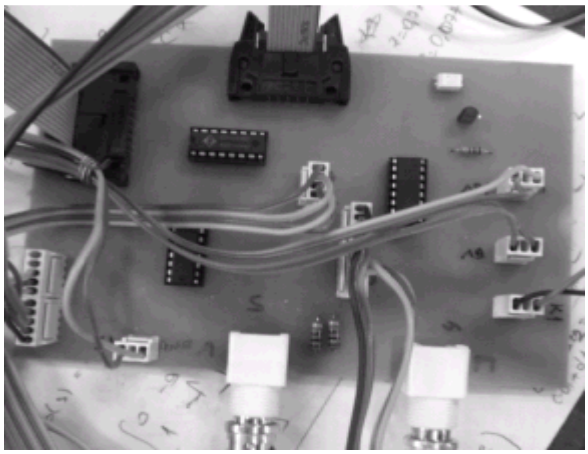
Şekil 5.1 : Asenkron motor deney düzeneği.

5.2 Ara Sinyal Devresi

Eviriciye gönderilen anahtarlama sinyalleri 15 V olmalı ve eviriciden 15 V değerindeki faz hata bilgisi geldiğinde anahtarlama durdurulmalı üç fazlı doğrultucunun çıkışındaki kondansatörler doldurma dirençlerinin yaklaşık 0.5 saniye sonra devreden çıkarılması için röleye 15V gerilim verilmesi gerekmektedir. Ayrıca iki faza ait akım değerleri 1/1000 oranında eviriciden alınabilmektedir. DSP tarafından gelen verilerin alınabilmesi ve gerekli verilerin eviriciye gönderilebilmesi için ara sinyal devresine ihtiyaç vardır.

DSP çıkışındaki 5 V lojik anahtarlama sinyali 4504B entegresi ile 15 V değerine yükseltilir. 15 V değerindeki eviriciden gelen hata sinyalleri 4050B entegresi 5 V değerine indirilir. Dirençleri devreden çıkarmak için DSP'nin çıkışından 5 V lojik işaret ile transistor tetiklenir. Transistor de TLP 521 optokuplörü iletime geçirerek röleyi devreye sokar.

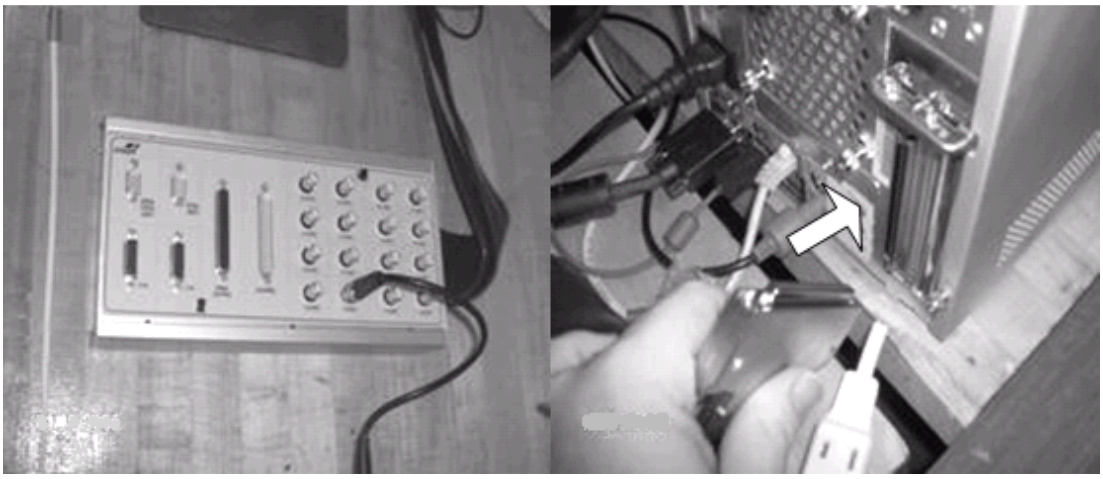
Burada optokuplör kullanılmasının sebebi DSP kontrolörü eviriciden yalıtmak içindir. Eviriciden gelen akım bilgileri 100 Ω'luk dirençlerden geçirilerek gerilim değerine çevrilip DSP'nin analog girişine uygulanır. Tasarlanan ara sinyal devresi Şekil 5.2'de gösterilmiştir.



Şekil 5.2 : Ara sinyal devresi.

5.3 DSPACE 1104 Dijital Sinyal İşlemcisi

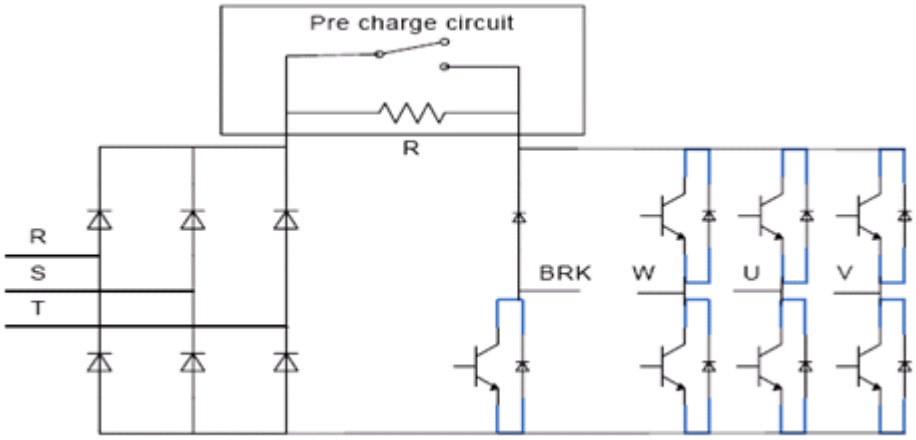
Kontrol algoritmasını DSPACE 1104 DSP'si kullanılarak gerçekleştirilmiştir. DSPACE Matlab/Simulink ortamında çalıştığı için çok kolay gerçekleştirilebilmekte ve Kontrol Ekranı (Control Desk) ile gerçek zamanlı sistemin istenilen kısımları grafiksel, sayısal olarak gözlenebilmekte ve müdahale bilmektedir. DS1104'ün ana işlemcisi olarak 250 MHz hızında MPC8240 kullanılmaktadır. Slave alt sisteminde Texas Instrument firmasının 20 MHz hızındaki TMS320F240 DSP'sini kullanmaktadır. Deney düzeneğinde DS1104'ün slave çıkışı ve akımların okunması için anolog girişleri ve hız bilgisinin okunması için enkoder girişi kullanılmıştır. Şekil 5.3'de giriş çıkış birimi ve bilgisayar kasasındaki DS1104 kartıyla bağlantısı gösterilmiştir.



Şekil 5.3: DS1104 ve bilgisayar bağlantısı.

5.4 Üç Fazlı Evirici

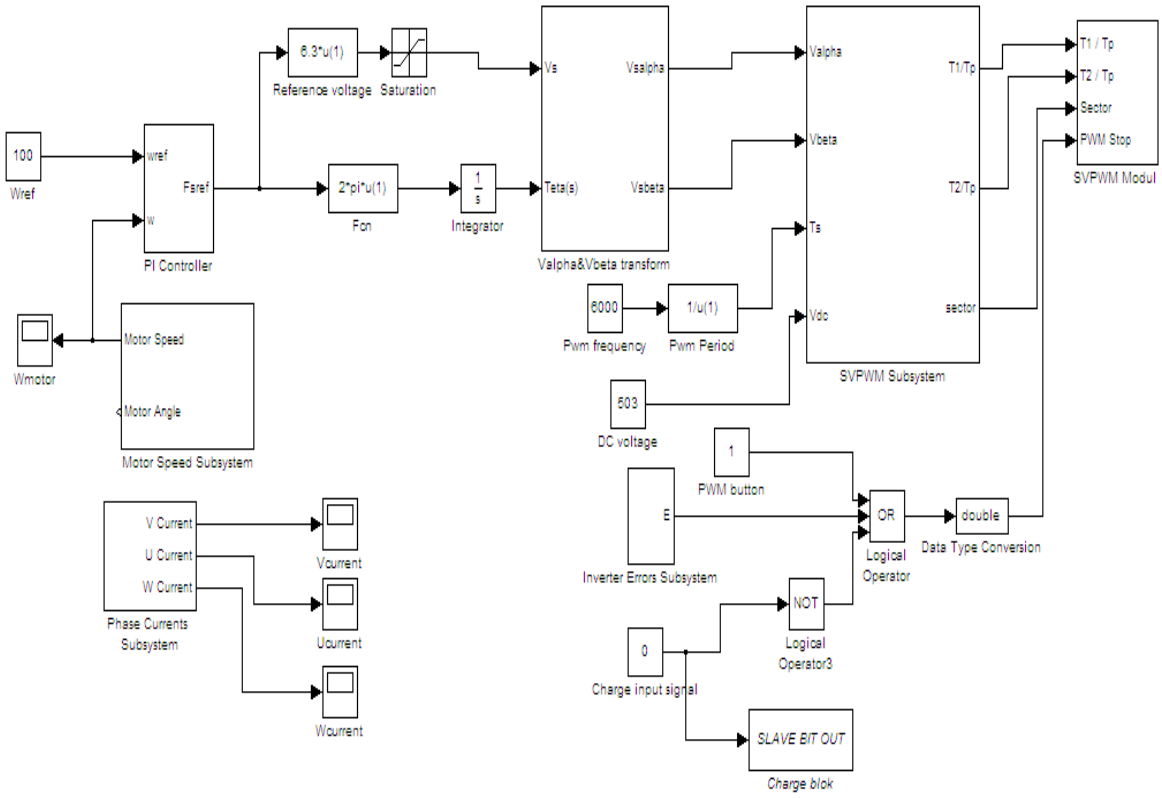
Motoru sürmek için Semikron semistack SKS 21F B6U +E1CIF+B6CI 12V 12 tipi üç fazlı evirici kullanılmıştır. Eviricinin girişindeki üç fazlı doğrultucular şebeke gerilimini doğrultulunca 550 V DC gerilim üretilir. Etkin değer olarak 21 A maksimum akım verebilmekte 15 kHz'e kadar anahtarlama yapabilmesine rağmen tavsiye edilen 10 kHz anahtarlama hızıdır. Donanımsal olarak sürücü kartlarında aynı koldaki iki IGBT arasındaki ölü zamanı 3µs olarak ayarlanmıştır. Fakat kartın üzerinde bulunan JP1 ve JP3 bağlantılarının açıklık kapalılıkları değiştirilerek 0.25 µs, 2 µs, 3 µs, 4 µs olarak ölü zaman değiştirilebilir. Şekil 5.4'de kullanılan üç fazlı evirici yapısı gösterilmiştir.



Şekil 5.4: Semikron semistack-IGBT üç faz evirici [16].

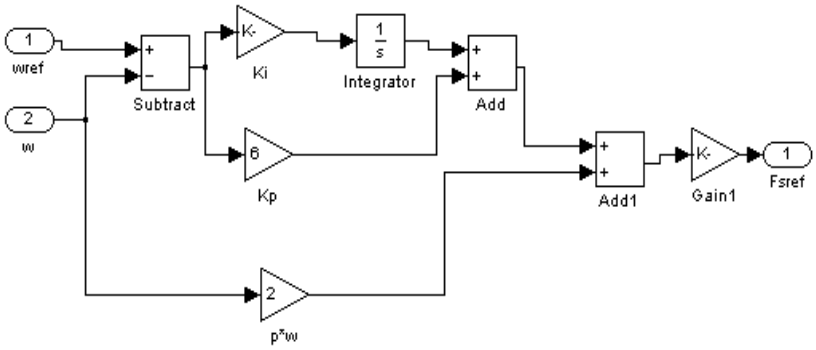
5.5 Asenkron Motor Hız Kontrol Programı

Asenkron motor hız referansı olarak 100 rad/san verilmiştir. Programda uzay vektör darbe genişlik modülasyonu kullanılmıştır. Kondansatör doldurma dirençleri devreden çıkmadan PWM sinyalleri eviriciye iletilmemekte veya motor çalışırken kullanıcı tarafından yanlışlıkla dirençler devreye alınırsa bütün IGBT'ler açık konuma getirilecek ve böylece asenkron motor eviriciden akım çekemeyeceği için dirençlerin yanmasının önüne geçilecektir. Ayrıca herhangi bir fazdan hata bilgisi geldiğinde PWM sinyalleri hemen durdurulmaktadır. Program Şekil 5.5'de gösterilmiştir.



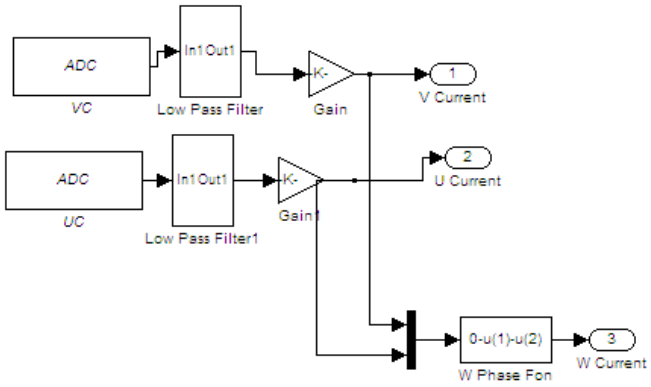
Şekil 5.5 : Asenkron motor hız kontrol programı.

Asenkron motor hız kontrolü için PI tipi kontrolör kullanılmıştır. Şekil 5.6'da kontrolör alt programı gösterilmiştir.



Şekil 5.6 : Kontrolör alt programı.

Eviriciden iki fazın akım bilgisi okunabilmekte dengeli yükte üç fazın akımları toplamı sıfır olduğun için üçüncü faza ait akım buradan bulunabilir. Alınan akım bilgisi ara devreden dolayı gürültülü gelmektedir. Ölçüm hatasını minimize etmek için alçak geçiren filtre kullanılmıştır. Şekil 5.7'de akımların ölçülmesine ait program gösterilmiştir.



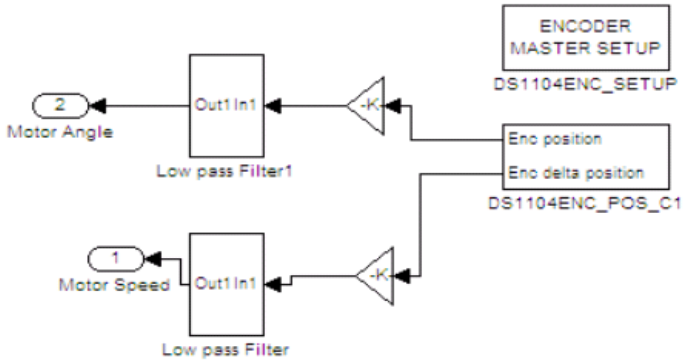
Şekil 5.7 : Akımların ölçülmesine ait alt program.

Enkoderden gelen hız bilgisinin ölçülebilmesi için Şekil 5.8'de verilen program kullanılmıştır. Motor hız bilgisi için Enc delta position çıkışı denklem 5.1'de verilen kazançla çarpılarak motor hızı rad/san biriminde elde edilmiştir. Ayrıca alçak geçiren filtreden geçirilerek ölçme anındaki yüksek frekanslı gürültü filtrelenmektedir. Buradaki $1.6667e-004$ değeri programda kullanılan örnekleme zamanıdır.

$$K=\frac{2*pi}{1024*\ 1.6667e-004} \quad \textbf{(5.1)}$$

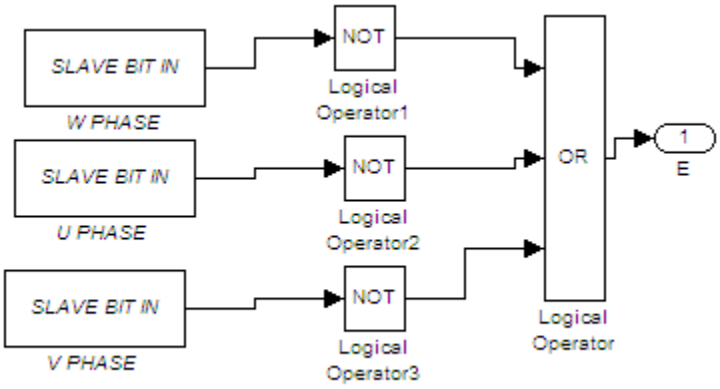
Denklem 5.2'de verilen değerle çarpılarak açı bilgisi radyan olarak elde edilir.

$$K=\frac{2*pi}{1024} \quad \textbf{(5.2)}$$



Şekil 5.8 : Motor hızının ve açısının ölçülmesine ait alt program.

Eviriciden gelen hata sinyalleri hata yoksa kontrolörün girişinde 5 V uygulanmaktadır. Eğer herhangi fazdan birinden hata bilgisi geldiğinde lojik 1 değeri elde edilir. Hata alt programı Şekil 5.9'da gösterilmiştir.

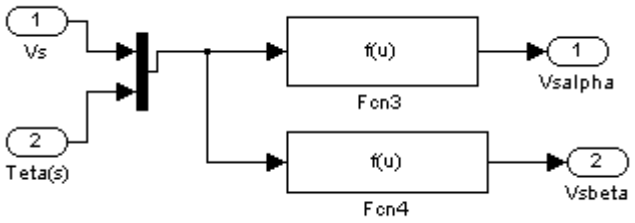


Şekil 5.9 : Faz hatalarının kontrolüne ait alt program.

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunu uygularken sektör hesaplamada ve T_1, T_2 süreleri hesaplanırken referans gerilimini $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ bileşenlerine ayırarak kullandık. Şekil 5.10'da kullanılan program gösterilmiştir.

$$V_{s\beta} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_s \sin\theta_s \quad \textbf{(5.3)}$$

$$V_{s\alpha} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_s \cos\theta_s \quad \textbf{(5.4)}$$



Şekil 5.10 : Referans gerilimini $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ bileşenlerine ayıran alt program.

Sektör hesabı aşağıda verilen algoritmaya göre yapılmaktadır.

$(0<=V_{s\beta})$ && $(V_{s\beta}<= (\sqrt{3}*V_{s\alpha}))$ sektör=1

$V_{s\beta}>\left|\sqrt{3} * V_{s\alpha}\right|$ sektör=2

$(0<V_{s\beta})$ && $(V_{s\beta}<= (-\sqrt{3}*V_{s\alpha}))$ sektör=3

$(0>=V_{s\beta})$ && $(V_{s\beta}>(\sqrt{3}*V_{s\alpha}))$ sektör=4

$V_{s\beta}<= (-\left|\sqrt{3} * V_{s\alpha}\right|)$ sektör=5

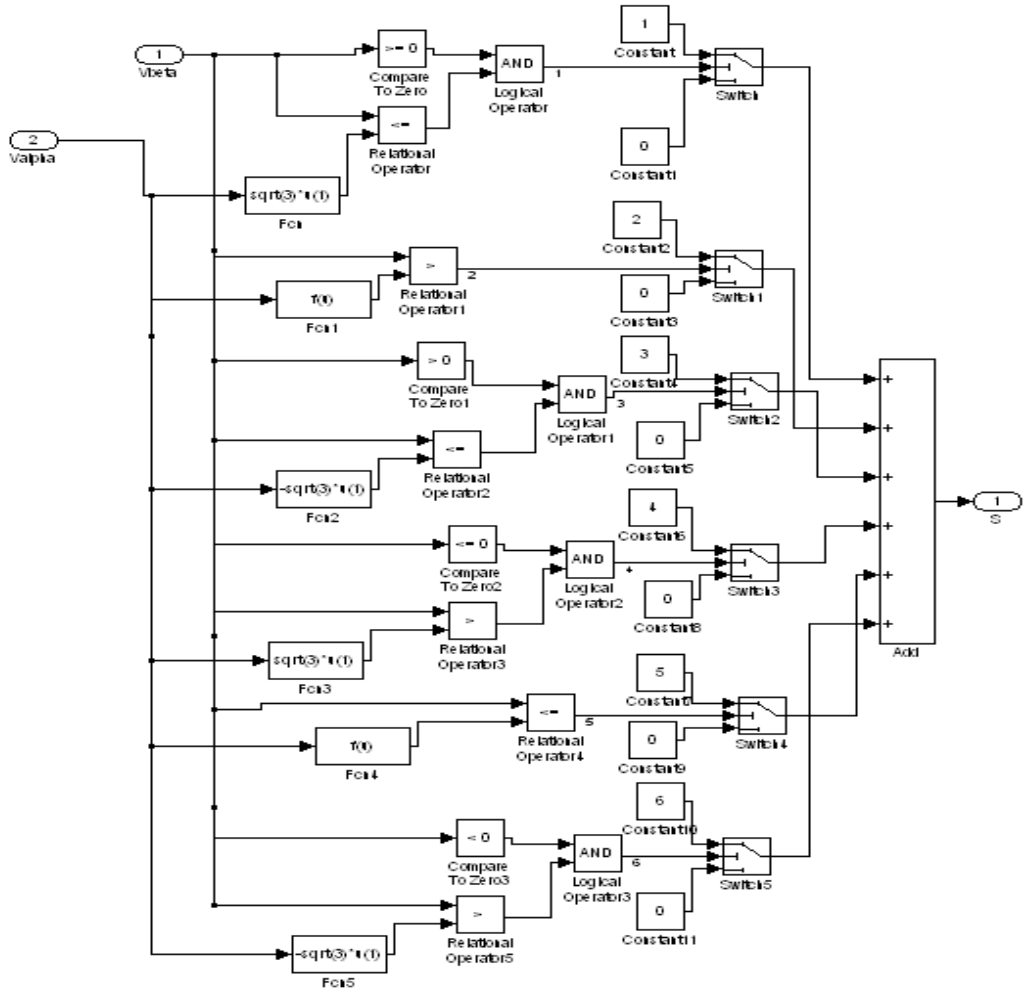
$(0>V_{s\beta})$ && $(V_{s\beta}> (-\sqrt{3}*V_{s\alpha}))$ sektör=6

Sektör hesaplamaya ait alt program Şekil 5.11'de gösterilmiştir.

Üçüncü bölümde denklem 3.25 ve 3.26'da hesaplanan T_1 ve T_2 süreleri $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ bileşenleri cinsinden ifade edilirse

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} * T_s}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{n}{3}\pi\right) * V_{ref} * \cos\alpha - \cos\left(\frac{n}{3}\pi\right) * V_{ref} * \sin\alpha\right)$$

$$= \frac{\sqrt{3}*T_s}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{n}{3}\pi\right) * V_{s\alpha} - \cos\left(\frac{n}{3}\pi\right) * V_{s\beta}\right) \quad \textbf{(5.5)}$$



Şekil 5.11 : Sektör hesaplama alt programı.

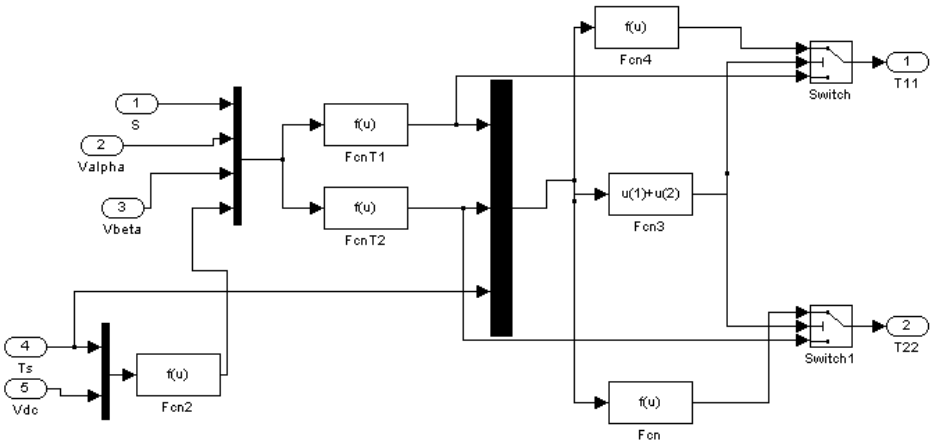
$$T_2 = \frac{\sqrt{3}*T_s}{V_{dc}}\left(-\sin\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) * V_{ref} * \cos\alpha + \cos\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) * V_{ref} * \sin\alpha\right)$$

$$= \frac{\sqrt{3}*T_s}{V_{dc}}\left(-\sin\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) * V_{s\alpha} + \cos\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) * V_{s\beta}\right) \quad \textbf{(5.6)}$$

Eğer $T_1 + T_2 > T_s$

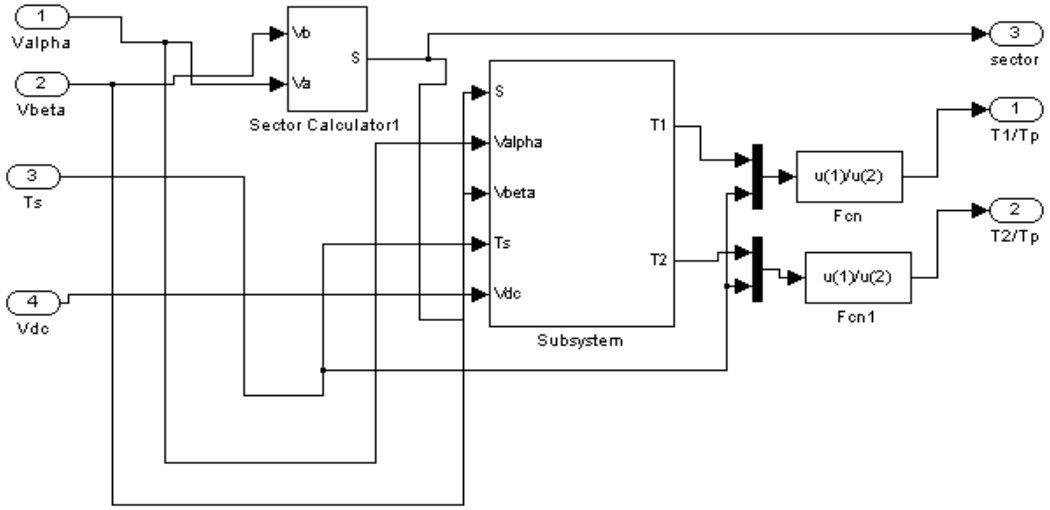
$$T_1 = T_1\left[\frac{T_s}{T_1+T_2}\right],\ T_2 = T_2\left[\frac{T_s}{T_1+T_2}\right] \quad \textbf{(5.7)}$$

Şekil 5.12'de T_1 ve T_2 sürelerinin hesaplanmasına ait program gösterilmiştir.



Şekil 5.12 : T_1 ve T_2 sürelerini hesaplama alt programı.

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu programının tamamı Şekil 5.13'de gösterildiği gibidir.



Şekil 5.13 : Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu programı.

Gerçekleştirilen programa asenkron motor çalışırken müdahale edebilmek ve gerekli verilerin takibi için tasarlanan Kontrol Ekranı (Control Desk) Şekil5.14'de gösterilmiştir. Burada PWM'i başlatma, durdurma butonu ve eviriciden gelen fazlara ait durumlar, PWM frekansı ve eviricinin DC bara gerilimi görülmektedir. Kondansatör doldurma dirençlerini devreden çıkarıldıysa "charge signal value" (şarj sinyal değeri) 1 değerini alır. "On/off" (Açma/Kapama) butonuyla devreden çıkarılabilmektedir. Eğer devreden çıkarılmadıysa PWM butonu aktif hale gelmeyecektir.

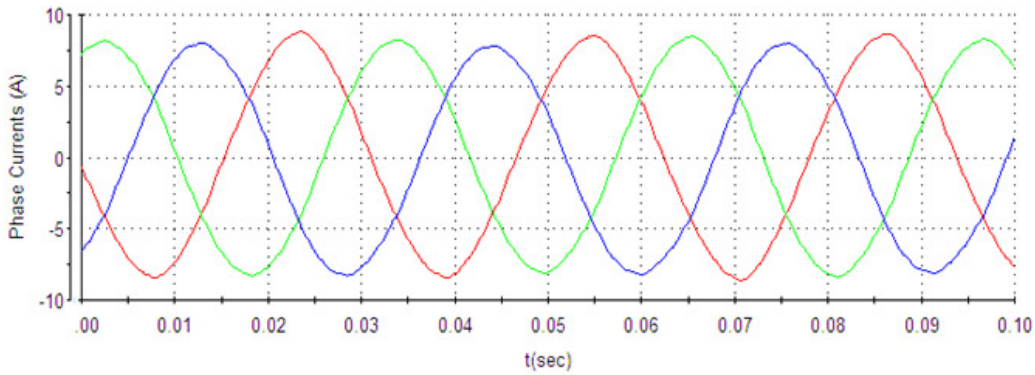
Asenkron motorun hızı ve her bir faza ait akımlar grafiksel olarak gözlenebilmektedir. Kullanıcı Referans hız değerin istediği gibi artırıp azaltabilmektedir.



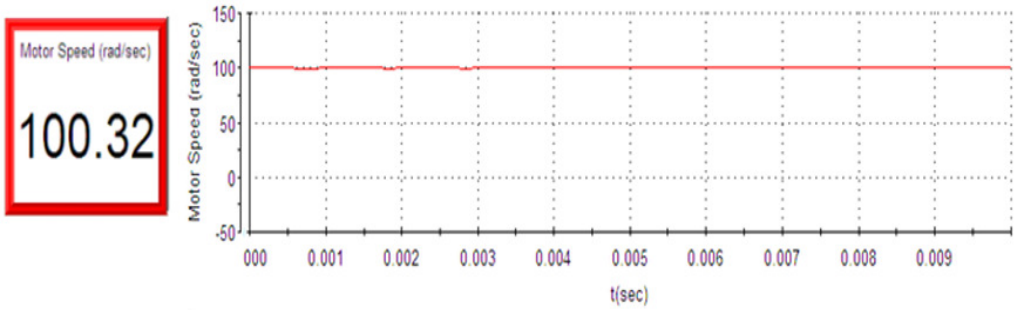
Şekil 5.14 : Kontrol ekranı (Control desk).

5.6 Deney Sonuçları

Asenkron motor yüksüz durumda 100 rad/san hızda çalıştırılmış ve PI katsayıları Kp=6, Ki=0.002 alınmıştır. Şekil 5.15'de motorun sürekli durumda her bir faza ait akım değerleri ve Şekil 5.16'da enkoderden gelen hız bilgisi gösterilmiştir.



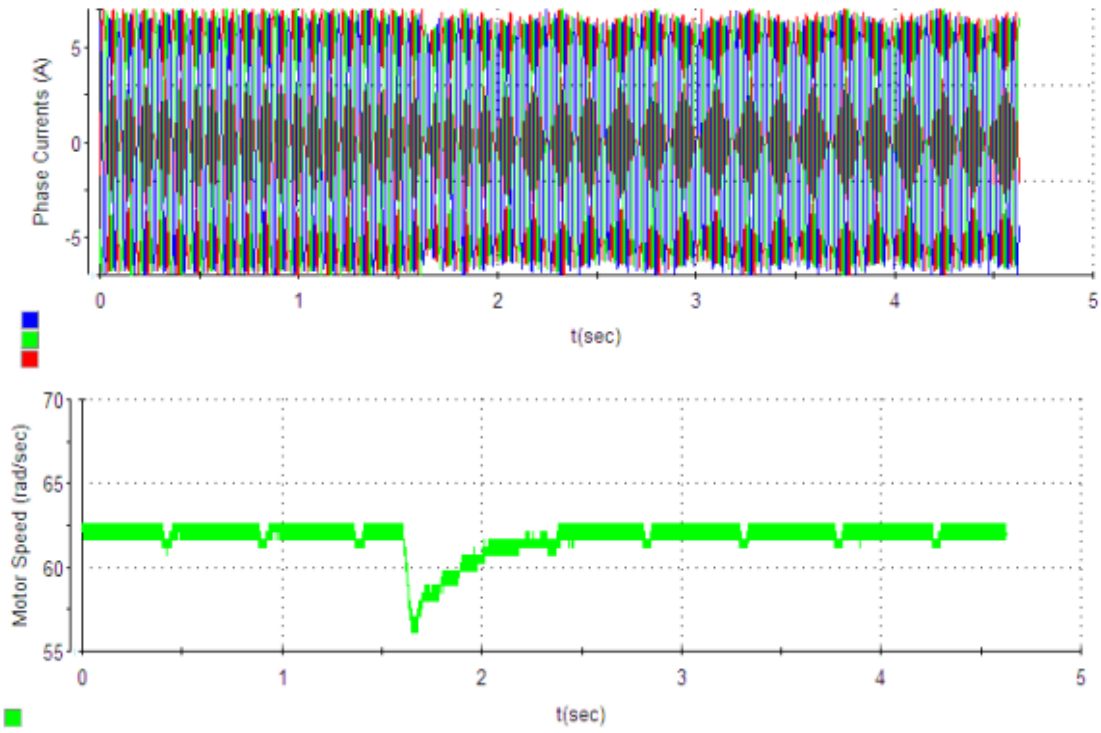
Şekil 5.15 : Yüksüz durumda ölçülen stator faz akımları.



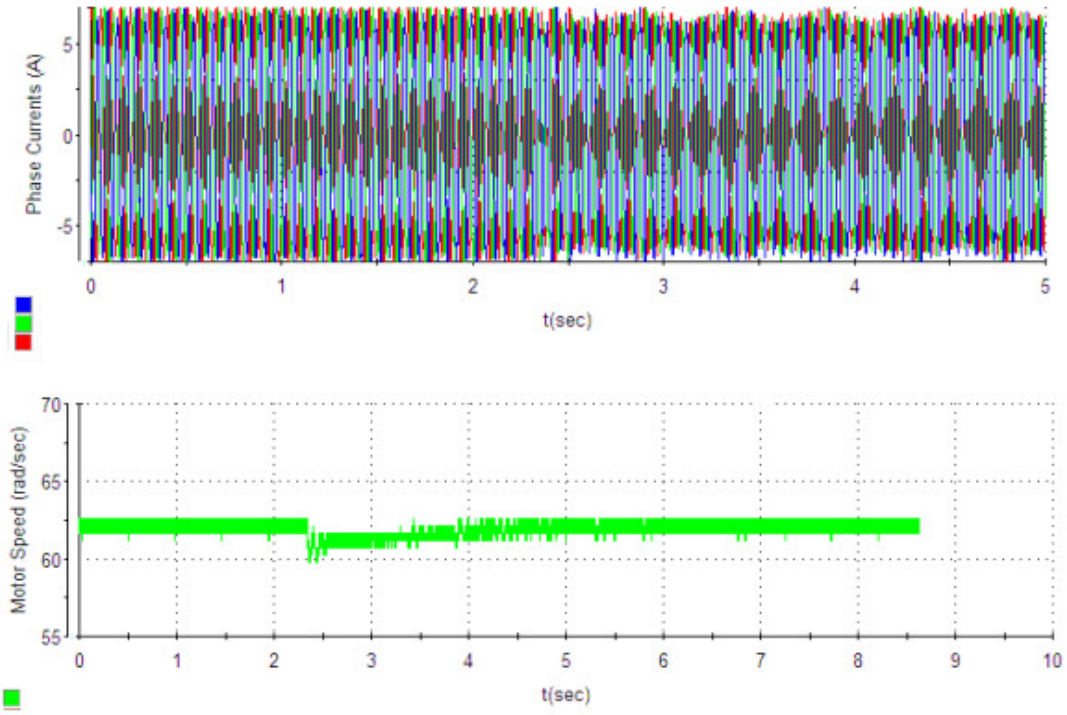
Şekil 5.16 : Yüksüz durumda asenkron motorun hız değişimi.

Referans hız değeri 100 rad/san olmasına rağmen motor hız 99.60 rad/san ile 100.32 rad/san arasında değişmektedir. Enkoderden gelen hız bilgisinin hatasını azaltmak için alçak geçiren filtre kullanılmıştır. Alınan akım bilgilerinin doğrulu için asenkron motorun bir fazına ampermetre bağlanarak kontrol edilmiş akım bilgisinin tam doğrulukta alındığı gözlemlenmiştir.

Asenkron motor yüklü durumda 62 rad/san hızında PI tipi kontrolörün değişik Kp ve Ki değerlerine göre alınan sonuçlar aşağıda gösterilmiştir. Kp=1 ve Ki=4 değeri için Şekil 5.17'de asenkron motorun hız değişimi ve ölçülen stator faz akımları görülmektedir.

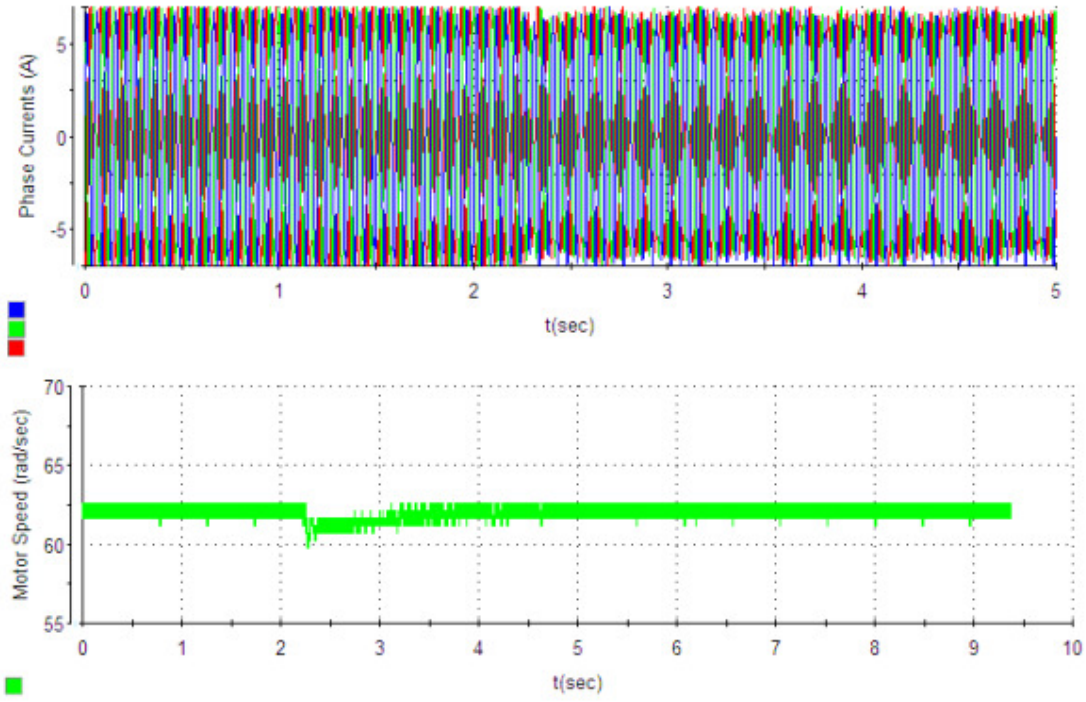


Şekil 5.17 : Kp=1 ve Ki=4 için hız değişimi ve ölçülen stator faz akımları.



Şekil 5.18 : Kp=5 ve Ki=4 için hız değişimi ve ölçülen stator faz akımları.

Kp=5 ve Ki=4 değeri için Şekil 5.18'de asenkron motorun hız değişimi ve ölçülen stator faz akımları görülmektedir.



Şekil 5.19 : Kp=5 ve Ki=6 hız değişimi ve ölçülen stator faz akımları.

Kp=5 ve Ki=6 değeri için Şekil 5.19'de asenkron motorun hız değişimi ve ölçülen stator faz akımları görülmektedir.

Asenkron motor yüklü durumdayken Şekil 5.17 ve Şekil 5.18'e bakıldığında PI tipi kontrolörün integral katsayısı Ki değeri sabit tutulara oransal katsayısı Kp değeri artırıldığında aşım azalmaktadır. Şekil 5.18 ve Şekil 5.19'a bakıldığında PI tipi kontrolörün oransal katsayısı Kp değeri sabit tutularak integral katsayısı Ki değeri artırıldığında sürekli hal hatasının daha hızlı bir şekilde azaltılarak asenkron motor istenen hız değerine ulaşmaktadır.

6. SONUÇ

Bu tezde asenkron motor kontrol yöntemleri ve sürücü sistemleri incelenmiştir. Kontrol yöntemlerinden skalar kontrol yöntemini üzerinde durulmuş bu kontrol yönteminde sürekli rejimde moment kontrolünün yeterli olduğu hız kontrol uygulamalarında kullanılırken geçici rejimde moment kontrolünün önemli olduğu uygulamalarda vektör kontrol yöntemine ihtiyaç duyulmaktadır. Rotor akı oryantasyonlu vektör kontrol yönteminde rotor akısının ölçülebilmesi için asenkron motorun statoruna özel sargılar yerleştirilmesi gerekmektedir bu pahalı ve zor olması sebebiyle asenkron motorun ölçülebilen büyüklülerini kullanarak gözlemleyici vasıtasıyla rotor akısı hesaplanabilmektedir. Gözlemleyici modelini oluştururken asenkron motorun matematiksel modelinden yararlanılmaktadır. Fakat özellikle asenkron motorun rotor direncinin ve indüktansının değişken olması gözlemleyicinin hesapladığı değerlerin hatalı olmasına sebep olacaktır. Bunun önüne geçebilmek için motor parametrelerinin de değişiminin algılandığı adaptif yöntemlere başvurmak daha dayanıklı bir gözlemleyici tasarımı için gereklidir. Ayrıca motor kontrol yöntemlerinde kullanılan darbe genişlik modülasyon yöntemlerinde ayrıntılı olarak incelenmiş özellikle uzay vektör darbe genişlik modülasyonun üzerinde durulmuştur. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyon yöntemiyle karşılaştırıldığında daha az harmonik içeriğe sahip olması ve doğrusal bölgede sinüzoidal modülasyon yönteminde çıkış gerilimi belirli değerlerde kalırken uzay vektör darbe genişlik modülasyonunda çıkış gerilimi daha yüksek değerlere ulaşmaktadır. Üçüncü harmonik ilaveli darbe genişlik modülasyonu uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ile aynı harmonik içeriğine sahip olması ve çıkış geriliminin de aynı değerlere olmasına rağmen uzay vektör darbe genişlik modülasyonu sürekli bir hesaplama yaptığı için üçüncü harmonik ilaveli darbe genişlik yöntemine göre daha çok tercih edilmektedir.

Asenkron motorun skalar kontrolü uzay vektör darbe genişlik modülasyonu kullanarak Matlab/Simulink ortamında geçekleştirilmiş simülasyon sonuçları gösterilmiştir. Ayrıca gözlemleyici hatasından çalışan Luenberger gözlemleyicisi kullanılarak rotor akı oryantasyonlu vektör kontrol yönteminin Matlab/Simulink ortamında simülasyonları yapılarak sonuçları incelenmiştir. Pratik çalışmada gerekli olan donanımsal alt yapı hazırlandıktan sonra asenkron motorun kapalı çevrim skalar kontrolü gerçekleştirilmiştir. Gerçek zamanlı olarak asenkron motorun stator akımları ve hızı ölçülmüş kontrol ekranında gösterilmiştir. Yüksüz durumda asenkron motor 100 rad/san referans hızda çalıştırılmış yaklaşık istenilen hız değerine oturduğu gözlenmiştir. Ayrıca asenkron motor yük altında 62 rad/san referans hızda PI katsayıları değiştirilerek çalıştırılmış Kp katsayısının aşımı Ki katsayısının istenilen hız değerine oturma süresini etkilediği gözlemlenmiştir.

KAYNAKLAR

[1] **Gan, D.,** 2005**:** Sensorless and efficiency optimized induction machine control with associated converter pwm modulation schemes Phd Thesis, Tennessee Technological University.

[2] **Pfaff, G., Weschta A., and Wick A.,** 1984: Design and experimental results of a brushless ac servo drive, *IEEE Transactions on Industry Application,* IA-20, pp.814-821.

[3] **Houldsworth J. A., and Grant D. A.,** 1988: The use of harmonic distortion to increase the output voltage of the three phase PWM, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 24 , pp. 142-150.

[4] **Xu X., and Novontny D. W.,** 1988: Implementation of direct stator flux orientation control on a versatile DSP based system, *IEEE Transaction on Industry Applications,* vol. 27, no. 4, pp. 694-700.

[5] **Harnefors L.,** 2001: Design and analysis of general rotor-flux oriented vector control systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, pp. 383-389, April.

[6] **Holtz J.,** 1995: The Representation of AC Machine Dynamics by Complex Signal Flow Graphs," *IEEE Trans. Ind. Elect.,* Vol 42, No. 3, June, pp. 263 – 271.

[7] **Filippich M.,** 2002: Digital Control of a Three Phase Induction Motor Msc Thesis, The University of Queensland October.

[8] **Sarıoğlu, M. K., Gökaşan, M., and Boğasyan, S.,** 2003: *Asenkron Makinalar ve Kontrolü,* Birsel Yayınevi İstanbul.

[9] **Holmes D. G., and Lipo T. A.,** 2003: *Pulse Width Modulation of Power Converter,* A John Wiley & Sons, Inc., Publication.

[10] **Çelik, H.,** 2004: Uzay Vektör PWM ile 3 Fazlı Asenkron Motorun Hız Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, F.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Elazığ.

[11] <*http://dspace.vidyanidhi.org.in:8080/dspace/bitstream/2009/2632/3/UOM-1997-1072-2.pdf* >, alındığı tarih 21.04.2010.

[12] **Schaltz, E., Sundvall, J., Vaerens, M. C. P., Ofeigsson, T., Swierczynski, M.,:** 2007 Dynamic Control an Electrical Truck Motor Semester Project Institute of Energy Technology Aalborg University .

[13] **Kocalmış, A.,** 2005: Uzay Vektör PWM ile Çok Seviyeli İnverterin Modellenmesi ve Benzetimi , Yüksek Lisans Tezi, F.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Elazığ.

[14] <*http://www.ece.osu.edu/ems/PowerConverter/SpaceVector_PWM_Inverter .pdf* >, alındığı tarih 21.04.2010.

[15] **Ertan H. B., Üçtuğ M. Y., Colyer R., and Consoli A.,** 1994: *Modern Electrical Drives.*

[16] Semikron, Power electronics systems SKS 21F B6U + E1CIF + B6CI 12 V12 March 2008.

EKLER

EK A.1 : Simülasyonda kullanılan asenkron motorun parametreleri
EK A.2 : Uygulamada kullanılan asenkron motorun parametreleri
EK A.3 : Ara sinyal devresinin şematik gösterimi

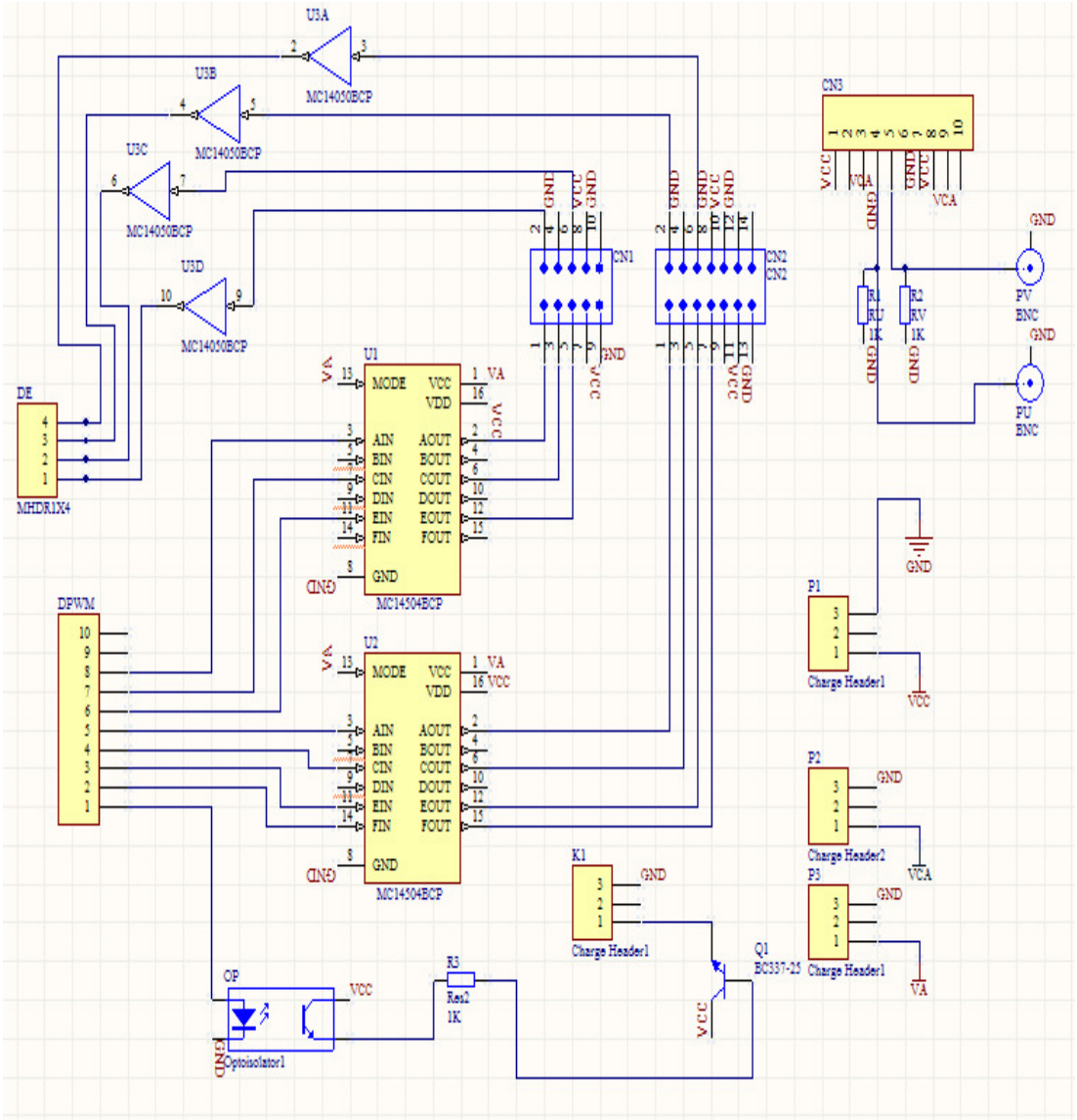
EK A.1

U_{SN} (Faz arası)	:	380 V
I_{SN}	:	15 A
P_M	:	6000 W
F_{SN}	:	50 Hz
P (Kutup çifti)	:	2
Stator Direnci	:	0.435 Ohm
Rotor Direnci	:	0.816 Ohm
Stator kaçak indüktansı	:	3 mH
Rotor kaçak indüktansı	:	2 mH
Ortak indüktans	:	80.31 mH
Eylemsizlik Momenti (J)	:	0.1 kg m^2
Sürtünme Momenti	:	0.03 Nm.s/rad

EK A.2

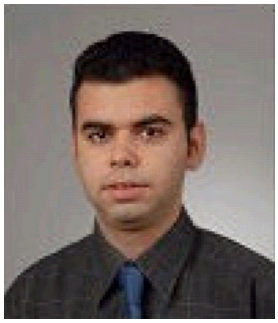
U_{SN} (Faz arası)	:	380 V
I_{SN}	:	6.9 A
P_M	:	3000 W
F_{SN}	:	50 Hz
P (Kutup çifti)	:	2
Stator Direnci:	:	2.283 Ohm
Rotor Direnci:	:	2.133 Ohm
Stator kaçak indüktansı	:	0.23 H
Rotor kaçak indüktansı	:	0. 23 H
Ortak indüktans	:	0.22 H
Eylemsizlik Momenti (J)	:	0.005 kg m^2
Sürtünme Momenti	:	0.001 Nm.s/rad

EK A.3



Şekil A.3 : Altium designer programında çizilen ara sinyal devresinin şematiği.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Metin BOYLU

Doğum Yeri ve Tarihi: Ödemiş, 05.01.1984

Adres: Süleyman Demirel Mahallesi Efe konut B/7 D-1 35750 Ödemiş-İzmir

Lisans Üniversite: Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği 2008