

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ŞEBEKE BAĞLANTILI ÇOK SEVİYELİ İNVERTERLER İÇİN YENİ BİR
MODÜLASYON TEKNİĞİNİN GELİŞTİRİLMESİ VE UYGULANMASI**

MUSTAFA CEM ÖZKILIÇ

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNALARI VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI**

**DANIŞMAN
DR. ÖĞRETİM ÜYESİ A. HÜLYA OBDAN**

İSTANBUL, 2018

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ŞEBEKE BAĞLANTILI ÇOK SEVİYELİ İNVERTERLER İÇİN YENİ BİR
MODÜLASYON TEKNİĞİNİN GELİŞTİRİLMESİ VE UYGULANMASI**

Mustafa Cem ÖZKILIÇ tarafından hazırlanan tez çalışması 29.03.2018 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Dr. Öğretim Üyesi A. Hülya OBDAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Dr. Öğretim Üyesi A. Hülya OBDAN
Yıldız Teknik Üniversitesi



Doç. Dr. A. Faruk BAKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi



Prof. Dr. Abdulkadir BALIKÇI
Gebze Teknik Üniversitesi



Prof. Dr. Ece Olcay GÜNEŞ
İstanbul Teknik Üniversitesi



Doç. Dr. K. Nur BEKİROĞLU
Yıldız Teknik Üniversitesi





Bu çalışma, Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğü'nün 2013-04-02-DOP02 ve 2013-04-02-KAP01 numaralı projeleri ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasında ve akademik hayatımın her aşamasında benden yardımını hiç bir zaman esirgemeyen, destek ve teşviklerini her zaman şükranla anacağım, danışman hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. A. Hülya OBDAN'a teşekkürlerimi borç bilirim.

Yine tez çalışması süresince kendisinden destek gördüğüm hocalarım Doç. Dr. Nur BEKİROĞLU'na ve Yrd. Doç. Dr. Selin ÖZÇİRA'ya, arkadaşım Dr. Ali AĞÇAL'a değerli katkıları için teşekkür ederim.

Öğrenim hayatım boyunca her zaman maddi ve manevi destekleri ile yanımda olan ve çalışmalarım sırasında bana gösterdikleri sabır ve desteklerinden dolayı sevgili anneme ve sevgili babama teşekkürü bir borç bilirim.

Mart, 2018

Mustafa Cem ÖZKILIÇ

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	ix
KISALTMA LİSTESİ.....	xi
ŞEKİL LİSTESİ.....	xiii
ÇİZELGE LİSTESİ	xix
ÖZET	xxi
ABSTRACT.....	xxiii
BÖLÜM 1	
GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	2
1.2 Tezin Amacı	7
1.3 Orijinal Katkı.....	8
BÖLÜM 2	
ŞEBEKE BAĞLANTILI SİSTEMLER.....	10
2.1 Şebeke Bağlantılı Sistemlerin Sınıflandırılması	10
2.1.1 Şebekeden Güç Aktarımı Yapılmasını Sağlayan Sistemler	11
2.1.2 Şebekeye Güç Aktarımı Yapılmasını Sağlayan Sistemler.....	13
BÖLÜM 3	
ÜÇ SEVİYELİ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER	16
3.1 Üç Seviyeli Dönüştürücü Topolojileri	16
3.1.1 MNPC (T-NPC) Topoloji	16
3.1.2 NPC Topoloji.....	17
3.1.3 NPC ve MNPCTopolojilerin Karşılaştırılması	18
3.2 Üç Seviyeli Topolojinin İki Seviyeli Topolojiye Göre Avantajı	21
BÖLÜM 4	

UZAY VEKTÖR MODÜLASYONU	25
4.1 SVPWM Tekniği ile PWM Elde Edilmesi.....	27
4.2 SVPWM ve Sinuzoidal PWM Yöntemlerinin Karşılaştırılması	30
4.3 Sürekli ve Süreksiz PWM Yöntemleri	30
4.3.1 SVPWM Metodunun Üç Seviyeli Dönüştürücüye Uygulanması	33
4.4 Çok Seviyeli Dönüştürücüler İçin Basit İki Seviyeli Uzay Vektör Modülasyonu Uygulamasına Yönelik Yöntemler	34
4.4.1 Yöntem 1	35
4.4.2 Yöntem 2	38
4.4.3 Yöntem 3	40
4.4.4 Yöntem 4	44
4.4.5 Yöntem 5	45
4.4.6 Yöntem 6	48
4.4.7 Yöntem 7	50
4.4.8 Yöntem 8	52
4.4.9 Yöntem 9	54
4.4.10 Yöntem 10	56
4.4.11 Yöntem 11	59
4.4.12 Yöntem 12	62
4.4.13 Yöntem 13	64
4.4.14 Yöntem 14	67
 BÖLÜM 5	
SVPWM YÖNTEMİNİN İKİ SEVİYELİ ŞEBEKE BAĞLANTILI DÖNÜŞTÜCÜLERE UYGULANMASI.....	69
5.1 İki Seviyeli Şebeke Bağlantılı Dönüştürücünün Benzetimi.....	69
5.1.1 Faz Kilitlemeli Çevrim Algoritmasının Seçimi ve Uygulanması.....	69
5.1.1.1 Senkron Referans Eksen PLL Yöntemi	70
5.1.1.2 Çoklu Referans Eksen PLL'in SIMULINK Benzetimi	73
5.1.1.3 Mikrokontrolör Tabanlı PLL Uygulaması İçin Tasarım Kriterlerinin Belirlenmesi	73
5.1.1.4 Alçak Geçiren Filtre Tasarımı	76
5.1.1.5 Çoklu Referans Eksen PLL'in Sabit Noktalı Aritmetik Kullanılarak Benzetimi	78
5.1.2 İki Seviyeli Şebeke Bağlantılı Dönüştürücünün Kapalı Çevrim Benzetimi	80
5.1.2.1 Kontrol Stratejisi.....	82
5.1.2.2 SVPWM'in Elde Edilmesi	85
5.1.2.3 Durum Diyagramında Sektörün Bulunması	86
5.1.2.4 Gerilim Vektörü İçin Görev Sürelerinin Hesaplanması	86
5.1.2.5 Benzetim İçin Blokların Hazırlanması	90
5.1.2.6 Benzetim Sonuçları	94
5.2 İki Seviyeli Şebeke Bağlantılı Dönüştürücünün Tasarımı ve Uygulama Devrelerinin Gerçekleştirilmesi	95

5.2.1 İki Seviyeli Topoloji için Modül Seçimi ve Arayüz Kartının Tasarlanması	96
5.2.1.1 Güç Modülü - PM50RL1A120	96
5.2.1.2 IPM Arayüz Kartının Tasarlanması	96
5.2.1.3 Faz Akımlarının Algılanması	98
5.2.1.4 IPM Arayüz Kartı PCB tasarımı	100
5.2.2 Kontrol PCB'sinin Tasarımı	102
5.2.3 Mikrokontrolör PCB'sinin Tasarımı	105
5.2.4 DC Bara Hattının Tasarlanması.....	105
5.2.5 Mikrokontrolör Tabanlı PLL Uygulaması İçin Devre Tasarımı	107
5.2.5.1 Ölçüm Sonuçlarının İncelenmesi İçin Yapılan Ön Çalışma	109
5.2.5.2 Senkron Referans Eksenli PLL Uygulaması	109
5.2.5.3 Alçak Geçiren Filtre Uygulaması	113
5.2.5.4 Çoklu Referans PLL'in 16 Bit Mikrokontrolör ile Uygulaması	115
5.2.6 Güç Kaynağı Devresinin Tasarlanması.....	117
5.2.7 İki Seviyeli Şebeke Bağlantılı Dönüştürücünün Uygulama Devresinden Elde Edilen Sonuçlar	122
5.2.7.1 Açık Çevrim SVPWM Sinyalinin Kontrolü	122
5.2.7.2 Sistemin Kurulumu ve Devrenin Çalıştırılması	122

BÖLÜM 6

ÇOK SEVİYELİ DÖNÜŞTÜRÜLER İÇİN GENELLEŞTİRİLMİŞ YENİ BİR SVPWM YÖNTEMİNİN GELİŞTİRİLMESİ

6.1 Geliştirilen Yöntem ile Çok Seviyeli Uzak Vektör Diyagramında Referans Vektörün Uç Noktasının Bulunması.....	127
6.1.1 Çok Seviyeli Uzak Vektör Diyagramının Oluşturulması	127
6.1.2 Referans Vektörün Uç Noktasının Bulunması	129
6.1.3 Referans Vektör İçin Sürelerin Hesaplanması	132

BÖLÜM 7

GELİŞTİRİLEN YENİ SVPWM YÖNTEMİ İLE ÜÇ SEVİYELİ ŞEBEKE BAĞLANTILI DÖNÜŞTÜRÜCÜ UYGULAMA DEVRESİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

7.1 Üç Seviyeli Şebeke Bağlantılı Dönüştürücünün Benzetimi	145
7.1.1 Üç Seviyeli Şebeke Bağlantılı Dönüştürücünün Kapalı Çevrim Benzetimi	145
7.1.1.1 Üç Seviyeli SVPWM'in Elde Edilmesi	146
7.1.1.2 Üç Seviyeli Dönüştürücünün Nötr Nokta Gerilimi Dengesinin Sağlanması	150
7.1.2 Geliştirilen Yöntem İçin Benzetim Sonuçlarının Elde Edilmesi	168
7.1.2.1 Benzetim İçin Blokların Hazırlanması	168
7.1.2.2 Benzetim Sonuçları	169
7.2 Üç Seviyeli Şebeke Bağlantılı Dönüştürücünün Tasarımı ve Uygulama Devrelerinin Gerçekleştirilmesi	173
7.2.1 Modül Seçimi ve Arayüz Kartının Tasarlanması	173
7.2.1.1 Güç Modülü – 10-FZ12NMA040SH-M267F.....	173

7.2.1.2	IGBT Modül Sürücü Kartının Tasarlanması	174
7.2.1.3	IGBT Modül Sürücü Kartı PCB tasarımı	176
7.2.2	DC Baranın Tasarlanması	178
7.2.3	Üç Seviyeli Şebeke Bağlantılı Dönüştürücünün Uygulama Devresinden Elde Edilen Sonuçlar	179
7.2.3.1	Açık Çevrim SVPWM Sinyalinin Kontrolü	179
7.2.3.2	Sistemin Kurulumu ve Devrenin Çalışması.....	180
 BÖLÜM 8		
SONUÇLAR VE ÖNERİLER		186
KAYNAKLAR.....		189
ÖZGEÇMİŞ		195



SİMGE LİSTESİ

T_{on}	IGBT iletimde kalma süresi
f_c	Anahtarlama frekansı
D	IGBT bağlı iletim oranı
SS	İletim kayıpları (Steady State Loss)
SW	Anahtarlama kayıpları (Switching Loss)
V_{an}	A faz gerilimi
V_{bn}	B faz gerilimi
V_{cn}	C faz gerilimi
i_a	A faz akımı
i_b	B faz akımı
i_c	C faz akımı
V_{dc}	DC hat gerilimi
V_α	α ekseni gerilimi
V_β	β ekseni gerilimi
V_x	Uzay vektör diyagramında sektör x eksen gerilimi vektörü
V_y	Uzay vektör diyagramında sektör y eksen gerilimi vektörü
V_z	Uzay vektör diyagramında sıfır gerilim vektörü
V_r	Uzay vektör diyagramında referans vektör ifadesi
t_x	V_x durum vektörü süresi
t_y	V_y durum vektörü süresi
t_z	Sıfır vektör süresi
T_c	Anahtarlama periyodu
M	Modülasyon indeksi
d_{ap}	Sanal vektör için P durum bağlı süresi
d_{an}	Sanal vektör için N durum bağlı süresi
D_{a1}	Sıfır vektör süresi eklenmemiş A fazı IGBT bağlı iletim süresi
D_{b1}	Sıfır vektör süresi eklenmemiş B fazı IGBT bağlı iletim süresi
D_{c1}	Sıfır vektör süresi eklenmemiş C fazı IGBT bağlı iletim süresi
D_{z1}	Sıfır vektör için IGBT bağlı iletim süresi
D_a	A fazı IGBT bağlı iletim süresi
D_b	B fazı IGBT bağlı iletim süresi
D_c	C fazı IGBT bağlı iletim süresi
ω_{dqPLL}	d-q ekseni PLL açılma hızı
ω_{nom}	Şebeke nominal frekansının açılma hızı
V_p	Şebeke gerilimin pozitif bileşeni

V_n	Şebeke gerilimin negatif bileşeni
V_h	Şebeke gerilimin harmonik bileşeni
θ_l	Şebeke faz açısı
θ_{p1}	Şebeke geriliminin pozitif bileşen faz açısı
θ_{n1}	Şebeke geriliminin negatif bileşen faz açısı
θ_r	PLL için referans alınan dönüş faz açısı
θ_e	Eksen dönüşümü için kullanılan faz açısı
L	Endüktans
C	Kapasite
R	Direnç
Q	Elektriksel yük
v_i	Alçak geçiren filtre giriş gerilimi
v_o	Alçak geçiren filtre çıkış gerilimi
∇V_o	Alçak geçiren filtre çıkış gerilimi değişimi
∇T	Alçak geçiren filtre çıkış gerilimi örnekleme süresi
K_p	Kapalı çevrim PI için orantısal katsayısı
K_i	Kapalı çevrim PI için integratör katsayısı
v_d^*	Kapalı çevrim PI için atanan d eksen gerilimi
v_q^*	Kapalı çevrim PI için atanan q eksen gerilimi
v_d	d eksen gerilimi
v_q	q eksen gerilimi
i_d^*	Kapalı çevrim PI için atanan d eksen akımı
i_q^*	Kapalı çevrim PI için atanan q eksen akımı
i_d	d eksen akımı
i_q	q eksen akımı
V_{dc}^*	Kapalı çevrim PI için atanan DC hat gerilimi
V_a	İki seviyeli uzay sektör diyagramında sektör belirleme 1. değişkeni
V_b	İki seviyeli uzay vektör diyagramında sektör belirleme 2. değişkeni
s	Çok seviyeli evirici seviye sayısı
m_k	Çok seviyeli eviricinin her seviyesindeki ilk üçgenin numarası
$II_{işaret}$	Çok seviyeli uzay vektör diyagramında sektör belirleme birincil değişkeni
$III_{işaret}$	Çok seviyeli uzay vektör diyagramında sektör belirleme ikincil değişkeni
I'	Çok seviyeli evirici alt üçgen yardımcı vektör süre belirleme 1. değişkeni
II'	Çok seviyeli evirici alt üçgen yardımcı vektör süre belirleme 2. değişkeni
III'	Çok seviyeli evirici alt üçgen yardımcı vektör süre belirleme 3. değişkeni
I_{tam}	I' için tam sayı değeri
II_{tam}	II' için tam sayı değeri
III_{tam}	III' için tam sayı değeri
m'	Vektör sürelerinin hesaplanması için 1. yardımcı değişken
n'	Vektör sürelerinin hesaplanması için 2. yardımcı değişken
V_τ	Vektör sürelerinin hesabı için sadeleştirilmiş katsayı
ξ	DC hat gerilimi dengesizlik derecesi

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım (Alternative Current)
ADC	Analog Sayısal Dönüştürücü (Analog Digital Converter)
ANF-PLL	Adapte Edilmiş Çentik Filtreli PLL (Adaptive Notch Filter PLL)
CPWM	Taşıyıcı Tipi PWM (Carrier Type PWM)
DAC	Sayısal Analog Dönüştürücü (Digital Analog Converter)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
DCB	Direkt Bakır Bağlantılı (Direct Copper Bonding)
DCM	Süreksiz İletim Modu (Discontinuous Conduction Mode)
DFIG	Çift Beslemeli Asenkron Generatör (Double Fed Induction Generator)
DPWM	Süreksiz PWM (Discontinuous PWM)
DSC-PLL	Geciktirilmiş İşaret İşlemeli PLL (Delayed Second Order PLL)
DSRF-PLL	Ayrıştırmalı Senkron Referans PLL (Decoupled Synchronous Reference PLL)
DSOGI-PLL	Çift İkinci Derece Genelleştirilmiş Entegrasyon PLL (Double Second Order Generalized Integrator PLL)
FIR	Sonlu Uyarım Cevaplı (Finite Impulse Response)
FWD	Serbest Geçiş Diyodu (Free Wheeling Diode)
GND	Toprak (Ground)
GTO	Kapıdan Söndürülen Tristör (Gate Turn-off Thyristor)
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör (Insulated Gate Bipolar Transistör)
IGCT	Dahili Kapılı Komütasyonlu Tristör (Integrated Gate Commutated Thyristor)
IIR	Sonsuz Uyarım Cevaplı (Infinite Impulse Response)
IPM	Akıllı Güç Modülü (Intelligent Power Module)
MNPC	Karışık Gerilimli NPC (Mixed Voltage NPC)
MOSFET	Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistör (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistör)
NPC	Nötr Nokta Kilitlemeli (Neutral Point Clamped)
NTC	Negatif Sıcaklık Katsayılı Direnç (Negative Temperature Coefficient)
PCB	Baskılı Devre Kartı (Printed Circuit Board)
PFC	Güç Faktörü Düzeltme (Power Factor Correction)
PLL	Faz Kilitlemeli Çevrim (Phase Locked Loop)
PSF-PLL	Pozitif Sıralı PLL (Positive Sequence PLL)
PV	Fotovoltaik (Photovoltaic)
PWM	Darbe Genişlik Modulasyonu (Pulse Width Modulation)
SOLC-PLL	İkinci Derece Kompanzasyonlu PLL (Second Order Compensated PLL)

SPWM	Sinuzoidal PWM (Sinusoidal PWM)
SRFET	Senkron Alan Etkili Transistör (Synchronous Field Effect Transistör)
SRF-PLL	Senkron Referans PLL (Synchronous Reference PLL)
SSI-PLL	Sinuzoidal Sinyal Entegrasyonlu PLL (Sinusoidal Signal Integrators PLL)
SVPWM	Uzay Vektör PWM (Space Vector PWM)
THD	Toplam Harmonik Bozulma (Total Harmonic Distortion)
THIPWM	Üçüncü Harmonik Enjekte Edilmiş PWM (Third Harmonic Injected PWM)
T-NPC	T-tipi NPC (T-type NPC)
Vrms	Gerilimin Efektif Değeri
WTDH	Ağırlıklı Toplam Harmonik Bozulma (Weighted Total Harmonic Distortion)



ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1 Elektriksel güç dönüşüm sistemi blok şeması	10
Şekil 2.2 Diyotlu doğrultuculu AC – DC – AC dönüştürücü sistemi.....	12
Şekil 2.3 PWM rejeneratif doğrultuculu AC – DC – AC dönüştürücü sistemi	12
Şekil 2.4 Şebeke bağlantılı PV sistemi	14
Şekil 2.5 Azaltılmış güç yapılı rüzgar türbin sistemleri (a) Çift beslemeli asenkron generatör kullanılan (b) Asenkron generatör kullanılan sistemler.....	15
Şekil 2.6 Tam güç yapılı rüzgar türbin sistemleri	15
Şekil 3.1 T-NPC topoloji.....	17
Şekil 3.2 NPC topoloji.....	18
Şekil 3.3 600V IGBT için anahtarlama enerjileri.....	19
Şekil 3.4 1200V IGBT için anahtarlama enerjileri.....	19
Şekil 3.5 Üç seviyeli topolojide kayıp durumunu gösterecek şekilde herhangi bir çalışma modu için akım ve gerilim referansları	20
Şekil 3.6 Modül anahtarlama kayıpları	23
Şekil 3.7 Modül toplam kayıpları	23
Şekil 3.8 THD sonuçları.....	24
Şekil 4.1 İki seviyeli sırt sırta bağlı dönüştürücü	26
Şekil 4.2 Taşıyıcı tabanlı sinüzoidal PWM oluşturulması	26
Şekil 4.3 İki seviyeli SVPWM diyagramı.....	27
Şekil 4.4 SVPWM yöntemi kullanılarak PWM sinyallerinin oluşturulması.....	29
Şekil 4.5 SVPWM ve SPWM'in uzay vektör diyagramında gösterilmesi	30
Şekil 4.6 PWM metodu ile modüle eden dalga şekilleri	31
Şekil 4.7 Üç seviyeli dönüştürücü için uzay vektör diyagramı	34
Şekil 4.8 (a) Üç Seviyeli dönüştürücünün uzay vektör diyagramının, iki seviyeli uzay vektör diyagramı ile gösterilmesi (b) Üç seviyeli gerilimleri elde etmek için oluşturulan kompanzasyon	36
Şekil 4.9 Üç seviyeli uzay vektörlerinin iki seviyeli uzay vektörlerine indirgenmesi.....	38
Şekil 4.10 Nötr nokta potansiyelinin kontrolü	38
Şekil 4.11 (a) Birinci bölge için m-n koordinat düzlemi (b)Referans vektörün oluşturulması.....	39
Şekil 4.12 Referans geriliminin oluşturulması	42
Şekil 4.13 Eşdeğer iki seviyeli uzay vektör diyagramı	43
Şekil 4.14 (a) Sektör 1 içinde referans gerilim gösterimi (b) Sektör içindeki üçgenlerin belirlenmesi	44

Şekil 4.15 (a) Uzay vektörleri için anahtarlama şekilleri, (b) V_{ref} gerilimi	46
Şekil 4.16 α - β ve α' - β' eksenlerinde çok seviyeli vektör diyagramının gösterilmesi	48
Şekil 4.17 İki faz geriliminin referans gerilim vektörünü oluşturması	49
Şekil 4.18 En yakın üç nokta seçimi ile referans gerilim vektörünün oluşturulması	50
Şekil 4.19 Eliptik ekseninde gerilim referansının gösterilmesi	51
Şekil 4.20 İncelenen yöntemde kullanılan uzay vektör diyagramı	53
Şekil 4.21 Üç seviyeli topolojiden iki seviyeli topolojiye geçiş için uzay vektör diyagramının gösterilmesi	55
Şekil 4.22 Birinci sektörde uzay vektör diyagramının gösterilmesi	56
Şekil 4.23 Birinci sektörde sanal vektörlerin gösterilmesi	57
Şekil 4.24 Bir faz sırası için DC hat gerilimine bağlantı	59
Şekil 4.25 $m=0,8$ için θ 'nın fonksiyonu olarak d_{an} ve d_{ap} 'in gösterimi	59
Şekil 4.26 Dengesiz üç seviyeli NPC için sanal vektörler, (a) $\xi < 0$, (b) $\xi > 0$	61
Şekil 4.27 Birinci sektörde, $\xi < 0$ için üç faz anahtarlama sırası	62
Şekil 4.28 Anahtarlama sırasındaki dağılım	63
Şekil 4.29 Uzay vektör diyagramı ve dönüştürülmüş düzlemsel uzay vektör diyagramı	65
Şekil 4.30 Lojik kararlara dayalı iki seviyeli uzay vektör modülasyon algoritması	65
Şekil 4.31 Üç seviyeli durum diyagramının içine iki seviyeli durum diyagramlarının eklenmesi	66
Şekil 4.32 İki boyutlu durum değişkenlerini barındıran yeni koordinat sistemi	67
Şekil 5.1 SRF-PLL blok şeması	70
Şekil 5.2 Üç fazlı dengesiz bir sistemdeki temel gerilim/akım ifadesinin bileşenlerine ayrılması	71
Şekil 5.3 Çoklu referans eksen PLL blok şeması	73
Şekil 5.4 Üç faz giriş gerilimlerinin değişimleri	74
Şekil 5.5 Pozitif bileşen için $V_{d,q}$	74
Şekil 5.6 Negatif bileşen için $V_{d,q}$	75
Şekil 5.7 Pozitif (üst) ve negatif (alt) bileşen için faz açısı	75
Şekil 5.8 RC devresi kullanılarak bir analog sinyalin DC seviyesinin belirlenmesi	77
Şekil 5.9 Basitleştirilmiş alçak geçiren filtre algoritmasının blok şeması	78
Şekil 5.10 Pozitif bileşen için $V_{d,q}$	78
Şekil 5.11 Pozitif bileşen için çözünürlük artırıldığı durumda $V_{d,q}$	79
Şekil 5.12 Negatif bileşen için $V_{d,q}$	79
Şekil 5.13 Pozitif ve negatif bileşen için faz açısı	79
Şekil 5.14 Giriş geriliminden negatif bileşen kaldırıldıktan sonra pozitif bileşen için çözünürlük artırıldığı durumda $V_{d,q}$	80
Şekil 5.15 İki seviyeli sırt sırta bağlı dönüştürücü	81
Şekil 5.16 Çalışma modları	82
Şekil 5.17 Gerilim kaynaklı akım kontrollü dönüştürücü için kontrol blok şeması	84
Şekil 5.18 Gerilim kaynaklı akım kontrollü dönüştürücü akım kontrol devresinin blok şeması	84
Şekil 5.19 Akım kaynağı olarak çalıştırılan gerilim kaynaklı dönüştürücü için kontrol blok şeması	84
Şekil 5.20 Akım kaynağı olarak çalıştırılan gerilim kaynaklı dönüştürücünün akım kontrol devresinin blok şeması	85
Şekil 5.21 İki seviyeli topoloji için vektör durum diyagramı	85

Şekil 5.22 Uzay vektör diyagramı içinde dönen gerilim vektörünün bulunmasına ait akış şeması.....	86
Şekil 5.23 Birinci sektör içinde darbe sürelerinin hesaplanması için referans alınan eksen takımları	87
Şekil 5.24 SVPWM referans işaretleri ve farklarına ait değişimler	90
Şekil 5.25 İki seviyeli sırt sırta bağlı şebeke bağlantılı dönüştürücü için benzetim sistemi	91
Şekil 5.26 Kontrol blokları	91
Şekil 5.27 Doğrultucu için kontrol bloğu	91
Şekil 5.28 Akım kaynağı için kontrol bloğu	92
Şekil 5.29 Clarke dönüşümü blokları.....	92
Şekil 5.30 Park dönüşümü blok şeması.....	93
Şekil 5.31 Ters Park dönüşümü blok şeması	93
Şekil 5.32 İki seviyeli dönüştürücü güç katının blok şeması	93
Şekil 5.33 Doğrultucu faz akımları	94
Şekil 5.34 DC hat gerilimi	95
Şekil 5.35 A fazı için gerilim ve akım bileşenleri	95
Şekil 5.36 PM50CL1A120 güç modülü iç yapısının blok gösterimi	96
Şekil 5.37 Elektriksel olarak yalıtılmış dört kanal çıkışlı VLA128-2415-01R DC-DC dönüştürücü güç kaynağı devre şeması	97
Şekil 5.38 HCPL-4506 hızlı tip opto-kuplör devre şeması	97
Şekil 5.39 IPM'den gelen hata sinyalinin iletilmesi için devre şeması	97
Şekil 5.40 Akım algılayıcısının ölçüm yapılan akıma göre çıkış gerilimi karakteristiği	98
Şekil 5.41 Akım algılayıcı çıkışında elde edilen gerilimin seviyelendirilmesi	99
Şekil 5.42 Açık çevrim motor sürme uygulaması ile çıkış akımlarının ölçülmesi	99
Şekil 5.43 IPM arayüz PCB'sinin üst ve alt yüzü çizimi.....	100
Şekil 5.44 Üretim ve dizgisi yapılmış IPM arayüz PCB'si	100
Şekil 5.45 Kontrol PCB'sinin üst ve alt yüzü çizimi.....	102
Şekil 5.46 Üretim ve dizgisi yapılmış kontrol PCB'si	104
Şekil 5.47 Mikrokontrolör PCB'si üst ve alt yüzü çizimi	105
Şekil 5.48 Üretimi ve dizgisi tamalanmış mikrokontrolör PCB'si	105
Şekil 5.49 DC bara hattının CAD çizimi.....	106
Şekil 5.50 Üretimi gerçekleştirilen DC bara hattı.....	106
Şekil 5.51 HCPL-7840'ın yapısı	107
Şekil 5.52 Şebeke faz geriliminin ölçülmesi için kurulan devre şeması	108
Şekil 5.54 Üç faz şebeke gerilimi (mavi, mor, yeşil sinyaller) ve kilitlenmiş faz açısı (sarı sinyal).....	110
Şekil 5.55 Kilitlenilen faz gerilimi (mavi sinyal) ve kilitlenmiş faz açısı (sarı sinyal)	110
Şekil 5.56 Kilitlenme sonucu elde edilen d (yeşil sinyal) ve q (sarı sinyal) bileşenleri ..	111
Şekil 5.57 Ters Park dönüşümü ile elde edilmiş sabit eksendeki α (sarı sinyal) ve β (yeşil sinyal) bileşenleri	111
Şekil 5.58 Ters Park dönüşümü ile elde edilmiş sabit eksendeki α (sarı sinyal) ve β (yeşil sinyal) bileşenlerin faz farkı.....	112
Şekil 5.59 Ters Park dönüşümü ile elde edilmiş sabit eksendeki α (sarı sinyal) ve β (yeşil sinyal) bileşenleri ile Clarke dönüşümü sonucu elde edilmiş olan α (mavi sinyal).....	112

Şekil 5.60 Şebeke faz gerilimleri (mor, mavi, yeşil sinyal), kilitlenmiş faz açısı (sarı sinyal)	113
Şekil 5.61 Giriş sinyali (mor sinyal), $k=1/16$ seçilen filtre için çıkış sinyali (mavi sinyal), $k=1/256$ seçilen filtre için çıkış sinyali (yeşil sinyal), $k=1/4096$ seçilen filtre için çıkış sinyali (lacivert sinyal)	114
Şekil 5.62 Giriş sinyali (mavi sinyal) ve $k=1/16$ seçilen filtre için çıkış sinyali (sarı sinyal)	114
Şekil 5.63 Giriş sinyali (mavi sinyal) ve $k=1/256$ seçilen filtre için çıkış sinyali (sarı sinyal)	114
Şekil 5.64 Giriş sinyali (mavi sinyal) ve $k=1/4096$ seçilen filtre için çıkış sinyali (sarı sinyal)	115
Şekil 5.65 %50'lik dengesizlik – geçici hal sırasında kilitlenmeden önce faz açısının durumu	116
Şekil 5.66 %50'lik dengesizlik olduğu durumda faz kilitlenmesi gerçekleşmiş iken faz açısının durumu	116
Şekil 5.67 %50'lik dengesizlik – kilitlenme gerçekleşmiş durumda (3 faz ve θ açısı gösterimi)	116
Şekil 5.68 Güç kaynağı PCB'sinin üst ve alt yüzü çizimi	119
Şekil 5.69 Dizgisi gerçekleşmiş güç kaynağının üst yüzeyinin resmi	119
Şekil 5.70 INN2904K ile gerçekleştirilen güç kaynağının devre şeması	120
Şekil 5.71 MOSFET savak-kaynak gerilimi (sarı sinyal), giriş gerilimi (yeşil sinyal) ve 24V (mavi sinyal) ile 8V (mor sinyal) çıkış gerilimlerinin değişimleri	121
Şekil 5.72 İki faz için gösterilen SVPWM referans işareti ve fark gerilimi.....	122
Şekil 5.73 İki seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücünün uygulama devresi	123
Şekil 5.74 Devrenin çalışma adımları (a) Enerjilendirilmeden önce (b) DC hat kondansatörlerinin şarj olması (c) İki seviyeli dönüştürücünün devreye alınması (d) Yükün devreye alınması.....	124
Şekil 5.75 DC hat geriliminin 600V'tan 700V'a şarj edilmesi ve faz akımları.....	125
Şekil 5.76 Dönüştürücünün yüklenmesi ve yükten çıkması durumlarında üç faz şebeke akımları (mavi, pembe, sarı sinyaller) ve DC hat geriliminin (yeşil sinyal) değişimi	125
Şekil 5.77 Dönüştürücünün yüklü durumdayken iki faz için şebeke gerilimleri (A ve B fazı yeşil ve mavi sinyaller), A faz akımı (pembe sinyal) ve DC bara gerilimi (sarı sinyal).....	126
Şekil 5.78 İki seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücünün devreye alınması	126
Şekil 6.1 Çok seviyeli dönüştürücüde her sektör için 1 numaralı alt üçgenlerin gösterilmesi	128
Şekil 6.2 Uzay vektör diyagramı içinde gerilim vektörünün içinde olduğu sektörün bulunmasına ait akış şeması	130
Şekil 6.3 Alt üçgen tiplerinin gösterimi	132
Şekil 6.4 "1.tip" üçgen için referans vektörün oluşturulması	133
Şekil 6.5 "2.tip.a" üçgen için referans vektörün oluşturulması	133
Şekil 6.6 "2.tip.b" üçgen için referans vektörün oluşturulması	134
Şekil 6.7 Çok seviyeli dönüştürücüler için genelleştirilmiş uzay vektör modülasyonu yönteminin akış şeması	144
Şekil 7.1 Üç seviyeli sırt sırta bağlı dönüştürücü.....	146

Şekil 7.2 Üç seviyeli dönüştürücü için uzay vektör diyagramı	147
Şekil 7.3 Sektör 1 Üçgen 2 (2.tip.b) için anahtarlama sinyalleri	150
Şekil 7.4 Sektör-1 için nötr nokta dengesi için oluşturulan algoritma a) A faz akımının büyük olması durumu, b) C faz akımının büyük olması durumu, c) B faz akımının büyük olması durumu	162
Şekil 7.5 Sektör-2 için nötr nokta dengesi için oluşturulan algoritma a) B faz akımının büyük olması durumu, b) C faz akımının büyük olması durumu, c) A faz akımının büyük olması durumu	163
Şekil 7.6 Sektör-3 için nötr nokta dengesi için oluşturulan algoritma a) B faz akımının büyük olması durumu, b) A faz akımının büyük olması durumu, c) C faz akımının büyük olması durumu	164
Şekil 7.7 Sektör-4 için nötr nokta dengesi için oluşturulan algoritma a) C faz akımının büyük olması durumu, b) A faz akımının büyük olması durumu, c) B faz akımının büyük olması durumu	165
Şekil 7.8 Sektör-5 için nötr nokta dengesi için oluşturulan algoritma a) C faz akımının büyük olması durumu, b) B faz akımının büyük olması durumu, c) A faz akımının büyük olması durumu	166
Şekil 7.9 Sektör-6 için nötr nokta dengesi için oluşturulan algoritma a) A faz akımının büyük olması durumu, b) B faz akımının büyük olması durumu, c) C faz akımının büyük olması durumu	167
Şekil 7.10 Üç seviyeli sırt sırta bağlı şebeke bağlantılı dönüştürücü için benzetim blok şeması	168
Şekil 7.11 Kontrol blokları	169
Şekil 7.12 T-NPC topoloji olarak hazırlanmış güç elemanlarını içeren blok.....	169
Şekil 7.13 Şebekeden çekilen akımların değişimleri	170
Şekil 7.14 C_1 ve C_2 kondansatörlerinin gerilim değişimleri	170
Şekil 7.15 C_1 ve C_2 kondansatörlerinin gerilim değişimleri (yakınlaştırılmış).....	171
Şekil 7.16 A fazına ait gerilim ve akım değişimleri.....	171
Şekil 7.17 İç direnci ihmal edildiğinde C_1 ve C_2 kondansatörlerinin gerilim değişimleri	172
Şekil 7.18 İç direnci ihmal edildiğinde C_1 ve C_2 kondansatörlerinin gerilim değişimleri (yakınlaştırılmış).....	172
Şekil 7.19 Önerilen yöntem ile elde edilmiş üç seviyeli dönüştürücüye ait fazlar arası gerilimlerin değişimi	172
Şekil 7.20 Üç seviyeli topolojide IGBT'lere uygulanan sinyallerin alçak geçiren filtre ile süzülmesi sonucu elde edilen değişimler	173
Şekil 7.21 10-FZ12NMA040SH-M267 içyapısı	174
Şekil 7.22 IGBT sürücü devre şeması	174
Şekil 7.23 IGBT sürücü beslemesinin devre şeması	175
Şekil 7.24 Sıcaklık ölçmek için kullanılan devre	176
Şekil 7.25 IGBT sürücünün modül kartı üst ve alt yüzü çizimi	176
Şekil 7.26 IGBT sürücünün sürücü ve besleme kartı üst ve alt yüzü çizimi	177
Şekil 7.27 Üretim ve dizgisi yapılmış IGBT modülün monte edildiği güç katı PCB'si	177
Şekil 7.28 Üretim ve dizgisi yapılmış (a) T-NPC IGBT modül sürücü devresi PCB'si (b) Sürücü devresi beslemesi için DC-DC dönüştürücü PCB'si	178
Şekil 7.29 DC bara CAD çizimi (izometrik görünüş).....	178

Şekil 7.30 DC bara CAD çizimi (yandan görünüş)	179
Şekil 7.31 Üç seviyeli topolojide IGBT'lere uygulanan sinyallerin alçak geçiren filtre ile süzülmesi sonucu uygulamada elde edilen değişimler	179
Şekil 7.32 Üç seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücü devresi	180
Şekil 7.33 Devrenin çalışma adımları (a) Enerjilendirilmeden önce (b) DC hat kondansatörlerinin şarj olması (c) Üç seviyeli dönüştürücünün devreye alınması (d) Yükün devreye alınması.....	181
Şekil 7.34 Üç seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücü devresinin enerjilendirilip yüklenmesi.....	182
Şekil 7.35 Faz akımları (yeşil-sarı-pembe akım sensörü çıkışları, mavi akım probu)	182
Şekil 7.36 Şebeke faz gerilimi (pembe), şebeke faz akımı (yeşil), DC hat gerilimi (sarı), alt kondansatör gerilimi (mavi), üst kondansatör gerilimi (kırmızı).....	183
Şekil 7.37 Dönüştürücü faz-faz çıkış gerilimi (sarı, mavi), şebeke faz akımı (yeşil), DC hat gerilimi (pembe)	183
Şekil 7.38 DC hat gerilimi (sarı), alt kondansatör gerilimi (mavi), üst kondansatör gerilimi (kırmızı), şebeke faz akımı (pembe)	184
Şekil 7.39 DC hat gerilimi (sarı), alt kondansatör gerilimi (mavi), üst kondansatör gerilimi (kırmızı).....	184
Şekil 7.40 Nötr hat IGBT'si iletime girerken geçit-emetör gerilimi (yeşil), kollektör emetör gerilimi (sarı), faz akımı (mavi)	185
Şekil 7.41 Nötr hat IGBT'si iletimden çıkarken geçit-emetör gerilimi (yeşil), kollektör emetör gerilimi (sarı), faz akımı (mavi)	185

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3.1 Üç seviyeli dönüştürücüde anahtarlama durumları	20
Çizelge 3.2 MNPC topoloji için iletim kayıpları ve anahtarlama kayıplarının eleman başına dağılımı	20
Çizelge 3.3 NPC topoloji için iletim kayıpları ve anahtarlama kayıplarının eleman başına dağılımı	21
Çizelge 3.4 Benzetim için referans alınan çalışma koşulları ve eleman değerleri	22
Çizelge 3.5 Topoloji ve modülasyon tekniklerinin kayıplar ve THD açısından karşılaştırılması	22
Çizelge 4.1 Dönüştürücü yarı iletken elemanlarının anahtarlama sıraları	28
Çizelge 4.2 Üç seviyeli dönüştürücüde anahtarlama durumları	34
Çizelge 4.3 Değişik altıgenler içindeki faz kompanzasyon gerilimleri	37
Çizelge 4.4 α - β ekseninde bölgelerin belirlenmesi	46
Çizelge 4.5 Sürelerin belirlenmesi için kullanılan matris gösterimi	47
Çizelge 4.6 Birinci sektörde her bir üçgene karşı gelen sanal uzay vektörler	57
Çizelge 4.7 Üç faz görev sürelerinin hesabı	64
Çizelge 5.1 Tüm sektörler için PWM süreleri	89
Çizelge 5.2 Benzetim için referans alınan eleman değerleri ve çalışma koşulları	94
Çizelge 5.3 İki seviyeli dönüştürücü kontrol devresinin beslemelerinin güç ihtiyacı ...	117
Çizelge 5.4 Üç seviyeli dönüştürücü kontrol devresinin beslemelerinin güç ihtiyacı ...	118
Çizelge 5.5 İki seviyeli dönüştürücü kontrol ve sürme devrelerinin güç ihtiyacı	121
Çizelge 5.6 Üç seviyeli dönüştürücü kontrol ve sürme devrelerinin güç ihtiyacı	121
Çizelge 5.7 Uygulama devresinde kullanılan elemanlar ve çalışma koşulları	123
Çizelge 6.1 Alt sektör için alt üçgen hesaplamasında kullanılacak formüller	131
Çizelge 6.2 Alt sektör için alt üçgen hesaplamasında kullanılacak parametreler	132
Çizelge 6.3 Tüm sektörlerdeki üçgen tiplerine göre hesaplanan vektör süreleri	144
Çizelge 7.1 Her sektördeki üçgen için vektörlere bağlı anahtarlama sırası	148
Çizelge 7.2 Anahtarların nötr nokta dengesi gözetilmeden görev sürelerinin hesaplanması	149
Çizelge 7.3 Faz akımlarının gruplandırılması	152
Çizelge 7.4 Sektör-1 için durum değişkenlerine bağlı olarak nötr noktanın yük akımı yönü ile ilişkilendirilmesi	153
Çizelge 7.5 Sektör-1 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin değişimi	153

Çizelge 7.6 Sektör-1 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin bir periyot boyunca değişimi	154
Çizelge 7.7 Sektör-2 için durum değişkenlerine bağlı olarak nötr noktanın yük akımı yönü ile ilişkilendirilmesi.....	154
Çizelge 7.8 Sektör-2 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin değişimi	155
Çizelge 7.9 Sektör-2 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin bir periyot boyunca değişimi	155
Çizelge 7.10 Sektör-3 için durum değişkenlerine bağlı olarak nötr noktanın yük akımı yönü ile ilişkilendirilmesi.....	156
Çizelge 7.11 Sektör-3 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin değişimi	156
Çizelge 7.12 Sektör-3 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin bir periyot boyunca değişimi	157
Çizelge 7.13 Sektör-4 için durum değişkenlerine bağlı olarak nötr noktanın yük akımı yönü ile ilişkilendirilmesi.....	157
Çizelge 7.14 Sektör-4 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin değişimi.....	158
Çizelge 7.15 Sektör-4 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin bir periyot boyunca değişimi	158
Çizelge 7.16 Sektör-5 için durum değişkenlerine bağlı olarak nötr noktanın yük akımı yönü ile ilişkilendirilmesi.....	159
Çizelge 7.17 Sektör-5 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin değişimi.....	159
Çizelge 7.18 Sektör-5 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin bir periyot boyunca değişimi	160
Çizelge 7.19 Sektör-6 için durum değişkenlerine bağlı olarak nötr noktanın yük akımı yönü ile ilişkilendirilmesi.....	160
Çizelge 7.20 Sektör-6 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin değişimi.....	161
Çizelge 7.21 Sektör-6 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin bir periyot boyunca değişimi	161
Çizelge 7.22 Benzetim için referans alınan eleman değerleri ve çalışma koşulları	170
Çizelge 7.23 Uygulama devresinde kullanılan elemanlar ve çalışma koşulları.....	180

ŞEBEKE BAĞLANTILI ÇOK SEVİYELİ INVERTERLER İÇİN YENİ BİR MODÜLASYON TEKNİĞİNİN GELİŞTİRİLMESİ VE UYGULANMASI

Mustafa Cem ÖZKILIÇ

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Tez Danışmanı: Dr. Öğretim Üyesi A. Hülya OBDAN

İki seviyeli dönüştürücüler, kolay kontrol edilebildikleri için güç elektroniği devrelerinde karşılaşılan en temel ve genellikle ilk tercih edilen dönüştürücü tipidir. Bu tip dönüştürücülerin oluşturduğu toplam harmonik bozulma (THD) değerini azaltmak için anahtarlama frekansını arttırmak gerekir. Bu durumda sistem verimi azalmaktadır.

Şebeke bağlantılı bir sistemin THD değerini arttırmadan, verimini arttırmanın yolu, çok seviyeli dönüştürücülere geçiş yapmakla mümkün olmaktadır. Çok seviyeli dönüştürücülerin sağladığı bu avantaja karşılık kontrol edilmesi gereken güç elektroniği elemanlarının sayılarının fazlalaşması sistem karmaşıklığını arttırmaktadır. Buna ek olarak, nötr nokta dengesinin dikkate alınmaması durumunda, sistem güvenilirliğinin ortadan kalkması kaçınılmaz olmaktadır.

Bu tez çalışmasında, geleneksel iki seviyeli uzay vektör modülasyonundan yararlanılarak, iki veya daha fazla seviyeli dönüştürücüler için geliştirilmiş yeni bir uzay vektör modülasyonu hesap algoritmasının matematiksel yöntemi ortaya konulmuştur. Bu yöntemde; sistem kaynaklarının artırılması gerekmemiş, çok seviyeli dönüştürücüye geçiş için sistem tasarımı yalınlaştırılması, iki seviyeli dönüştürücü tasarımı seviyesine çekilmesi ile sağlanmıştır. Yaygın olarak kullanılan iki seviyeli topolojilerin yerine, kontrol edilebilirliği daha karmaşık olmasından dolayı henüz tam olarak yaygınlaşmamış, üç veya daha fazla seviyeli dönüştürücülerin, uygulaması yalınlaştırılmış uzay vektör modülasyonu ile kolay kontrol edilebilirliğinin gösterilmesi

amacıyla şebeke bağlantılı üç seviyeli dönüştürücü tasarımı ve uygulaması gerçekleştirilmiştir. Üç seviyeli dönüştürücü uygulamasından önce iki seviyeli dönüştürücü tasarımı yapılmış, böylece gerçekleştirilen üç seviyeli dönüştürücü ile aralarındaki donanımsal ve yazılımsal farklılıklar ortaya konmuştur.

Donanımsal karşılaştırma yapıldığında; üç seviyeli dönüştürücü tasarımı için kullanılacak tasarım kaynaklarının, iki seviyeli dönüştürücü tasarımı için kullanılacak tasarım kaynaklarından fazla olmadığı görülmektedir.

İki seviyeli dönüştürücü için geliştirilmiş yazılım bir anahtarlama periyodu (125 μ s) içinde 88-90 μ s kadar zaman harcamaktayken, üç seviyeli dönüştürücü için geliştirilmiş yazılım ise bir anahtarlama periyodu (125 μ s) içinde 98-100 μ s kadar zaman harcamaktadır. Görülmektedir ki, bu tez çalışmasında önerilmiş olan iki veya daha fazla seviyeli dönüştürücüler için geliştirilmiş uzay vektör modülasyonu hesap algoritmasının uygulandığı yazılımın bir anahtarlama periyodu boyunca harcadığı süre, temel uzay vektör modülasyonu kullanılan iki seviyeli dönüştürücü kontrol yazılımı için harcanan süreden yalnızca 10 μ s fazladır. Bu fazla gelen sürenin içine nötr nokta gerilimi dengesi için kullanılan algoritmanın harcadığı süre dahildir.

Anahtar Kelimeler: Uzay vektör modülasyonu, şebeke bağlantılı sistemler, iki seviyeli dönüştürücü, üç seviyeli dönüştürücü, faz kilitlemeli çevrim, nötr nokta gerilim dengesi

IMPROVEMENT AND IMPLEMENTATION OF A NEW MODULATION TECHNIQUE FOR GRID CONNECTED MULTILEVEL CONVERTERS

Mustafa Cem ÖZKILIÇ

Department of Electrical Engineering

PhD. Thesis

Adviser: Asst. Prof. Dr. A. Hülya OBDAN

Due to its nature of easier controllability, two level converters, which are the most basic type of converters in power electronics, are generally the first choice of use. In order to lower the THD generated by these converters, their switching frequency is increased. As a result, system efficiency decreases.

By immigrating to multi-level converters, it is possible to increase the efficiency of a grid connected system without increasing THD. Despite the advantages introduced by these converters, system complexity is increased due to the fact that the number of power electronics elements to be controlled is increased. Additionally, provided that the neutral point balance is not considered, system reliability becomes degraded inevitably.

In this thesis, mathematical method of a new generalized space vector modulation calculation algorithm is proposed for two or higher level converters by utilizing conventional two level space vector modulation. In this proposed method, system design simplification of a multi-level converter is achieved by making the design at the degree of a two level converter without increasing the utilization of system resources. To replace conventionally utilized two level topologies, a grid connected three level converter design and implementation has been realized in order to demonstrate the

fact that with the application of simplified space vector modulation, even three or higher level converters that have not become widespread, due to their complex nature of controllability, could be controlled easily. Before the design of three level converter was realized, a two level converter had been built so that it could have been possible to illustrate hardware and software differences between the two level converter itself and the three level converter.

When compared in terms of hardware structure, design resources that will be spent to realize a three level converter will not be more than that of a two level converter

Software developed for the two level converter spends 88-90 μs during one switching period (125 μs) whilst software developed for the two level converter spends 98-100 μs during one switching period (125 μs). It is possible to see that the proposed new generalized space vector modulation calculation algorithm for two or higher level converters by utilizing conventional two level space vector modulation in this thesis spends only 10 μs more during one switching period when compared with the software developed for the two level converter with conventional space vector control scheme. The time spent for neutral point balancing algorithm is inclusive to the aforementioned time difference.

Keywords: Space vector modulation, grid connected systems, two level converter, three level converter, phase lock loop, neutral point voltage balance

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Teknolojinin gelişmesi, transistörün icadı ve bunu takip eden tümleşik devre tasarımındaki gelişmeler ile üstel olarak hız kazanmıştır. Buna bağlı olarak enerji kullanım miktarı da teknolojik gelişmelere bağlı olarak artmıştır. Küresel çapta düşünüldüğünde, CO₂ salınımına etki eden enerji kaynaklarının kullanımı tüm canlıların yaşamında olumsuz etkiler yaratmaktadır. Bundan dolayı dünyadaki yaşamın devamlılığı, insanlığın elde edilen enerjiyi verimli kullanmasına ve yenilenebilir enerji kaynaklarına yönelmesine neden olmuştur.

Elektrik enerjisinin kullanımı, bölgesel olarak şebekeyi oluşturan iletim ve dağıtım sistemleri üzerinden sağlanmaktadır. Şebeke bağlantılı sistemler; ister yüksek güç faktörü ile şebekeden enerji çekerek bir yüke aktarsın, ister yenilenebilir enerji kaynaklarından şebekeye enerji aktarımı için kullanılsın, verimin ve güvenilirliğin ön planda olması gereken yapılardır. Verimin artırılması, kayıpların ortaya çıkmasına neden olan alt sistemlerin ya da devre elemanlarının, daha az kayıpla çalıştırılabilmesi ile sağlanmaktadır. Güvenilirlik ise, yakın çevrede bulunan diğer sistemlerin bozulmasını ya da çalışma kalitesinin azalmasını engelleyecek önlemlerin alınmasıyla hayat bulmaktadır [1,2].

Şebeke bağlantılı sistemlerde, şebekeye aktarılan toplam harmonik bozulmanın %5 seviyesinin üzerine çıkmaması için şebeke tarafı filtre elemanları önem kazanmaktadır. L tipi filtre, endüktans değerinin yüksek tutulması durumunda iyi THD değeri vermekle birlikte, güç yoğunluğunu azaltacak ve dinamik cevap süresinin artmasına neden olacaktır. Endüktans değerinin azaltılmasında izlenecek yol, uygulanan gerilimin frekansının artırılması olacaktır [3].

İki seviyeli dönüştürücüler, kolay kontrol edilebildikleri için güç elektroniği devrelerinde karşılaşılan en temel ve genellikle ilk tercih edilen dönüştürücü tipidir. Dönüştürücülerde kullanılan filtre endüktansının azaltılması, anahtarlama elemanlarının çalışma frekansının arttırılması ile sağlanabilmekte fakat bu tip bir yaklaşım, toplam güç kaybının artmasında baskın etken olarak ortaya çıkmaktadır. Günümüz yarı iletken teknolojileri ile iki seviyeli dönüştürücülerde anahtarlama frekansı 10kHz seviyesinde kullanılabilir. Daha yüksek frekanslara çıkmak verimin azalmasına neden olmaktadır. Kullanılan uzay vektör modülasyonunu süreksiz tip PWM uygulamasına dönüştürmek verimi yükseltse de, THD değerinin artmasına neden olduğundan pek tercih edilen bir yöntem değildir [4].

Şebeke bağlantılı bir sistemin THD performansını azaltmadan, verimini arttırmanın yolu, çok seviyeli dönüştürücülere geçiş yapmakla mümkün olmaktadır. Üç seviyeli dönüştürücüler, son yıllarda iki seviyeli dönüştürücülerin yerini almaya başlamıştır. Gerçekleştirilen çalışmalar, üç seviyeli dönüştürücülerin daha düzgün çıkış gerilimi, daha düşük THD oluşturması, daha düşük nominal gerilime sahip olan yarı iletken elemanların seçimi ve daha düşük dv/dt gibi avantajları olduğunu göstermektedir. Bunların yanı sıra, kontrol edilmesi gereken yarı iletken güç elemanların sayıları arttığı için sistem karmaşıklığı gibi dezavantajları da vardır. Buna ek olarak, sistem güvenilirliği açısından nötr nokta dengesinin sağlanması oldukça önemlidir [5-8].

Bu açıdan güç elektroniği sistemlerinde, üç ve daha yüksek seviyeli dönüştürücülerin kullanımının yaygınlaştırılması için kontrol kolaylığı sağlayacak yeni uzay vektör modülasyon yöntemleri geliştirilmiştir.

1.1 Literatür Özeti

Literatürde karşılaşılan iki seviyeli dönüştürücü algoritma hesaplarının temel oluşturduğu, üç ve çok seviyeli dönüştürücüler için geliştirilen uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) algoritma hesaplamaları ile ilgili özet bilgi bu alt bölümde verilmektedir. Bu hesaplama yöntemleri ile ilgili detaylı bilgiler dördüncü bölümde ilgili başlık altında verilecektir.

Seo ve arkadaşları, üç seviyeli dönüştürücü faz gerilimlerini tekrar oluşturma metodunu, iki seviyeli faz gerilimlerini tekrar oluşturma yöntemi üzerine geliştirmişlerdir. Çalışmada, altı adet iki seviyeli dönüştürücü durum diyagramı, merkezleri bir tane iki seviyeli dönüştürücü durum diyagramının köşelerine gelecek şekilde yerleştirilmiştir. Her bir altıgenin merkezlerine kompanzasyon gerilim değerleri eklenerek iki seviyeli dönüştürücü vektör düzleminde üç seviyeli dönüştürücü vektör düzlemine geçiş sağlanmıştır. Bu yöntemde, referans gerilimin yeri ve uzay vektörlerin süreleri hesaplanmıştır. Geliştirilen algoritma, deneysel olarak üç seviyeli dönüştürücü üzerinde gerçekleştirilmiş, ayrıca nötr nokta potansiyeli dengesinin nasıl sağlandığı ve bu yöntemin çok seviyeli dönüştürücülere uygulaması ile ilgili bilgi verilmiştir [9,10].

Hu ve arkadaşları, dik koordinat sisteminden iki eksenli, aralarında 60° açı bulunan, yeni bir koordinat sistemi tanımlamışlardır. Bu koordinat sisteminde gerilim vektörleri koordinat bazında tanımlanmıştır. Referans gerilim kosinüs kanunu yardımıyla, eksen gerilimleri cinsinden hesaplanarak, buna bağlı vektör süreleri elde edilmiştir. Geliştirilen algoritma, deneysel olarak üç seviyeli dönüştürücü üzerinde gerçekleştirilmiş, ayrıca nötr nokta potansiyeli dengesinin nasıl sağlandığı ve bu yöntemin çok seviyeli dönüştürücülere uygulaması ile ilgili bilgi verilmiştir [11].

Song ve arkadaşları, çok seviyeli dönüştürücülere uygulanabilecek iki seviyeli uzay vektör modülasyonu uygulaması için referans gerilim vektörünü offset ve iki seviyeli referans vektörü olarak iki parçaya ayırmışlardır. Offset gerilim vektörleri, üç faz gerilim vektörlerinin tamsayı bileşeni alınarak elde edilmiştir. Geriye kalan iki seviyeli referans vektörü, standart iki seviyeli uzay vektör modülasyonu formülleri yardımıyla vektör zaman sürelerinin ve ilgili iki seviyeli uzay vektörlerinin hesaplanmasında kullanılmıştır. Son olarak çok seviyeli dönüştürücü referans vektörü sentezi, offset gerilim vektörleri ile iki seviyeli uzay vektörlerinin toplanması ile elde edilmiştir. Geliştirilen algoritma, deneysel olarak beş seviyeli dönüştürücü üzerinde gerçekleştirilmiştir. Nötr nokta potansiyeli dengesinin sağlanmasına yönelik çalışmanın yapıldığı belirtilmiştir [12].

Wan ve arkadaşları, üç seviyeli uzay vektör diyagramında referans vektör uç noktasının bulunması için bir sektör içinde ortada kalan eşkenar üçgenin kenarları ile çıkışacak şekilde çizilen doğrularla elde edilen eşitsizlikleri kullanmışlardır. Bulunan üçgen

numarasına göre gerilim vektörleri belirlenip, süreleri hesaplanmıştır. Geliştirilen algoritmanın üç seviyeli dönüştürücü benzetimi yapılarak sonuçlar verilmiştir. Nötr nokta dengesinin sağlanmasına yönelik bir çalışmadan bahsedilmemiştir [13].

Shu ve arkadaşları, SVPWM için kullanılan standart sektör bulma ve vektör süreleri hesaplama formüllerindeki düzensiz katsayılardan dolayı, α - β eksen gerilimlerini doğrudan kullanmak yerine yeni ara değerler tanımlamışlardır. Bu ara değerler, hazır bir tablo üstünden sektör bulma işleminde kullanılmıştır. Ayrıca, bu değerlerin, çok seviyeli dönüştürücüye uzay vektör modülasyonu uygulamasında, herhangi bir sektör içindeki üçgen tipine bağlı olarak vektör zamanlarının hesaplanmasında kullanılabileceği belirtilmiştir. Geliştirilen algoritma, deneysel olarak iki seviyeli dönüştürücü üzerinde gerçekleştirilmiştir. Çok seviyeli dönüştürücü uygulamasına yönelik de kullanılabileceği söylenmiştir. Önerilen yöntemin çok seviyeli dönüştürücülere uygulanması ile ilgili bilgi verilmiştir. Fakat çok seviyeli dönüştürücü uygulaması söz konusu olduğunda nötr nokta potansiyeli dengesinin sağlanmasına yönelik herhangi bir bilgi verilmemiştir [14].

Yang ve arkadaşları, SVPWM algoritmasını hızlandırmak, analizini kolaylaştırmak ve genel bir anahtarlama sırası oluşturmak amacıyla faz gerilimi izdüşümüne dayalı genelleştirilebilir, hızlı SVPWM kontrol yöntemini önermişlerdir. Referans gerilim izdüşümünün yanı sıra uzay vektör sürelerinin hesaplamalarını yapmışlardır. Referans gerilimi iki adet faz gerilimi ile oluşturularak, diğer fazın gerilimi sıfır varsayılmış ve 120°'lik açı için uzay vektör diyagramında tekrarlanarak yapılan döndürme işlemi ile basitleştirme sağlanmıştır. Anahtarlama sırası ve buna bağlı yedek vektörlerin seçilme işlemi gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen algoritmanın benzetim sonuçları verilmiş ancak çalışma uygulamaya aktarılmamıştır [15].

Shu ve arkadaşlarının önerdiği yöntemde üç faz gerilimleri kullanarak, α - β eksen gerilimlerinin oluşturulduğu dairesel eksen koordinatlarına geçiş yerine, α' - β' , eksen gerilimlerinin oluşturulduğu eliptik koordinat sistemine geçiş yapılmıştır. Eliptik koordinatlarda, elde edilen üçgen yapılarının hipotenüsleri ortak iki tip ikizkenar dik üçgen olduğu gösterilmiştir. Yeni koordinat sistemine geçiş sırasında elde edilen değerlerin tamsayı kısımları kullanılarak, referans vektör uç noktasının hangi tip üçgen

içinde olduğu bulunmuştur ve bu üçgen tipine göre vektör süreleri hesaplanmıştır. Geliştirilen algoritma, deneysel olarak beş seviyeli dönüştürücü üzerinde gerçekleştirilmiş, ayrıca nötr nokta potansiyeli dengesinin sağlanmasına yönelik çalışma yapılmıştır [16].

Trabelsi ve arkadaşları, çok seviyeli dönüştürücülere uygulanabilecek iki seviyeli uzay vektör modülasyonu tabanlı çok seviyeli uzay vektör modülasyonu yöntemi önermiştir. Bu yöntemde, α - β eksen gerilimleri kullanılarak sektör bulma işlemi gerçekleştirilmiş ve referans gerilimin α -ekseni ile yaptığı θ açısı bulunmuştur. Yine α - β eksen gerilimleri kullanılarak bir sektördeki üçgenler iki tipe ayrıştırılmıştır. θ açısı ve trigonometrik büyüklükler kullanılarak, uzay vektör düzlemi seviye sayısına bağlı olarak, iç içe altıgenler ve yatay düzlemlerle kesilecek şekilde iki değişken tanımlanmıştır. Bu değişkenler ile θ açısı ve trigonometrik büyüklükler kullanılarak, yukarıda bahsedilen her bir üçgen tipi için vektör zamanları hesaplanmıştır. Geliştirilen algoritmanın, çok seviyeli kaskad bağlı tam köprü dönüştürücü benzetimi yapılarak sonuçlar verilmiştir [17].

Gupta ve arkadaşları, α - β eksen gerilimleri kullanılarak tanımlanmış parametreler ve karesel formüller yardımıyla oluşturulan cebirsel formüllerle, referans gerilim vektörünün uç noktasının hangi sektör ve o sektördeki hangi üçgen içinde bulunduğunu tespit etmişlerdir. Bulunan üçgen tipine bağlı olarak vektör süreleri elde edilmiştir. Geliştirilen algoritma, deneysel olarak üç seviyeli dönüştürücü üzerinde gerçekleştirilmiştir. Önerilen yöntemin çok seviyeli dönüştürücülere uygulanması ile ilgili bilgi verilmiştir. Nötr nokta potansiyeli dengesinin sağlanmasına yönelik Seo'nun önerdiği yöntem referans alınmıştır [18].

Busquets-Monge ve arkadaşları, nötr nokta dengesine etki eden orta vektörleri kullanmak yerine sanal yeni vektörler tanımlayacak şekilde bir sektörü beş bölgeye ayırıp yeni sanal uzay vektörleri belirlemişlerdir. Bu sayede, nötr nokta gerilimi dengesi kontrolünün tam anlamıyla sağlanabileceği gösterilmiştir. Yeni vektörler için süreler hesaplanmıştır. Bu yeni yöntem kullanıldığında, komutasyon sayısının standart uzay vektör modülasyonu için gerekli komutasyon sayısının $4/3$ katı olduğu belirtilmiş dolayısıyla aynı anahtarlama geçişinin sağlanabilmesi için anahtarlama frekansının $3/4$

katına indirilmesi gerektiği belirtilmiştir. Geliştirilen algoritma, üç seviyeli dönüştürücüye uygulanmıştır [19].

Wu ve arkadaşları, Busquets-Monge ve arkadaşlarının önerdiği sanal vektörlere dayalı uzay vektör modülasyonu algoritmasının, üç seviyeli dönüştürücü uygulamasında asimetrik DC hat gerilimi durumu oluştuğunda bile kullanılabileceğini göstermiş ve bunun etkilerini incelemiştir. Geliştirilen algoritma, üç seviyeli dönüştürücüye uygulanarak gerçekleştirilmiştir [20].

Zhu ve arkadaşları, üç seviyeli dönüştürücü uzay vektör modülasyonunu, iki seviyeli uzay vektör modülasyonunu referans alarak yaptıklarını belirtmişlerdir. Faz gerilimlerinin birbirine göre büyüklüğüne bağlı karşılaştırma gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar ile, uzay vektör modülasyonu görev döngüsü hesabı faz gerilim değerleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen algoritma, üç seviyeli dönüştürücüye uygulanarak gösterilmiştir. Nötr nokta gerilim dengesine yönelik çalışma yapılmıştır [21].

Holtz ve arkadaşları, eşkenar üçgenlerden oluşan iki seviyeli uzay vektör diyagramından, ikizkenar dik üçgenlerden oluşan basık iki seviyeli uzay vektör diyagramına dönüşüm yapmışlardır. Dönüşüm sonrası elde edilen yeni basık altıgen düzlem bileşenleri ile sektör bulunması ve vektör sürelerinin hesaplanması sağlanmıştır. Üç seviyeli dönüştürücüye uygulama sırasında, üç seviyeli uzay vektör diyagramı, merkezleri iç altıgenin merkezine gelecek şekilde iki adet altıgen ve köşelerine gelecek şekilde altı adet altıgen olarak gruplandırılmıştır. Köşelere gelen altıgenler merkeze göre pivot vektörler ile ötelenmiş olarak tanımlanmıştır. Referans gerilimin büyüklüğüne bağlı olarak iç iki altıgen ya da pivot vektörle ötelenmiş altıgenlerden bir tanesi seçilmiştir. Pivot vektöre göre ötelenmiş altıgen seçimi, ilk başta elde edilen dönüşüm sonucu değerlerinin belirli kriterlere göre karşılaştırması ile gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen algoritmanın gerçekleştirilmesi, üç seviyeli dönüştürücüye uygulanarak sağlanmıştır. Nötr nokta gerilim dengesine yönelik çalışma yapılmıştır [22].

Celanovic ve arkadaşları, anahtarlama durumlarını, faz-faz gerilimlerini dikkate alarak üç boyutlu eksen ile göstermiş ve bu gösterimi iki boyutlu altıgen koordinat sistemine indirgemişlerdir. Referans vektör uç noktasının yerinin bulunması için indirgeme

sırasında elde edilen değerlerin tamsayı değerleri kullanılmıştır. Vektörlerin belirlenmesinden sonra süreleri hesaplanmıştır. İki boyutlu vektör diyagramından üç boyutlu vektör diyagramına geçiş için ters dönüşüm matrisi kullanılmış ve uygun anahtarlama durumu seçilmiştir. Geliştirilen algoritmanın üç, dört ve beş seviyeli dönüştürücüye uygulanması benzetim sonuçlarıyla verilmiştir. Nötr nokta dengesine yönelik bir çalışmadan bahsedilmemiştir [23].

1.2 Tezin Amacı

Temiz enerjinin, yaşamın devamlılığında anahtar faktörlerden birisi olduğunun farkına varılması, mevcut elektrik enerjisinin daha verimli olarak kullanımını ve yenilenebilir enerji kaynaklarından elde edilecek enerjinin daha verimli olarak elektrik enerjisine dönüştürülmesinin gerekliliğini ortaya çıkarmıştır. Bu nedenle güç elektroniği sistemleri ile elektrik enerjisinin dönüşümünü verimli hale getirmek zorunlu olmuştur.

Bir güç elektroniği sisteminde verimi azaltan faktörlerin başında, elektrik enerjisinin dönüştürülmesi sırasında güç yarı iletkenlerinde ısı olarak ortaya çıkan güç kayıpları gelmektedir. Her ne kadar bu kayıpları azaltacak yönde yeni nesil yarı iletken yonga teknolojileri geliştirilse de, yapılan bu gelişmeler tek başına yeterli olmamakta, tasarımcıları yeni yarı iletken teknolojilerini geliştirmeye, yeni verimli topolojiler oluşturmaya veya mevcut verimli topolojilerin kullanım yaygınlığını arttıracak yönde kontrol edilebilirliğini kolaylaştıracak yöntemler geliştirmeye sevk etmiştir.

Bu tez çalışmasında; yaygın olarak kullanılan iki seviyeli topolojilerin yerine, kontrol edilebilirliğinin daha karmaşık olmasından dolayı henüz tam olarak yaygınlaşmamış, üç veya daha fazla seviyeli dönüştürücülerin, uygulaması yalınlaştırılmış uzay vektör modülasyonu ile kolay kontrol edilebilirliğinin sağlanması amaçlanmıştır.

Uygulama yönteminin yalınlaştırılması kıstası dikkate alındığında, iki seviyeli topoloji için kullanılan mevcut sistem kaynaklarının, çok seviyeli yapılara geçilirken çok fazla arttırılmaması hedef alınmıştır. Şebeke bağlantılı dönüştürücü tasarımı önce iki seviyeli olarak yapılmış, sonrasında ise kaynakların kullanımını belirleyen kontrol devrelerinde kayda değer bir değişikliğe ihtiyaç duyulmayacak şekilde üç seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücü tasarımı uyarlanması amacı güdülmüştür.

Bu çalışmada, çok seviyeli dönüştürücülerin kontrolünün yalınlaştırılarak güç elektroniği sistemlerinde yaygın bir şekilde kullanılması, enerji verimliliğinin artırılması ve bunun sonucu olarak enerji kaynaklarının sürdürülebilirliğinin sağlanması hedeflenmiştir.

1.3 Orijinal Katkı

Bu tez çalışmasında, geleneksel iki seviyeli uzay vektör modülasyonu temel alınarak, iki veya daha fazla seviyeli dönüştürücüler için geliştirilmiş yeni bir uzay vektör modülasyonu hesap algoritmasının matematiksel yöntemi ortaya konulmuştur. Bu yeni matematiksel yöntem, iki seviyeli uzay vektör modülasyonu için kullanılan hesap yönteminden çok büyük farklılıklar içermeyip, yalnızca bir miktar daha fazla temel toplama ve çıkarma işlemi gerektirmektedir. Bu ek işlemler; sistem kaynaklarının artırılmasını gerektirmeden, çok seviyeli dönüştürücüye geçiş için sistem tasarımı yalınlaştırılması, iki seviyeli dönüştürücü tasarımı seviyesine çekilmesi ile sağlanmıştır.

Bu tezde geliştirilen geliştirilmiş uzay vektör modülasyonu uygulamasının yapılabilirliğini göstermek için, ilk önce iki seviyeli dönüştürücü tasarımı gerçekleştirilmiştir. Gerçeklenen tasarım, kapalı çevrim kontrolü ile şebeke bağlantılı olacak şekilde yapılmıştır. Şebeke bağlantısının gerçekleştirilebilmesi için şebeke gerilimi ile eş zamanlı çalışmanın gerekliliği dikkate alınarak faz kilitlemeli çevrim algoritması yazılımsal olarak uygulanmıştır. Devrelerin çalışması için gerekli güç kaynağı, uygun değerli çıkış gücünü sağlayacak şekilde tasarlanmıştır. Kontrol devresi mikrokontrolör tabanlı olarak tasarlanmıştır. Basit ve kolay bir şekilde uygulanabilirliği gösterebilmek için 16 bit veri yolu olan, 20MHz saat hızına ve 50ns minimum komut uygulama süresine sahip, iki seviyeli dönüştürücü tasarımları için geliştirilmiş bir mikrokontrolör kullanılmıştır. Şebeke bağlantılı kapalı çevrim iki seviyeli dönüştürücü tasarımının gerçekleştirilmesi sonrasında, kontrol katına minimum donanımsal ekleme yapılarak şebeke bağlantılı kapalı çevrim üç seviyeli dönüştürücü tasarımı gerçekleştirilmiştir. Kontrol katında kullanılan mikrokontrolör, iki seviyeli dönüştürücü kontrolü için kullanılan ile aynıdır. İki seviyeli uzay vektör modülasyonu, ek birkaç matematiksel işlem ile üç seviyeli dönüştürücü için kullanılabilecek uzay vektör modülasyonu yöntemine çevrilmiştir. Üç seviyeli dönüştürücünün kontrolü için gerekli

kontrol sinyalleri, bu mikrokontrolör tarafından oluşturularak, ek birkaç lojik devre ile üç seviyeli dönüştürücünün kontrolü için gerekli sürme sinyalleri oluşturulmuştur. Kapalı çevrim kontrol için gerekli diğer donanımsal yapılar, iki seviyeli tasarım için gerekli donanımsal yapılar ile aynı seçilmiştir.

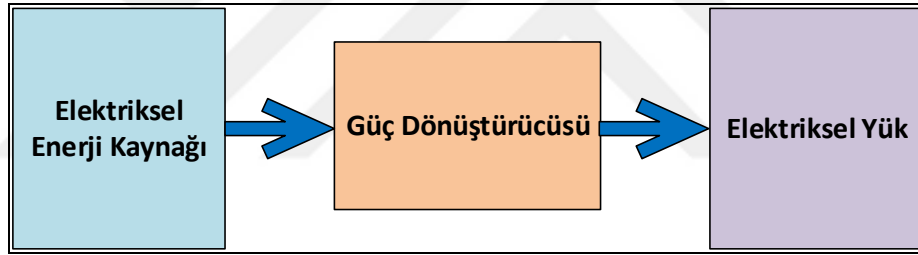
Çok seviyeli dönüştürücülerde uzay vektör diyagramı, iki seviyeli uzay vektör diyagramında olduğu gibi altı sektörden oluşmaktadır. İki seviyeli uzay vektör diyagramında bulunan sektör içinde, referans vektör ucunun bulunabileceği yalnızca bir üçgen olmasından dolayı, yardımcı vektörler doğrudan kullanılarak vektör sürelerinin hesabı kolayca yapılmaktadır. Çok seviyeli dönüştürücülerde ise bir sektör içinde bulunan üçgen sayısı, seviye sayısının bir eksiğinin karesi alınarak bulunabilir. Bu durumda, referans vektörün ucunun, hangi alt üçgen içinde olduğunun öncelikle belirlenmesi gerekmektedir.

Tezde orijinal katkı olarak önerilen yeni matematiksel yöntemde, bu öncelik dikkate alınarak ampirik olarak ortaya konulan yeni bir formül ile vektör ucunun içinde bulunduğu alt üçgen hesaplanmıştır. Bu hesaplamada kullanılan değişkenlerin, aynı zamanda bulunan alt üçgen içindeki yardımcı vektörlerin zamanlarının hesabında da kullanılmasından dolayı, vektör sürelerinin hesaplanması için sistem kaynaklarına ayrıca ek yük getirmemektedir.

Çok seviyeli dönüştürücülerde çıkış gerilim seviyeleri, her seviye için kullanılan kondansatörlerin terminalleri arasındaki gerilim farkı ile belirlenmektedir. Bu gerilim farklarının, hem çıkış harmoniklerinin arttırılmaması, dolayısıyla da çıkış kalitesinin bozulmaması için, hem de gerilim seviyelerindeki değişimin kontrolden çıkmadan kondansatörler ve anahtarlama elemanlarının nominal gerilim sınırları dahilinde tutulması için kontrol edilmesi gerekmektedir. Ayrıca bu çalışmada, bu gereklilik dikkate alınarak gerçekleştirilen üç seviyeli dönüştürücüde nötr nokta geriliminin dengelenmesi için yazılımsal bir algoritma geliştirilmiş ve nötr nokta geriliminin dengelenmesi gerekliliği yerine getirilmiştir. Geliştirilen bu algoritmanın nasıl çıkarıldığı detaylı olarak anlatılmıştır.

ŞEBEKE BAĞLANTILI SİSTEMLER

Tüm güç elektroniği devreleri, elektrik enerjisinin herhangi bir çeşit kaynaktan yüke doğru aktarılmasını sağlamaktadır. Genel güç dönüşümü sistemi blok şeması Şekil 2.1’de gösterilmiştir [24]. Burada gösterilmiş olan güç dönüştürücüsü; güç anahtarları, magnetik trafolar, kapasitör ve endüktör gibi enerji depolama elemanları ile kontrol ve koruma devrelerini içerir.



Şekil 2.1 Elektriksel güç dönüşüm sistemi blok şeması

Bir güç dönüştürücüsünün dönüşüm sırasında kullanacağı enerji, enerji kaynağı ve yük arasında olmasından dolayı, tüm sisteme kayıp olarak yansımaktadır. Oluşan bu kaybı minimuma indirecek şekilde tasarım yapmak, en önemli zorunluluklardan birisidir.

Enerji kaynağı ve yük arasında bulunan bir güç dönüştürücüsü sistem güvenilirliğini doğrudan etkilemektedir. Enerji kaynağının güvenilir olduğu bir durumda, güç dönüştürücüsünde oluşacak bir hata, yük tarafında, hatanın enerji kaynağında oluşmuş gibi gözükmesine neden olacaktır. Bu nedenle, birçok durumda yüksek güvenilirlik, yüksek verimden daha önemli olacak şekilde ön plana çıkmaktadır [25].

2.1 Şebeke Bağlantılı Sistemlerin Sınıflandırılması

Şebeke bağlantılı sistemleri temel olarak iki grup altında incelenebilir:

- Şebekenin kaynak olarak kullanıldığı ve yüke enerji aktarımının AC-DC, AC-AC ya da AC-DC-AC dönüşümü ile aktarım yapan sistemler,
- Şebekenin yük olarak kabul edilebileceği ve yenilenebilir enerji kaynağından bu şebekeyi DC-AC, AC-AC ya da AC-DC-AC dönüşüm yaparak besleyen sistemler.

2.1.1 Şebekeden Güç Aktarımı Yapılmasını Sağlayan Sistemler

Şebekeden beslenecek yükün AC ya da DC olmasına göre kullanılan güç dönüştürücü ünitesi AC-DC-DC ya da AC-DC-AC / AC- AC dönüşüm işlemini gerçekleştirmektedir.

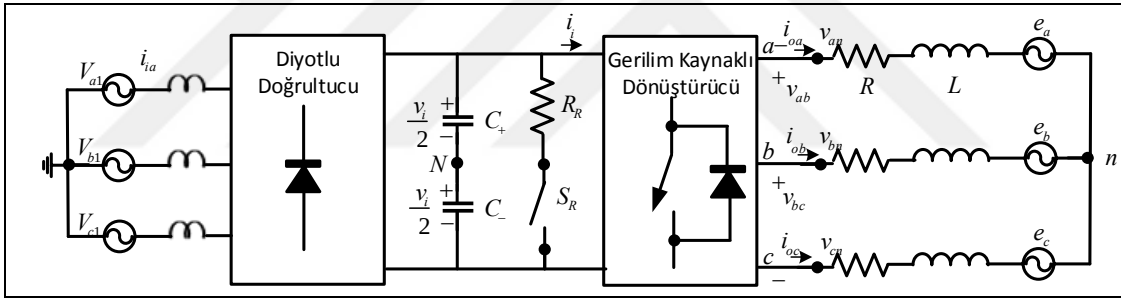
AC – AC dönüştürücülere, doğrudan frekans dönüştürücüler (cycloconverter) ve matris dönüştürücüler örnek verilebilir. Bu dönüştürücülerde seçilecek yarı iletken elemanlar çalışma frekansına bağlı olarak, faz kontrollü tristörler ya da izole kapılı çift kutuplu transistörler (IGBT) olabilir. Bu tip sistemlerde, DC dönüşüm yapılmadığından, DC hat gerilimi oluşturulmaz ve DC hat filtre kapasitörlerine ihtiyaç duyulmaz.

AC – DC – DC ve AC – DC – AC dönüştürücüler için ilk çevrim katı olan AC – DC dönüştürücüler günümüzde genellikle, Şekil 2.2’de gösterildiği gibi diyotlu doğrultucularla ya da faz kontrollü tristörlerle gerçekleştirilmektedir [26]. Bu yapıların avantajı, dayanıklılıklarının yüksek ve karmaşıklıklarının düşük olmasıdır. Buna karşılık, bu tip yapıların temel dezavantajı, güç transferinin yalnızca AC taraftan DC tarafa doğru olmasıdır. Bir diğer dezavantajı ise sinüzoidal yapılı olmayan giriş akımlarından dolayı, güç hattında ciddi harmonik bozukluklara neden olmaları ve reaktif güç çekmeleridir. Ters paralel bağlı çift dönüştürücülü yapılarla (12 tristörlü) güç rejenerasyonu mümkün olmakla birlikte, giriş akımındaki bozulmaların önüne geçilememektedir.

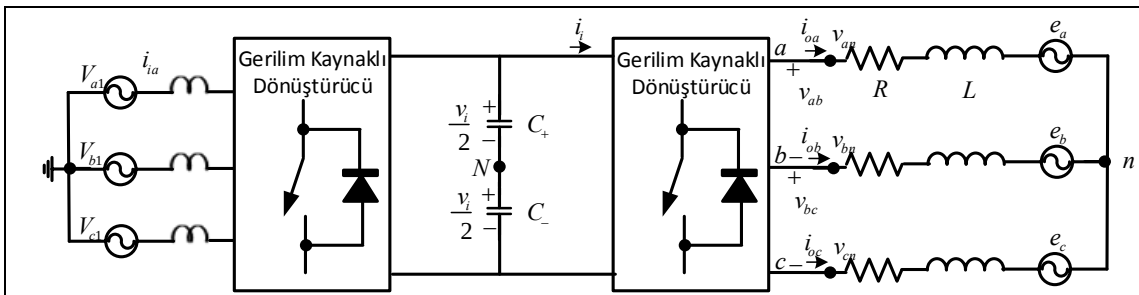
Harmonikler, elektrik sistemlerinin çalışmasını olumsuz etkilediğinden, harmonik etkilere karşı birçok önemli standart hayata geçirilerek sınırlamalar getirilmiştir. Giriş harmoniklerinin azaltılmasında kullanılan temel yöntemlerden birisi çok darbeli bağlantıya dayalı çoklu sargılı trafo kullanımıdır. Düşük güçlü uygulamalarda pasif filtrelerin kullanımı söz konusu olmaktadır.

Harmoniklerin ve reaktif güç kullanımının azaltılmasında kullanılan diğer bir yöntem ise güç faktörü düzeltme (PFC) devrelerinin AC – DC dönüştürücü yapısına uyarlanmasıdır. Bu dönüştürücülerde, IGBT, GTO, IGCT gibi anahtarlama elemanları, dönüştürücü

katında kullanılır. Bu sayede giriş akımı dalga şeklinin sinüzoidal ve giriş gerilimi ile aynı fazda olması sağlanarak, şebekeyi bozan harmonikler azaltılıp, devrenin güç faktörü yükseltilir. PFC devreleri, enerjinin yalnızca AC kaynaktan DC yüke aktarılacak tek yönlü çalışmaya izin veren ve AC kaynaktan DC yüke ya da DC yükten AC kaynağa enerji aktarımı sağlayabilecek şekilde iki farklı tipte olabilmektedir. Şekil 2.3'te gösterilen çift taraflı çalışma, özellikle cer sürücüsü, vinç sürücüsü, asansör sürücüsünde motor frenlemesi sırasında ortaya çıkacak enerjinin, şebekeye geri kazandırılması açısından tercih edilmektedir. Kesintisiz güç kaynağı uygulamalarında da çıkış gücünün belirli oranında şebekeye enerji aktarımının istendiği durumlarda, çift taraflı çalışma özelliği olan PFC yapıları sisteme eklenmektedir. Çift taraflı çalışabilen bu yapılar PWM rejeneratif doğrultucular olarak isimlendirilip, ters yönde güç akışı ile DC hat gerilimini kontrol eden ve şebekeden harmonik içeriği düşük, güç faktörü yüksek akım çekebilen dönüştürücülerdir. Bu dönüştürücüler gerilim kaynaklı ve akım kaynaklı olmak üzere iki kısma ayrılabilir.



Şekil 2.2 Diyotlu doğrultuculu AC – DC – AC dönüştürücü sistemi



Şekil 2.3 PWM rejeneratif doğrultuculu AC – DC – AC dönüştürücü sistemi

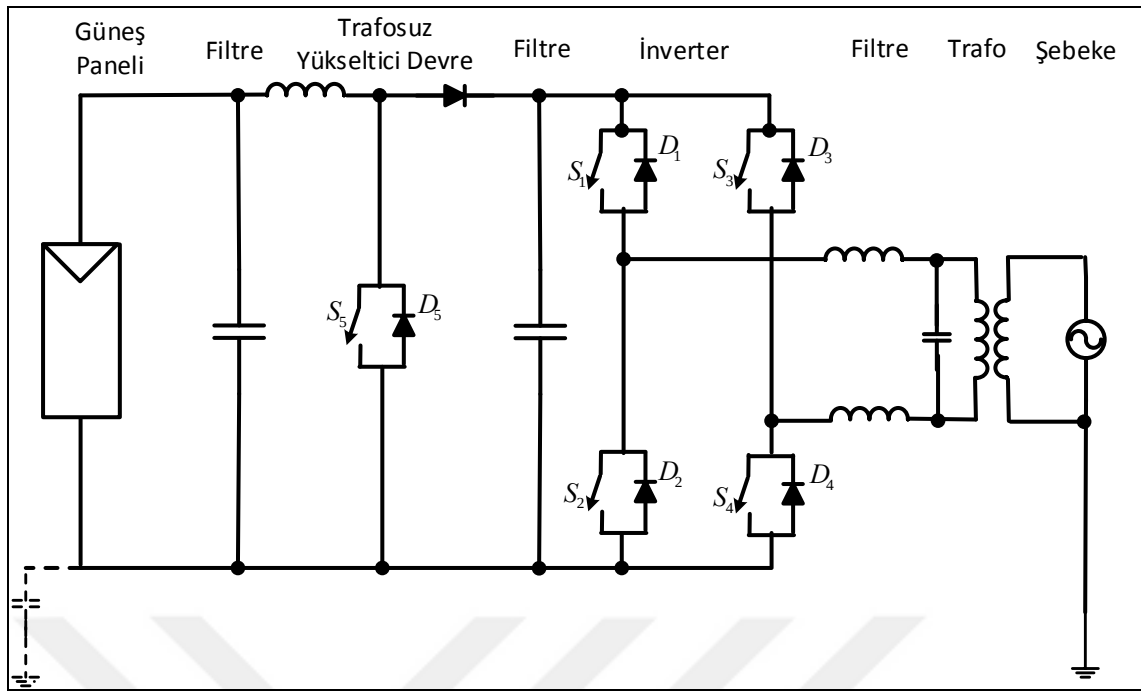
AC – DC dönüştürücülerin çıkışına bağlanan DC hat kapasitörleri ile süzülen DC gerilim, DC – AC evirme işlemi yapılarak, uygulama ihtiyacına göre sabit gerilim ve sabit frekanslı AC gerilime (kesintisiz güç kaynağı gibi) ya da değişken gerilim ve değişken frekanslı AC gerilime (AC motor sürücü gibi) dönüştürülmektedir [25,26].

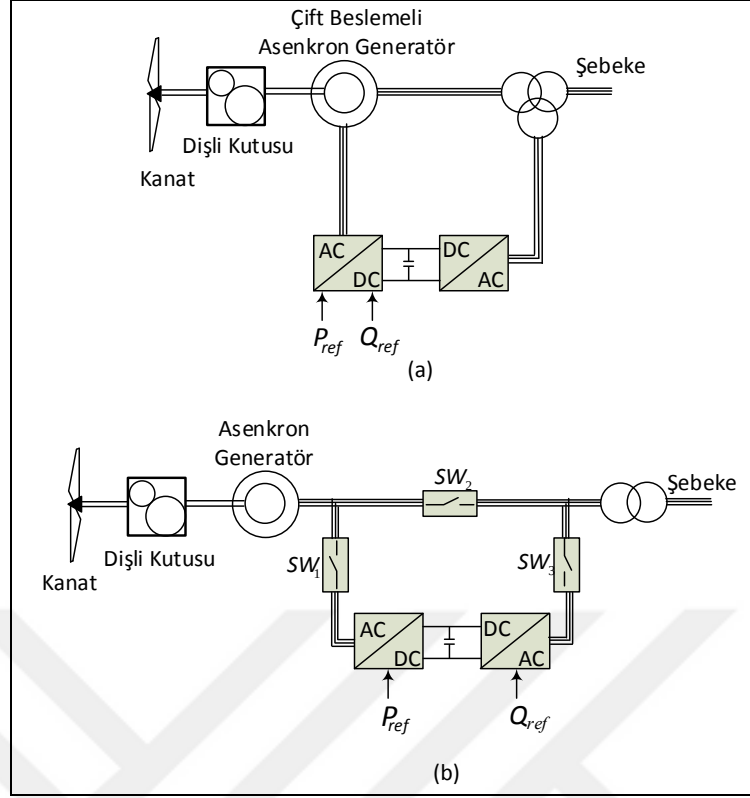
2.1.2 Şebekeye Güç Aktarımı Yapılmasını Sağlayan Sistemler

Elektrik enerjisi elde etmek için nükleer ve fosil türü yakıtların kullanımının doğaya verdiği zararlar göz önüne alınarak, son yıllarda yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımı tercih edilmeye başlanmış ve çalışmalar hız kazanmıştır. Yenilenebilir enerji kaynağı denildiğinde ilk akla gelen türler güneş enerjisi ve rüzgar enerjisidir. Bu kaynaklardan elde edilen enerji DC – DC – AC ya da AC – DC – AC çevrim sistemleri üzerinden, ilgili şebeke kodları ve yönergeleri ile uyumlu olarak şebekeye aktarılmaktadır. Bu sistemlerde, ön plana çıkan iki özellik, yüksek verim ve sistem güvenilirliğidir.

Şekil 2.4'te gösterilen güneş enerjili (PV) sistemlerde PV dönüştürücüler, merkezi anahtar eleman olarak kabul edilmektedir. Temel görevi PV panellerden elde edilen DC gücü, şebeke ile eş zamanlı AC güce çevirip şebekeye aktarmaktır. PV panellerden elde edilen DC gerilim, anlık güneş ışığı miktarı, ortam sıcaklığı gibi değişkenlere bağımlılık gösterdiğinden PV dönüştürücünün DC hat gerilimini sabit tutması için girişinde DC – DC yükseltme devresi kullanılabilmektedir.

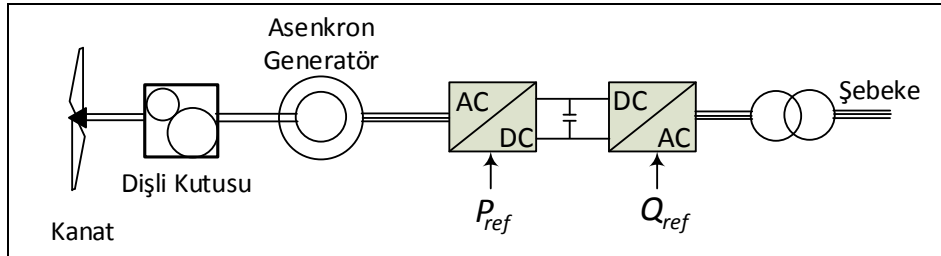
Rüzgar enerjisi sistemlerinde, rüzgar türbinlerinin şebeke bağlantısı çok hassas bir konudur. Büyük rüzgar türbinleri ile üretilen güç, stokastik yapısından dolayı, sabit güç iletimi ve güç sistemi kararlılığına göre tasarlanmış enerji iletim hatları için sorunlar yaratabilir. Bu sorunların çözümünde, şebeke tarafında kullanılan güç elektroniği devrelerinin yardımı ve kanat açısının ayarlanabilmesi ile rüzgar türbini santrallerinin, genel güç santralleri gibi davranması sağlanmaktadır. Güç dönüştürücülerinin, değişken hızlı rüzgar türbinlerinde kullanımı ile generatör kontrolü, dolayısıyla aktif güç kontrolü sağlanır. Şebeke tarafı dönüştürücüleri ise reaktif güç değişimi ve gerilim regülasyonu kısmını gerçekleştirmektedir [27].





Şekil 2.5 Azaltılmış güç yapılı rüzgar türbin sistemleri (a) Çift beslemeli asenkron generatör kullanılan (b) Asenkron generatör kullanılan sistemler

Şekil 2.6'da gösterilen tam güç yapılı sistemlere, asenkron generatörler ve senkron generatör örnekleri verilebilir. Tam güç yapılı tanımlanmasının nedeni, sırt-sırtta bağlı dönüştürücülerin generatör ile şebeke arasına, her iki yapıyı birbirinden ayıracak şekilde bağlanmasından dolayıdır. Rotor tarafı dönüştürücüsü aktif güç kontrolü, şebeke tarafı dönüştürücüsü ise reaktif güç kontrolünden sorumludur. Burada sistem sınırlamalarından dolayı, şebeke hataları oluştuğunda kısa devre hatalarının giderilmesine doğrudan katkı sağlayamadığından ek çözümler bulunmalıdır.



Şekil 2.6 Tam güç yapılı rüzgar türbin sistemleri

Tasarlanan sırt sırta bağlı dönüştürücü yapıları gerilim kaynaklı ya da akım kaynaklı olabilir [27].

ÜÇ SEVİYELİ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Üç seviyeli topoloji ilk olarak 1977 yılında Holtz tarafından oluşturulmuştur. Bu ilk geliştirilen inverterde nötr nokta gerilimini dengelemek için yardımcı anahtarlar kullanılmıştır ve Şekil 3.1’de gösterildiği üzere MNPC (mixed voltage NPC) veya T-tipi NPC topoloji olarak adlandırılmaktadır [28].

1980 yılında ise Nabae ve arkadaşları bu topolojiyi biraz daha geliştirmiş ve nötr nokta geriliminin, ana anahtarların orta noktasına bağlanacak yardımcı diyotlar yardımıyla dengede tutulacağı yapıyı oluşturmuşlardır. Şekil 3.2’de verilen bu topoloji NPC topoloji olarak adlandırılmaktadır [29].

Bu topolojiler ile iki seviyeli dönüştürücülerin dezavantajları ortadan kaldırılmaktadır. Özellikle yüksek güçlü uygulamalarda, daha düşük anahtarlama frekanslarında daha kaliteli çıkış sinyalleri elde edilebilmektedir. Anahtarlar ayrıca daha düşük gerilime ve dV/dt ’ye maruz kaldıklarından dayanma gerilimi daha düşük değerlerde seçilebilmektedir. Sonuç olarak, tüm sistemin veriminin daha yüksek olması sağlanabilmektedir [22-31].

3.1 Üç Seviyeli Dönüştürücü Topolojileri

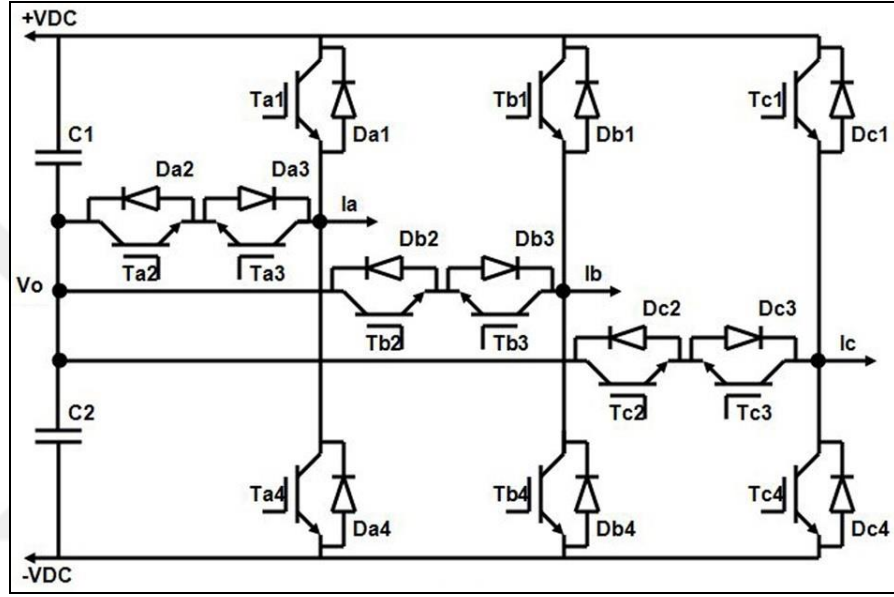
3.1.1 MNPC (T-NPC) Topoloji

Dört adet izole kapılı bipolar transistör (IGBT) ve dört adet ters paralel diyottan oluşmaktadır. Bunlardan iki tanesi IGBT ve iki tane diyot yarım köprü hattında bulunmaktadır. Diğer iki IGBT ve iki diyot ise nötr hat üstünde bulunmaktadır.

Herhangi bir faz kolunun çıkış gerilimi, +VDC (pozitif gerilim), V_o (nötr nokta gerilimi) ve -VDC (negatif gerilim) arasında değişmektedir.

Yarım köprü hattında bulunan elemanlar, her ne kadar anahtarlama sırasında toplam DC hat geriliminin yarısına göre anahtarlansaydı da, kapalı olduğu durumda tıkamaları gereken gerilim seviyesi toplam DC hat gerilimidir. Bundan dolayı bu hat için seçilen elemanların tıkama gerilimleri toplam DC hat gerilimi düşünülerek seçilmelidir.

Nötr hat üstünde bulunan IGBT ve ters diyotlar, bir uçları DC hat kondansatörlerinin orta noktasına bağlı olduğu için toplam tıkamaları gereken gerilim seviyesi DC hat geriliminin yarısı kadardır.



Şekil 3.1 T-NPC topoloji

3.1.2 NPC Topoloji

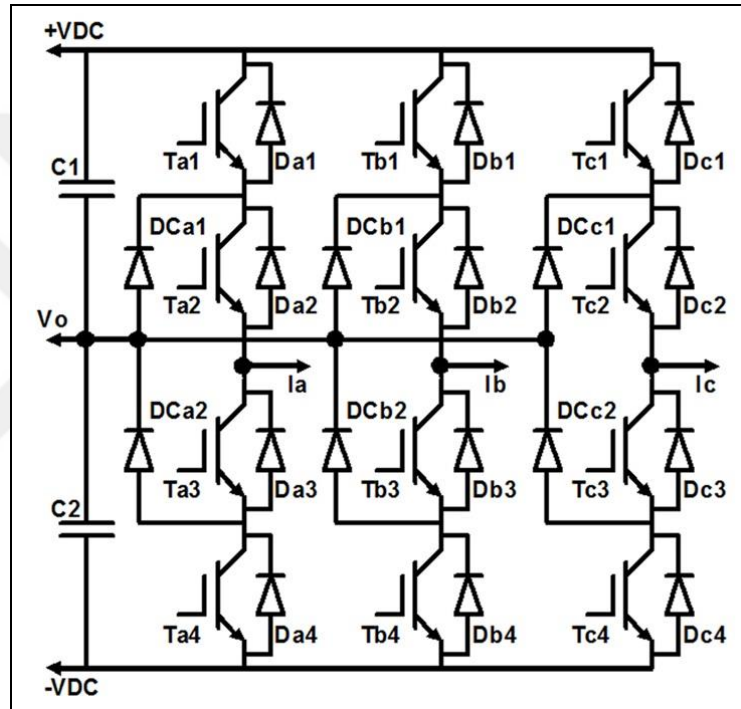
Dört adet IGBT ve altı adet ters paralel diyottan oluşmaktadır. Dört adet IGBT ve dört adet diyot yarım köprü hattında seri olarak bulunmaktadır. Diğer iki adet diyot ise bir uçları nötr hat üstünde bulunmaktadır.

Herhangi bir faz kolunun çıkış gerilimi, +VDC (pozitif gerilim), Vo (nötr nokta gerilimi) ve -VDC (negatif gerilim) arasında değişmektedir. Temel çalışma prensibi ve kontrol sinyallerinin uygulama şekli T-NPC topoloji ile aynıdır.

En üst ve en altta bulunan IGBT'ler yüksek frekansta anahtarlama işlemi için kullanılmaktadır ve çalışma moduna bağlı olarak yarı alternansta anahtarlansınlar ya da anahtarlansınlar. İçte kalan IGBT'ler ise çalışma moduna göre devamlı iletimde ya da devamlı anahtarlama durumundadırlar. Nötr hat diyotları ise, çalışma moduna göre

devamlı anahtarlanırlar ya da iletimde olurlar. Temel görevleri, ana anahtar eleman devreden çıktığında nötr hattın çıkışa bağlanmasını sağlamaktır.

Tüm elemanlar, anahtarlama sırasında DC hat geriliminin yarısını gördüğü için DC hat gerilimine göre daha düşük tıkama gerilimli olarak seçilirler buna karşılık, anahtarlama sırasında oluşacak bir zamanlama hatasında içte kalan IGBT'lere toplam DC hat geriliminin uygulanılabileceği durumlar (çıkış faz-faz kısa devresi ya da kol kısa devresi gibi) oluşabilir. Bu gibi durumlarda, kontrollü bir şekilde kapatma anahtarlama sırasını ilk önce içteki IGBT'leri kapatacak şekilde düzenlemek gerekir.

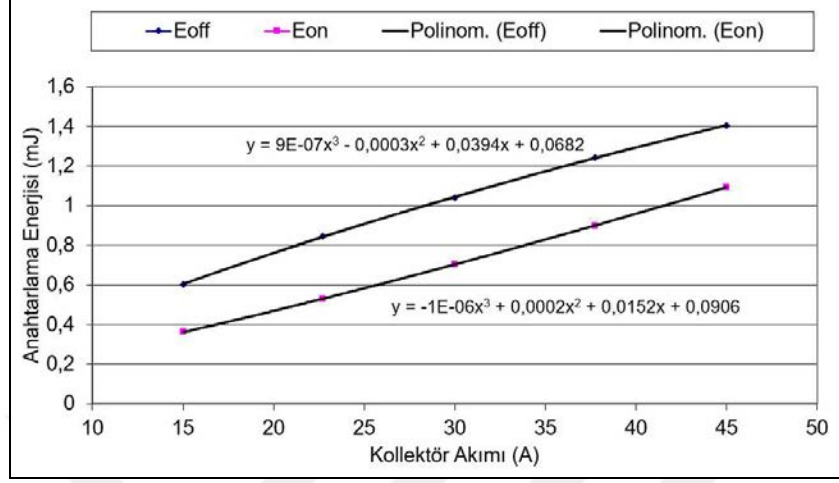


Şekil 3.2 NPC topoloji

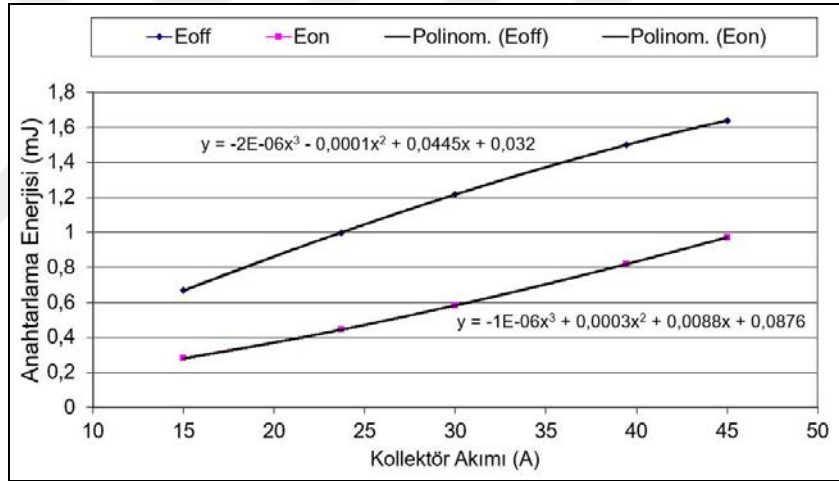
3.1.3 NPC ve MNPC Topolojilerin Karşılaştırılması

Her iki topoloji arasındaki farka değinmeden önce tıkama geriliminin yarı iletken eleman kayıpları üzerine etkilerini kısaca değerlendirmek uygun olacaktır. Tıkama gerilimi yüksek elemanların iletim kayıpları ile anahtarlama kayıpları, düşük tıkama gerilimli elemanlara göre daha yüksek olmakla birlikte, tıkama gerilimi oranları doğrudan anahtarlama kayıplarına ve iletim kayıplarına yansımamaktadır. Örneğin, günümüzde 600V'luk IGBT yongalarının nominal akımdaki doyma gerilimi 1,7V mertebesindedir. Buna karşılık 1200V'luk elemanların doyma gerilimleri 1,9V mertebesindedir. Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'te sırasıyla 40A/600V ve 40A/1200V IGBT

yongalarının anahtarlama enerjileri gösterilmektedir. Görüldüğü üzere, 600V IGBT yongalarının anahtarlama enerjisi 1200V yongalara göre avantajlı olmakla birlikte, sonuçlar doğrudan tıkama gerilimi oranını yansıtmamaktadır.



Şekil 3.3 600V IGBT için anahtarlama enerjileri

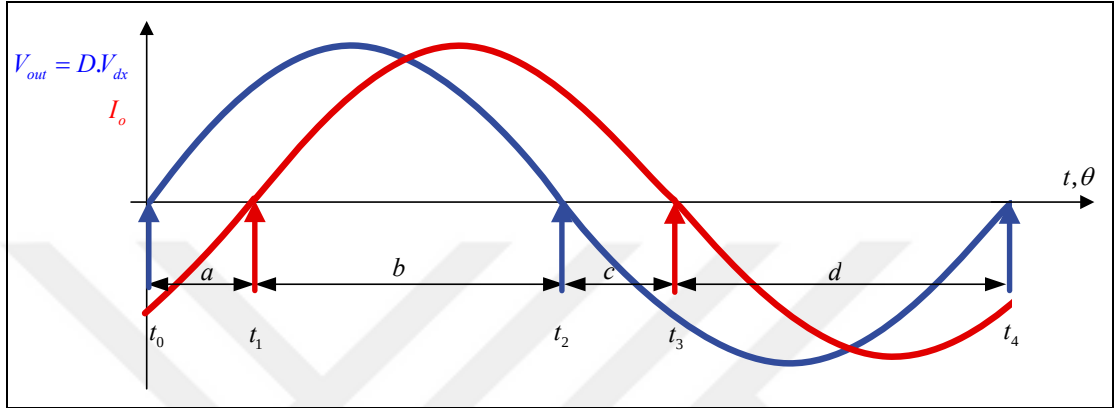


Şekil 3.4 1200V IGBT için anahtarlama enerjileri

Şekil 3.5'te NPC ve MNPC için referans alınabilecek akım ve gerilim değişimini gösteren eğriler bulunmaktadır. Her iki topoloji için gerilim yönüne bağlı olarak anahtarlama sırası Çizelge 3.1'de gösterilmektedir. Çizelge 3.1 ve Şekil 3.5'te gösterilen akım yönüne bağlı olarak herhangi bir durum için hangi yarı iletken elemanın ne tip güç kaybına (anahtarlama veya iletim güç kaybı) sahip olabileceği bulunabilir.

Çizelge 3.1 Üç seviyeli dönüştürücüde anahtarlama durumları

Anahtarlama durumu	T ₁	T ₂	T ₃	T ₄
V _{çıkış} >0	D (T _{on} *f _c)	1 (hep iletimde)	1-D (T _{off} *f _c)	0 (hep kesimde)
V _{çıkış} <0	0 (hep kesimde)	1-D (T _{off} *f _c)	1 (hep iletimde)	D (T _{on} *f _c)



Şekil 3.5 Üç seviyeli topolojide kayıp durumunu gösterecek şekilde herhangi bir çalışma modu için akım ve gerilim referansları

Çizelge 3.2 ve Çizelge 3.3'te sırasıyla MNPC ve NPC topoloji için kullanılan yarı iletken elemanlardaki kayıp tipleri belirtilmiştir. SS, iletim kayıplarını, SW ise anahtarlama kayıplarını göstermektedir.

Çizelge 3.2 MNPC topoloji için iletim kayıpları ve anahtarlama kayıplarının eleman başına dağılımı

Zaman	Gerilim ve Akım Yönleri	T ₁	T ₂	T ₃	T ₄	D ₁	D ₂	D ₃	D ₄
t ₀ -t ₁	V _{çıkış} >0 I _{çıkış} <0	0	0	SS + SW	0	SS + SW	SS	0	0
t ₁ -t ₂	V _{çıkış} >0 I _{çıkış} >0	SS + SW	SS	0	0	0	0	SS + SW	0
t ₂ -t ₃	V _{çıkış} <0 I _{çıkış} >0	0	SS + SW	0	0	0	0	SS	SS + SW
t ₃ -t ₄	V _{çıkış} <0 I _{çıkış} <0	0	0	SS	SS + SW	0	SS + SW	0	0

Çizelge 3.3 NPC topoloji için iletim kayıpları ve anahtarlama kayıplarının eleman başına dağılımı

Zaman	Gerilim ve Akım Yönleri	T ₁	T ₂	T ₃	T ₄	D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	DC ₁	DC ₂
t ₀ -t ₁	V _{çıkış} >0 I _{çıkış} <0	0	0	SS + SW	0	SS + SW	SS	0	0	0	SS
t ₁ -t ₂	V _{çıkış} >0 I _{çıkış} >0	SS + SW	SS	0	0	0	0	0	0	SS + SW	0
t ₂ -t ₃	V _{çıkış} <0 I _{çıkış} >0	0	SS + SW	0	0	0	0	SS	SS + SW	SS	0
t ₃ -t ₄	V _{çıkış} <0 I _{çıkış} <0	0	0	SS	SS + SW	0	0	0	0	0	SS + SW

Çizelge 3.1 ve Şekil 3.5'te gösterilen akım yönüne bağlı olarak herhangi bir durum için hangi yarı iletken elemanın ne tip güç kaybına (anahtarlama veya iletim güç kaybı) sahip olabileceği bulunabilir. Çizelge 3.2 ve Çizelge 3.3'te sırasıyla MNPC ve NPC topoloji için kullanılan yarı iletken elemanlardaki kayıp tipleri belirtilmiştir. SS, iletim kayıplarını, SW ise anahtarlama kayıplarını göstermektedir.

Üç seviyeli NPC ve T-NPC topolojide kullanılan anahtar elemanların sürme işlemi için her yarım köprüye dört adet, üç faz uygulaması için ise toplam 12 adet sürme sinyali ihtiyacı duyulur. Uygun lojik devre tasarımıyla 6 adet standart PWM çıkışına ek sinyaller ile bu 12 adet sürme sinyali elde edilebilir. Bu tip bir devre [30]'da önerilmiştir.

3.2 Üç Seviyeli Topolojinin İki Seviyeli Topolojiye Göre Avantajı

Karşılaştırmada, ilk olarak kayıp performansları üzerinde durulmuş daha sonra ise THD performansları karşılaştırılmıştır. Çizelge 3.4'te benzetim için referans alınan çalışma koşulları ve eleman değerleri belirtilmiştir. İki seviyeli dönüştürücü kayıp hesaplarında SVPWM ve DPWM olmak üzere iki tip PWM metodu kullanılmıştır.

Çizelge 3.4 Benzetim için referans alınan çalışma koşulları ve eleman değerleri

Çıkış gücü	9,3 kW
DC hat gerilimi	700 V
Şebeke frekansı	50 Hz
Fazlar arası gerilim	380Vrms
Örnekleme süresi	500 ns
DC hat kondansatörü kapasitansı	1100 μ F (iki adet seri 2200uF)
Güç faktörü	0,8
Giriş Filtre endüktansı	2 mH

SVPWM'in DPWM'e göre THD bazında karşılaştırma yapıldığında büyük avantaj sağlamaktadır. DPWM ise 360°'lik periyot içinde, anahtarlanmanın olmadığı iki adet 60°'lik bölgenin akımın tepe değerleri etrafında yayılmasının sağlanması durumunda, anahtarlama kayıpları açısından fayda sağlamaktadır.

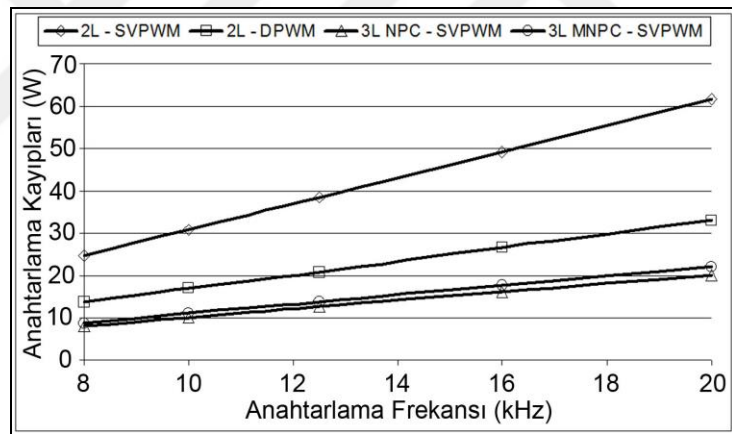
Çizelge 3.5 Topoloji ve modülasyon tekniklerinin kayıplar ve THD açısından karşılaştırılması

Topoloji – SVPWM Tekniği	Anahtarlama Frekansı (kHz)	8	10	12,5	16	20
2L - SVPWM	Modül kaybı (W)	54,941	60,686	68,385	79,051	91,51
	Modül iletim kayıpları (W)	30,247	29,811	29,819	29,766	29,811
	Modül anahtarlama kayıpları (W)	24,694	30,875	38,566	49,285	61,699
	THD	5,28%	4,22%	3,39%	2,65%	2,16%
2L - DPWM	Modül kaybı (W)	42,793	46,062	49,676	55,603	61,828
	Modül iletim kayıpları (W)	28,993	29,056	28,914	28,859	28,864
	Modül anahtarlama kayıpları (W)	13,8	17,006	20,762	26,744	32,964
	THD	7,79%	6,23%	5,26%	4,00%	3,37%
3L NPC - SVPWM	Modül kaybı (W)	52,462	54,44	57,029	60,494	64,409
	Modül iletim kayıpları (W)	44,4	44,277	44,283	44,271	44,256
	Modül anahtarlama kayıpları (W)	8,062	10,163	12,746	16,223	20,153
	THD	2,56%	2,15%	1,73%	1,38%	1,13%
3L MNPC - SVPWM	Modül kaybı (W)	42,57	45,063	47,575	51,34	55,99
	Modül iletim kayıpları (W)	33,841	33,924	33,836	33,722	33,819
	Modül anahtarlama kayıpları (W)	8,729	11,139	13,739	17,618	22,171
	THD	2,56%	2,13%	1,71%	1,39%	1,14%

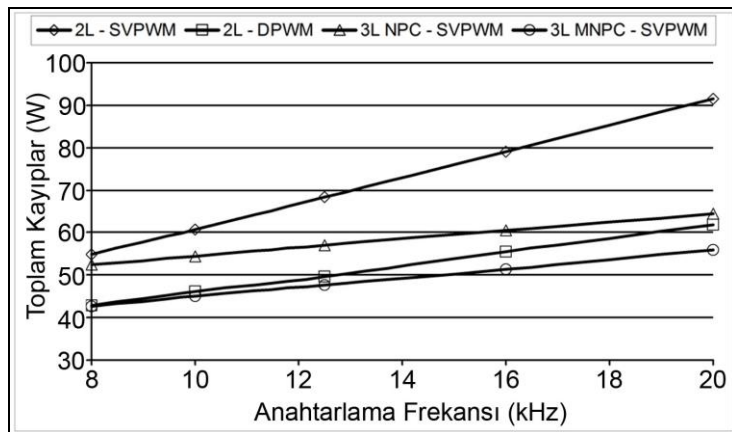
Kayıp hesaplamaları için, tüm devre tiplerinin benzetim çalışmaları yapılmıştır. Elde edilen akım şekilleri kullanılarak, darbe süreleri ve anlık akım değerleri kaydedilmiş ve o anlara denk gelen anahtarlama kayıpları ile iletim kayıpları darbe bazında hesaplanmıştır. Hesap sonucu elde edilen modül başına kayıp değerleri (bir yarım köprü için elde edilen) ile hesaplanan THD değerleri Çizelge 3.5'te gösterilmiştir.

Çizelge 3.5'te verildiği üzere, üç seviyeli NPC ve T-NPC topolojileri birbirleri ile karşılaştırıldığında, NPC topoloji anahtarlama kayıpları açısından fayda sağlamaktayken, MNPC topolojinin iletim kayıpları daha düşük olduğundan, düşük-orta frekans uygulamalarında avantaj sağlayabilmektedir. THD açısından ise her iki tip üç seviyeli topoloji aynı performansı göstermektedir.

Şekil 3.6, Şekil 3.7 ve Şekil 3.8'de sırasıyla modül anahtarlama kayıpları, modül toplam kayıpları ve anahtarlama tekniğine bağlı olarak elde edilen THD sonuçları gösterilmektedir.

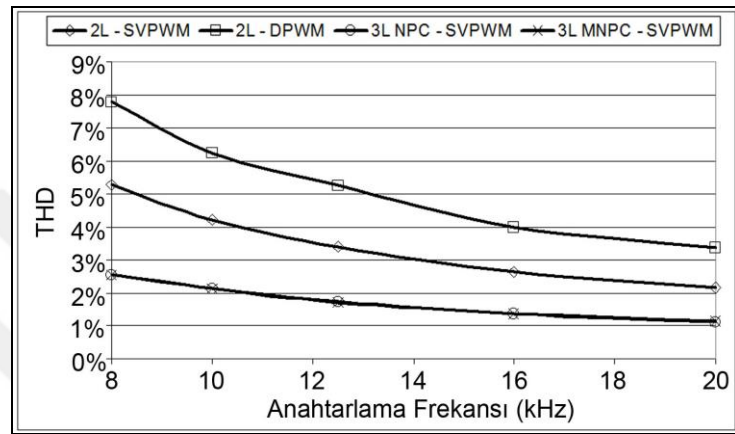


Şekil 3.6 Modül anahtarlama kayıpları



Şekil 3.7 Modül toplam kayıpları

Yapılan benzetim sonuçlarına göre SVPWM, DPWM'e göre, aynı anahtarlama frekansı için, daha iyi THD performansı sağlamaktadır. Buna karşılık, DPWM anahtarlama frekansı dikkatli bir şekilde seçilirse, SVPWM'e göre DPWM'in anahtarlama kaybı halen daha iyi tutulabilirken, THD performansı SVPWM'e göre daha düşük olmaktadır. Üç seviyeli topolojiler dikkate alındığında, iki seviyeli topolojilere göre yalnızca anahtarlama kayıpları değil, düşük çıkış akımı dalgalılığından dolayı THD değerleri de düşük olmaktadır.



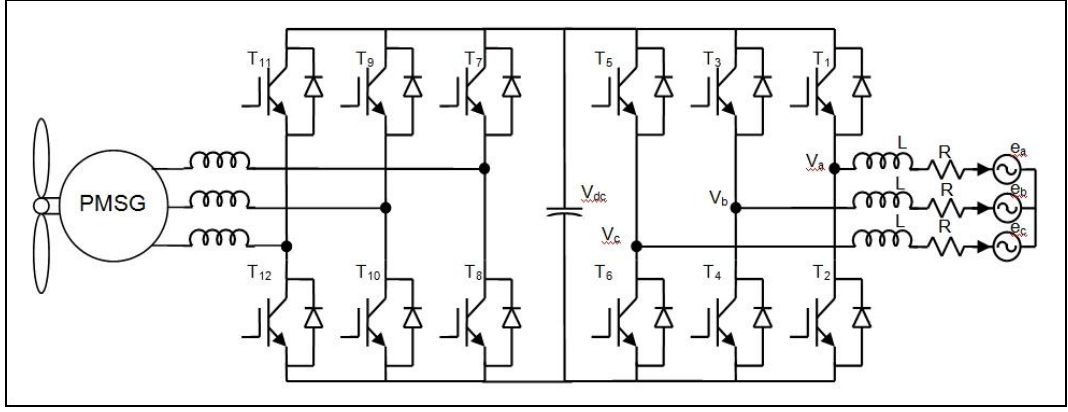
Şekil 3.8 THD sonuçları

UZAY VEKTÖR MODÜLASYONU

Gerilim Kaynaklı Dönüştürücüler (GKD), kontrol edilebilir genlikli ve düşük frekanslı çıkış gerilimini yüksek frekanslı gerilim darbeleri ile sağlayan DC – AC elektrik enerjisi çevrimi için kullanılan yapılardır. Şekil 4.1’de gösterildiği üzere, klasik GKE, yüksek frekanslı darbeler ile genliği ve frekansı kontrol edilebilir düşük frekanslı çıkış gerilimi üretir. Birçok darbe programlama metodunun içinde taşıyıcı tabanlı PWM, düşük harmonik bozulma, sabit frekans ve uygulama kolaylığı bakımından tercih edilir.

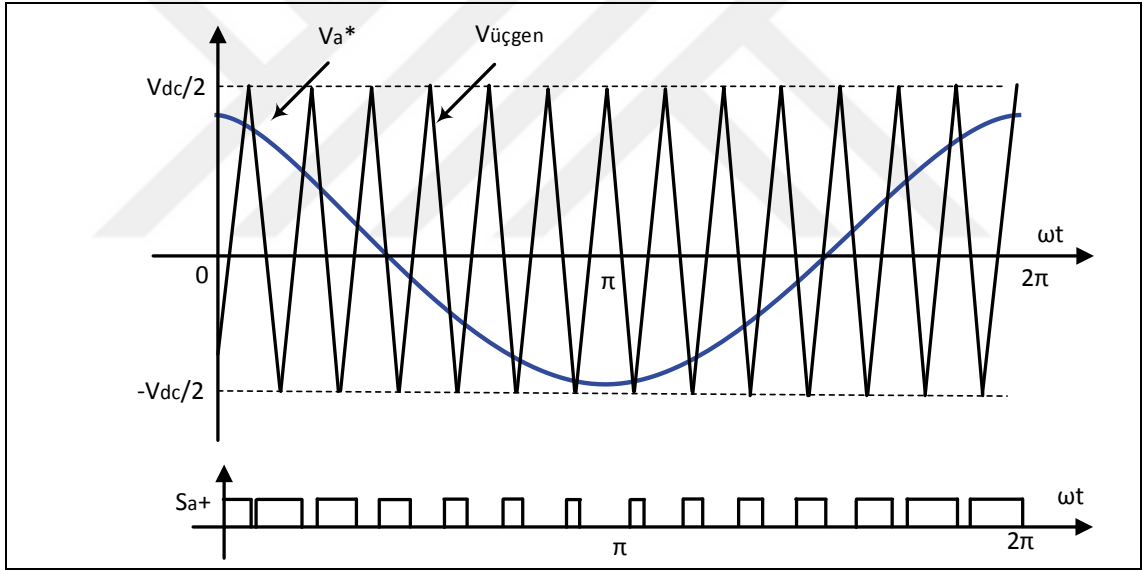
Taşıyıcı tabanlı PWM metodu, temel olarak “taşıyıcı döngüsü başına gerilim-saniye dengesi” prensibi ile arzu edilen dönüştürücü çıkış gerilim dalgası programlamayı uygular. İki ana uygulama tekniği mevcuttur: üçgen dalga ile kesişme tekniği ve doğrudan sayısal uygulama. Şekil 4.2’de verildiği üzere üçgen dalga ile kesişme tekniğine dayalı sinusoidal PWM (SPWM) metodunda, modüle referans eden dalga, üçgen şeklindeki taşıyıcı dalga ile karşılaştırılır ve kesişme noktaları anahtarlama anlarını belirler.

Şekil 4.3’de gösterilen Uzay Vektör Diyagramına (Space Vector Diagram) bağlı doğrudan sayısal metot ile dönüştürücü durumlarının zaman uzunlukları daha önceden her bir taşıyıcı için uzay vektör teorisi kullanılarak hesaplanır ve gerilim darbeleri doğrudan programlanır [25]. Gerilim-saniye dengesi prensibi ile çok çeşitli PWM metotları literatürde yer bulmuş ve her bir metot, kendine özgü gerilim darbelerinin izole edilmiş nötre uygulanması sonucu oluşturulmuştur.

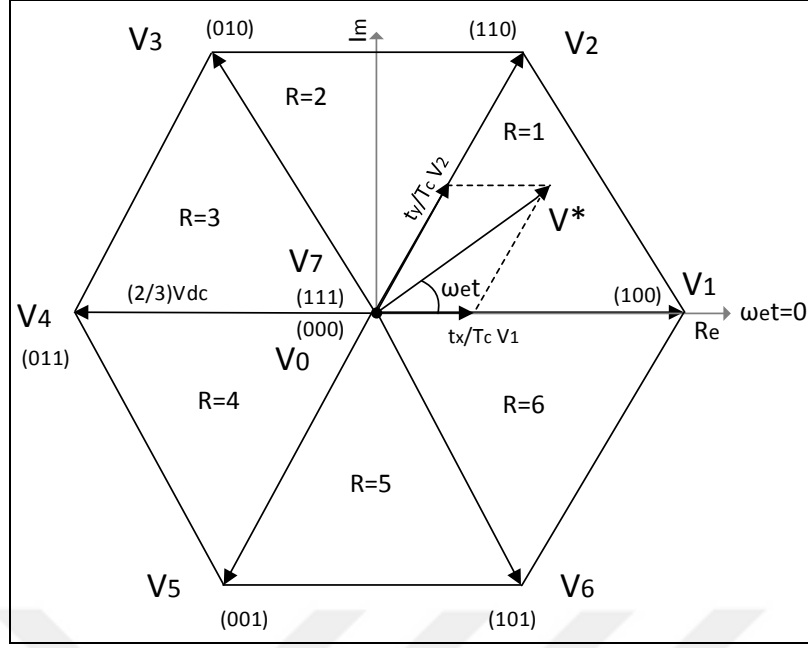


Şekil 4.1 İki seviyeli sırt sırta bağlı dönüştürücü

Çoğu üç fazlı AC motor sürücü ve şebeke bağlantılı uygulamalarda, nötr bağlantısı izole edilmiştir ve nötr akım yolu mevcut değildir. Bu tip uygulamalarda, üçgen kesişmeli uyarlamada sıfır-sıralı sinyal referans modüle eden dalgaya uygulanabilir. Düzgün seçilen sıfır-sıralı sinyal, SPWM'in gerilim-saniye lineer aralığını arttırabilir.



Şekil 4.2 Taşıyıcı tabanlı sinuzoidal PWM oluşturulması



Şekil 4.3 İki seviyeli SVPWM diyagramı

4.1 SVPWM Tekniği ile PWM Elde Edilmesi

SVPWM metodu, hesap yoğunluğu fazla, buna karşılık değişken frekanslı sürücü uygulamaları için kullanılan PWM yöntemleri içinde en iyi sonucu veren metottur. Üstün performans karakteristikleri nedeniyle uzun yıllardır geniş uygulama alanı bulmaktadır.

$$\left. \begin{aligned} V_a &= V_m \cos(\omega t) \\ V_b &= V_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c &= V_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

Yük nötr noktası, DC baranın orta noktasına bağlanırsa, 3 fazlı bir sistemde, her bir yarım köprü yapısı birbirinden bağımsız olarak çalışabilir ve yeterli PWM performansı sağlayabilir. Makine yükü göz önüne alındığında, yük nötr noktası izole edilmiştir. Bu ise fazlar arasında etkileşime neden olur. SVPWM metodunda, bu etkileşim göz önüne alınır ve üç fazlı izole nötrlü yükün harmonik içeriği optimize edilir. SVPWM teorisinin anlaşılabilmesi için dönen uzay vektör kavramı önem taşımaktadır. Üç fazlı sinüzoidal ve dengeli gerilimler (4.1) gibi üç fazlı yüke uygulandığında, V_m genlikli V uzay vektörü dairesel bir eksenle ω açısal hızıyla dönmekte ve dönüş yönü faz gerilimlerinin sırasına

göre belli olmaktadır. Dönüştürücü çıkışındaki kompozit PWM oluşumu, sinüzoidal üç faz gerilim referansları ve ortalama gerilimin bu referans gerilimlerini minimum harmonik oluşumu sağlayacak şekilde takip etmesi ile sağlanmaktadır.

Üç faz köprü dönüştürücüde $2^3=8$ izin verilebilir durum söz konusu olmaktadır. Çizelge 4.1’de bu anahtarlama durumları ve bunlara karşı gelen izole nötrlü bir makine için faz-nötr gerilimleri gösterilmiştir. $V_{an}=2/3V_{dc}$, $V_{bn}=-1/3V_{dc}$, $V_{cn}=-1/3V_{dc}$ dikkate alınırsa, üç faz-nötr geriliminin vektörel toplamı alındığında $V_1(100)$ ’in grafik olarak gösterilimi ile bu vektörün yatay ekseninde hizalandığı ve $2/3V_{dc}$ değerini aldığı görülmektedir. Bu grafik yöntem kullanılarak Şekil 4.3’te verildiği üzere, V_1 ’den V_6 ’ya kadar olan sıralı vektör dizisi için değerlerin elde edilmesi mümkün olmaktadır. Burada önemli olan nokta, harmonik açıdan en uygun PWM gerilim dalgalarının eldesi için dönüştürücü uzay vektörlerinin kontrolünü sağlamaktır [25].

Çizelge 4.1 Dönüştürücü yarı iletken elemanlarının anahtarlama sıraları

Durum	İletimdeki elemanlar	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	Uzay Gerilim Vektörü
0	$T_6T_4T_2$	0	0	0	$V_0(000)$
1	$T_5T_4T_2$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$V_1(100)$
2	$T_5T_3T_2$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_2(110)$
3	$T_6T_3T_2$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$V_3(010)$
4	$T_6T_3T_1$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_4(011)$
5	$T_6T_4T_1$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$V_5(001)$
6	$T_5T_4T_1$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_6(101)$
7	$T_5T_3T_1$	0	0	0	$V_7(000)$

V^* vektörünün konumunun uygun bir şekilde belirlenmesi, komşu V_1 ve V_2 vektörleri kullanılarak belirlenebilir.

$$V^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) = V_x \sin \frac{\pi}{3} \quad (4.2)$$

$$V^* \sin(\alpha) = V_y \sin \frac{\pi}{3} \quad (4.3)$$

$$V_x = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (4.4)$$

$$V_y = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \sin(\alpha) \quad (4.5)$$

V_x ve V_y , V^* 'in V_1 ve V_2 yönünde hizalanmış durumlarıdır. T_c 'nin bir periyodu temsil ettiği varsayıldığında V^* şu şekilde ifade edilebilir.

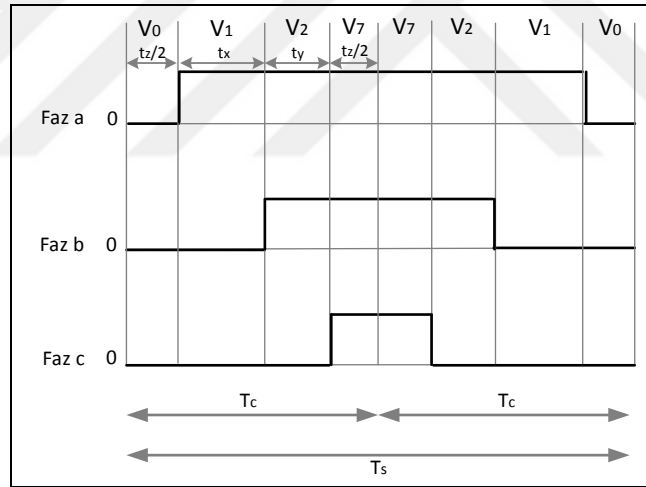
$$V^* = V_x + V_y = V_1 \frac{t_x}{T_c} + V_2 \frac{t_y}{T_c} + (V_0 \text{ veya } V_7) \frac{t_z}{T_c} \quad (4.6)$$

$$V^* T_c = V_1 t_x + V_2 t_y + (V_0 \text{ veya } V_7) t_z \quad (4.7)$$

$$t_x = \frac{V_x}{V_1} T_c \quad (4.8)$$

$$t_y = \frac{V_y}{V_2} T_c \quad (4.9)$$

$$t_z = T_c - (t_x + t_y) \quad (4.10)$$

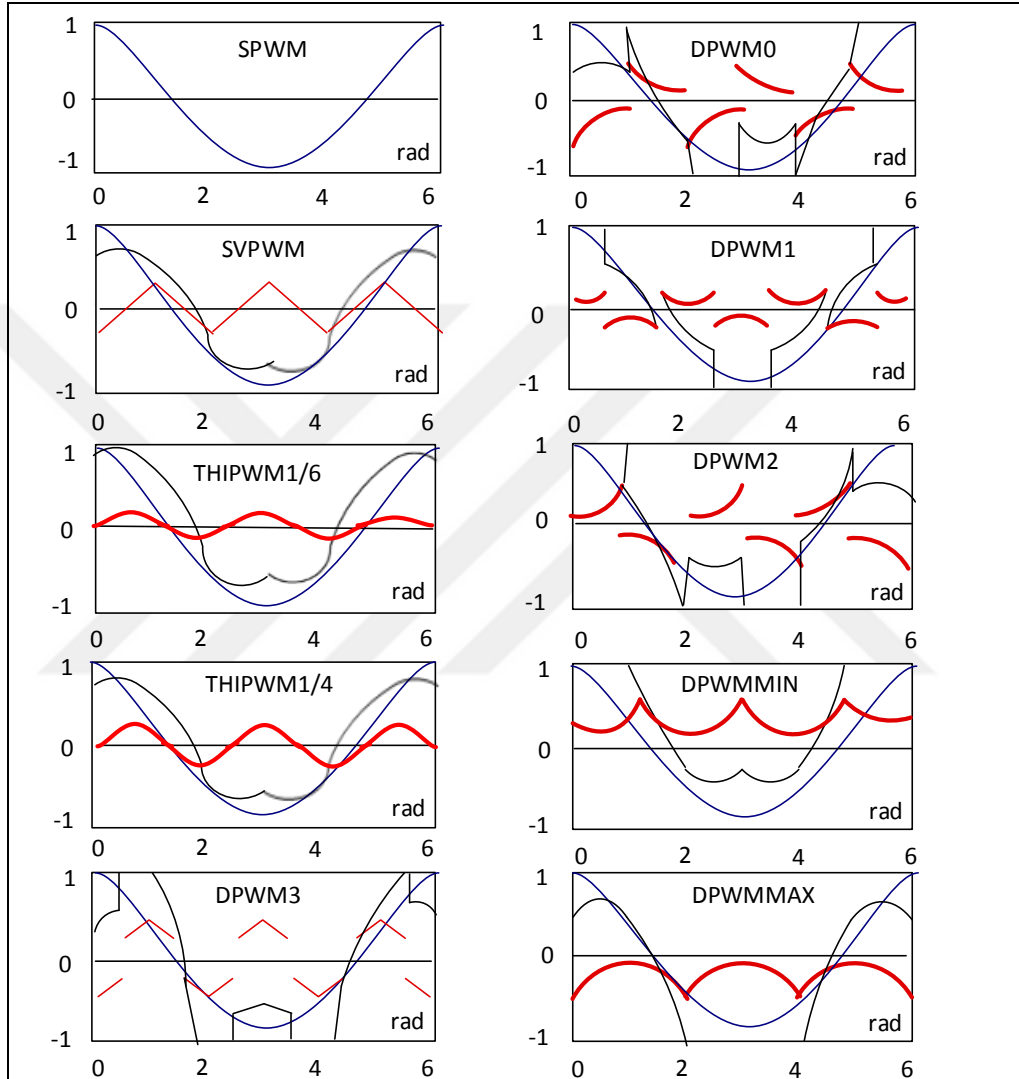


Şekil 4.4 SVPWM yöntemi kullanılarak PWM sinyallerinin oluşturulması

Normalde t_x ve t_y referans vektörü karşılamakla birlikte, periyodun doldurulması açısından sıfır vektörün eklenmesi gerekmektedir. Şekil 4.4'te gösterildiği üzere sıfır vektörün eklenmesi, simetrik darbe genişliği sağlayacak şekilde yapılarak, harmonik içeriğin minimuma indirilmesi sağlanabilir.

SVPWM incelemesi yapılırken sistemin lineer bölgede çalıştığı varsayılmakta, aşırı modülasyon bölgesi incelenmemektedir [25].

Şekil 4.6'da modüle eden ve sıfır sıralı sinyaller gösterilmiştir. Şekillerde, birim üçgen taşıyıcı dalga genliği varsayılmış ve sinyaller $V_{dc}/2$ 'ye göre normalize edilmiştir. Bu nedenle $\pm V_{dc}/2$ doyma sınırları ± 1 'e karşı gelmektedir. Gösterilen sinyaller 'a' fazına karşı geldiği varsayımıyla, 'b' ve 'c' fazları, bu sinyallerin 120° ilerisinde ve gerisinde olarak düşünülebilir.



Şekil 4.6 PWM metodu ile modüle eden dalga şekilleri

Şekil 4.6'da gösterilen modüle eden sinyaller iki gruba ayrılabilir [32]. Sürekli PWM (CPWM) metodunda, modüle eden sinyaller daima üçgen tepe noktalarının içerisinde kalır ve her bir üçgen dalga periyodunda, modüle eden dalgalar üçgen dalga ile kesişir. Sonuç olarak da anahtarlama her zaman söz konusudur. Buna karşılık, süreksiz PWM (DPWM), modüle eden dalga en az bir parçası pozitif veya negatif DC baraya toplamda 120° 'lik bir bölümde eşit olacak şekilde kilitlenir. Bu nedenle bu aralıklarda

dönüştürücü bacakta devamsız modülasyon oluşur. Modülasyon oluşmaması, ilgili aralıklarda anahtarlamamanın olmamasına, dolayısıyla CPWM ve DPWM için anahtarlama kayıplarının farklı olmasına neden olur.

Şekil 4.6’da gösterilen modülasyon teknikleri içinde SPWM metodu en basit yöntem ve performansı en düşük (sınırlı gerilim lineer aralığı ve düşük dalga şekli kalitesi) modülasyon tekniğidir. THIPWM ve SVPWM ise literatürde geçen diğer PWM teknikleridir.

THIPWM, temel frekansın 3 katı frekansta ve genlik olarak, temel dalga genliğinin “1/4”ü ya da “1/6”sında seçilen sinusoidal bazlı sıfır ardışıl sinyal eklenerek elde edilir. Performans olarak THIPWM1/4, THIPWM1/6’ya göre harmonik anlamda daha üstün olmasına karşın, gerilim lineerliği THIPWM1/6’ya göre daha kötüdür. Uygulama zorluğu, kullanımda pek tercih edilmemesine neden olur.

SVPWM, en düşük genlik testi uygulaması (en düşük genlikli referans sinyalin genliğinin “1/2”si seçilerek) ile bulunur ve sıfır sıralı sinyal eklenerek elde edilir. Doğrudan sayısal teknik uygulamasının ilk örneği olduğundan ve bu yöntemle uzay vektör tekniği kullanıldığından SVPWM ismini almıştır.

DPWM0, DPWM1 ve DPWM2, $\pi/6$ noktasından ϕ ve $\phi+(\pi/3)$ olarak tanımlı modülasyon açısının 60 derecelik bir bölgede, $V_{dc}/2$ ve temel işaret aralığında kalacak bölgenin alınmasıyla elde edilen sıfır sıralı sinyali uygulama olarak tanımlanabilir.

Süreksiz anahtarlama PWM yöntemleri, sürekli anahtarlama PWM yöntemine göre taşıyıcı yan bantların sayısı ve adedi bakımından daha kötü harmonik performans göstermektedir. Buna rağmen, bu modülasyon tekniklerinin avantajı, faz bacağı başına anahtarlama aralıklarının azaltılmasından kaynaklanır. Bu azaltma, CPWM ile anahtarlama sayısı aynı kalacak şekilde anahtarlama frekansının DPWM’de yaklaşık 3/2 oranında arttırılmasına izin vermektedir. Yüksek modülasyon indeks değerleri için, arttırılmış anahtarlama frekansı WTHD’de (ağırlıklı toplam harmonik bozulma) DPWM’in CPWM’e göre daha iyi performans göstermesini sağlamaktadır.

4.3.1 SVPWM Metodunun Üç Seviyeli Dönüştürücüye Uygulanması

Üç seviyeli dönüştürücünün kontrolü göz önüne alındığında, iki yöntem ön plana çıkmaktadır. Bunlardan ilki taşıyıcı tabanlı PWM yöntemi olup dönüştürücünün seviyesine bağlı olarak birden fazla taşıyıcının tek bir modüle edilen sinyal karşılaştırması sonucu ortaya çıkan darbelerin, ilgili seviyedeki anahtarların sürülmesi için kullanılması yöntemidir. Bu yöntem, iki seviyeli dönüştürücülerdeki yöntemle benzerlik göstererek, DC hat gerilimi kullanım yüzdesi yine üç seviyeli dönüştürücülerde kullanılan SVPWM yöntemine göre düşük kalmaktadır.

Üç seviyeli dönüştürücülere uygulanan uzay vektör modülasyonunun en belirgin avantajları, hızlı dinamik cevap ve temel gerilim bileşeninin geniş lineer bölgede kullanımına izin vermesidir. Ayrıca nötr nokta gerilimi dengesizliğine de çözüm bulmakta kullanılabilmektedir.

Uzay vektör modülasyonunda her bir periyot için gerekli anahtarlama durumlarının sağlanabilmesi için temel olarak üç adım bulunmaktadır. İlk adım, uygun temel vektör seçimi, ikinci adım her bir vektör için gerekli zamanın hesaplanması ve son adım ise uygulanacak darbe için uygun sıralamanın sağlanması şeklinde ifade edilmektedir.

Çizelge 4.2’de mümkün olan anahtarlama durumları gösterilmektedir. Şekil 4.7’de üç seviyeli dönüştürücünün temel uzay vektörleri gösterilmektedir. Üç adet sıfır gerilim vektörü (V_0) bulunmaktadır. Küçük gerilim vektörlerinin (V_1 - V_6) ikişer durumu, orta gerilim vektörlerinin (V_8 , V_{10} , V_{12} , V_{14} , V_{16} , V_{18}) ve büyük gerilim vektörlerinin (V_7 , V_9 , V_{11} , V_{13} , V_{15} , V_{17}) ise birer durumu bulunmaktadır. Küçük gerilim vektörü durumlarının seçimine göre nötr nokta gerilimi etkilenmektedir.

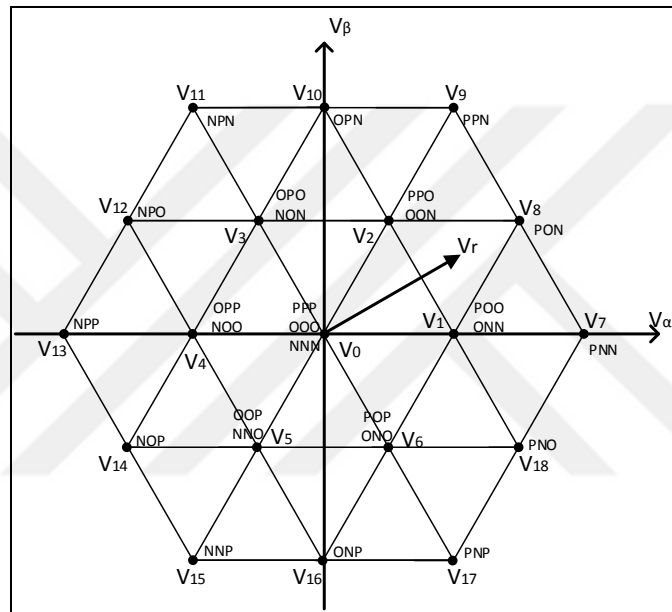
Genel olarak, referans gerilim vektörü V_r herhangi bir üçgenin içinde kalmakta ve bu üçgen köşelerine karşı gelen durumlar göz önüne alınarak harmonik miktarı minimuma indirilecek şekilde çıkış gerilimi elde edilmektedir. Örneğin, V_r gerilimini oluşturmak için V_1 , V_2 ve V_8 durumları kullanılabilmektedir. İki seviyeli uzay vektör modülasyonunda olduğu gibi, seçilen her bir durum vektörünün aşağıdaki denklemleri sağlaması gerekmektedir. Burada belirtilen T , bir anahtarlama periyoduna karşılık gelmektedir. t_1 , t_2 , t_8 ise vektör durum sürelerine denk gelmektedir [11].

$$V_r T = V_1 t_1 + V_2 t_2 + V_8 t_8 \quad (4.13)$$

$$T=t_1+t_2+t_8 \tag{4.14}$$

Çizelge 4.2 Üç seviyeli dönüştürücüde anahtarlama durumları

Durum	S1V	S2V	S3V	S4V	Çıkış Gerilim Seviyesi
P	İletimde	İletimde	Kesimde	Kesimde	$V_{dc}/2$
O	Kesimde	İletimde	İletimde	Kesimde	0
N	Kesimde	Kesimde	İletimde	İletimde	$-V_{dc}/2$



Şekil 4.7 Üç seviyeli dönüştürücü için uzay vektör diyagramı

Şekil 4.7’de’de vektör durum sürelerinin hesabından sonra, nötr nokta gerilim seviyesinin dengede tutulabilmesi, referans gerilimi oluşturan vektörlere karşı gelen durumların seçimi ile sağlanmaktadır. Örneğin, V_r için V_1 , V_2 , ve V_8 anahtarlama sırası POO-PON-OON-ONN veya PPO-POO-PON-OON şeklinde seçilebilecektir [11].

4.4 Çok Seviyeli Dönüştürücüler İçin Basit İki Seviyeli Uzay Vektör Modülasyonu

Uygulamasına Yönelik Yöntemler

Bir önceki bölümde görüldüğü üzere, üç seviyeli topolojiler iki seviyeli topolojilere göre birçok üstünlük sağlamaktadır. Bu nedenle son yıllarda üç seviyeli topolojinin uygulamalarına yönelik çalışmalar yapılmaktadır. Üç seviyeli topolojinin en büyük

dezavantajı, iki seviyeli topoloji gibi kontrolünün kolay olmamasıdır. Kolay uygulanabilirliğin sağlanabilmesi için literatürde, iki seviyeli uzay vektör modülasyon yöntemi referans alınarak uygulanabilirliği kolay kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. Literatürde 14 farklı yöntem ile karşılaşılmıştır. Bu 14 yöntem ile ilgili bilgiler aşağıda verilmiştir.

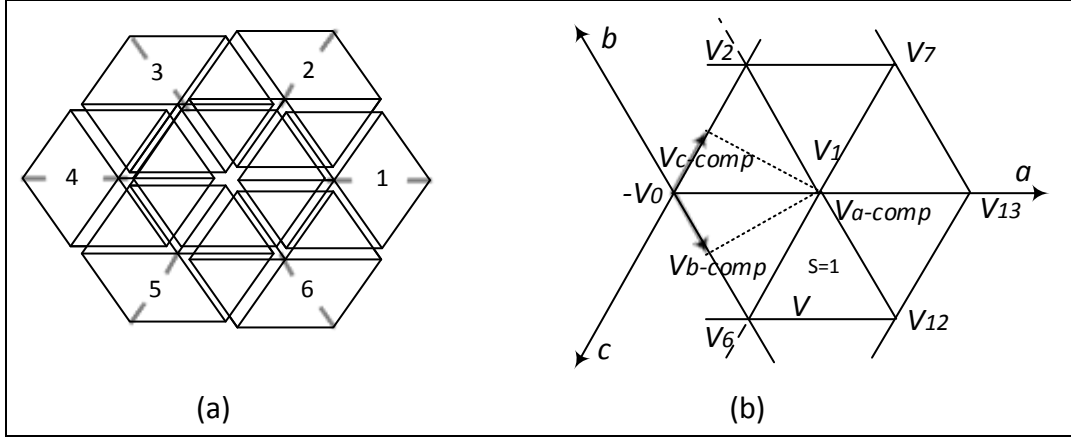
4.4.1 Yöntem 1

Bu yöntem, üç seviyeli dönüştürücü için uzay vektör diyagramının, iki seviyeliler için kullanılan uzay vektör diyagramından altı adedin bir araya gelmesi ile oluşturulmasına dayanmaktadır. Burada, bahsi geçen her bir diyagramın merkezi, iki seviyeli yapı için kurulan altıgenin köşelerine gelmektedir. Standart bir iki seviyeli dönüştürücünün faz gerilimleri (4.15) ile gösterilebilmektedir [9,10].

$$\left. \begin{aligned} V_{an} &= V_{dc} \left(\frac{2}{3} T_a - \frac{1}{3} T_b - \frac{1}{3} T_c \right) / T_s \\ V_{bn} &= V_{dc} \left(\frac{2}{3} T_b - \frac{1}{3} T_a - \frac{1}{3} T_c \right) / T_s \\ V_{cn} &= V_{dc} \left(\frac{2}{3} T_c - \frac{1}{3} T_b - \frac{1}{3} T_a \right) / T_s \end{aligned} \right\} \quad (4.15)$$

İki seviyeli dönüştürücü çıkış faz gerilimlerinin üç seviyeli çıkış faz gerilimlerine döndürülebilmesi için Şekil 4.8(a)'daki gibi altı adet altıgen ile büyük altıgenin oluşturulması ve üç seviyeli yapıya uyum sağlanabilmesi için koordinat dönüşümünün gerçekleştirilmesi gerekmektedir [9,10]. (4.15) ile elde edilen parametre denklemine benzer bir denklemi ve referans gerilimlerinin yeni yerini elde etmek mümkün olabilecektir.

Şekil 4.8 (b)'de görülen V_1 gerilim vektörü 1 numaralı altıgenin merkezidir [9,10]. (4.16) kullanılarak, V_1 'in a, b, c eksenleri üzerindeki izdüşümü, iki seviyeli eksenden üç seviyeli eksen üzerine geçişte kompanzasyon gerilimleri olarak eklenmelidir.



Şekil 4.8 (a) Üç Seviyeli dönüştürücünün uzay vektör diyagramının, iki seviyeli uzay vektör diyagramı ile gösterilmesi (b) Üç seviyeli gerilimleri elde etmek için oluşturulan kompanzasyon

$$\left. \begin{aligned} V'_{an} &= V_{dc} \left(\frac{2}{3} T_a - \frac{1}{3} T_b - \frac{1}{3} T_c \right) / T_s - V_{dc} / 3 \\ V'_{bn} &= V_{dc} \left(\frac{2}{3} T_b - \frac{1}{3} T_a - \frac{1}{3} T_c \right) / T_s - V_{dc} / 6 \\ V'_{cn} &= V_{dc} \left(\frac{2}{3} T_c - \frac{1}{3} T_b - \frac{1}{3} T_a \right) / T_s - V_{dc} / 6 \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

Üç seviyeli eksen, gerilim oluşturma denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\left. \begin{aligned} V'_{an} &= V_{dc} \left(\frac{2}{3} T_a - \frac{1}{3} T_b - \frac{1}{3} T_c \right) / T_s + V_{a_comp} \\ V'_{bn} &= V_{dc} \left(\frac{2}{3} T_b - \frac{1}{3} T_a - \frac{1}{3} T_c \right) / T_s - V_{b_comp} \\ V'_{cn} &= V_{dc} \left(\frac{2}{3} T_c - \frac{1}{3} T_b - \frac{1}{3} T_a \right) / T_s - V_{c_comp} \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

V'_{an} , V'_{bn} ve V'_{cn} üç seviyeli dönüştürücünün çıkış faz gerilimleri, T_a , T_b , T_c ise iki seviyeli algoritma için üç faz durum vektör süreleridir.

V_{a_comp} , V_{b_comp} ve V_{c_comp} ise altıgenlere bağlı olarak kompanzasyon gerilimleridir. Çizelge 4.3 bu kompanzasyon gerilimlerinin, seçilen altıgene göre değişimini göstermektedir [9,10].

Geri kalan üç seviyeli dönüştürücü çıkış gerilim oluşturma ile ilgili tüm gerekli işlemler, kompanzasyon gerilimlerinin her bir altıgen içinde eklenmesinden sonra, iki seviyeli sistemlerdeki çıkış gerilimini oluşturma hesaplama yöntemi ile aynı olmaktadır.

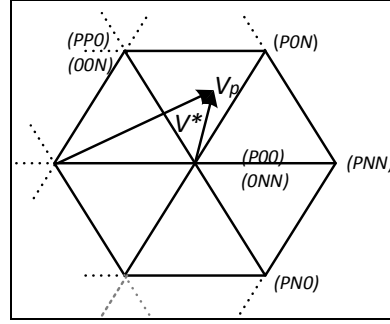
Durum vektörlerinin sürelerinin hesaplanması iki seviyeli SVPWM ile aynı olmaktadır. Referans vektörün konumuna göre küçük altıgen belirlendikten sonra, gerilim vektörlerinin seçimi ve anahtarlama sırası, belirlenen küçük altıgenin merkezi temel alınarak hazırlanır. Örneğin, referans vektörün Şekil 4.9'daki gibi olduğu düşünülürse, anahtarlama sırası: POO-PON-OON-ONN şeklinde seçilebilir. Bu sıralamadan, a (U) fazında 1 ve 3 numaralı anahtarlar, B (V) fazı ile c (W) fazında ise 2 ve 4 numaralı anahtarların durumunun değişmesine izin verilmektedir [9,10].

Nötr nokta geriliminin kontrolü için iki yöntem önerilmektedir. Birincisi, anahtarlama sıralamasının değişimine dayalı olan yöntem, ikincisi ise gerilim vektörlerinin sürelerinin dağılımının değiştirilmesidir.

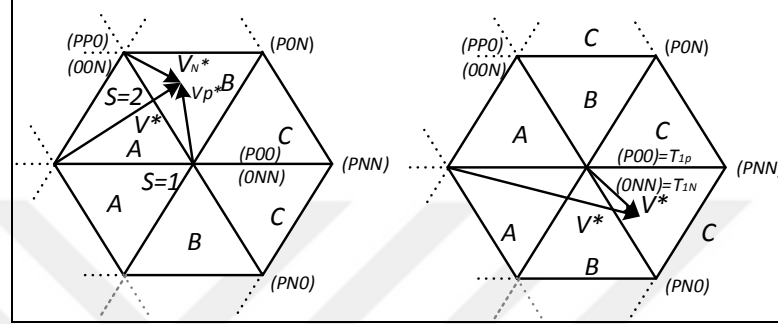
DC bara gerilimindeki dengesizliğe ve güç akış yönüne bağlı olarak anahtarlama sırası değiştirilmektedir. Örneğin, Şekil 4.10'da görülen s indeksi 1 olur ise anahtarlama sırası POO-PON-OON-ONN olmaktadır [9,10]. Eğer indeks s=2 olur ise, PPO-POO-PON-OON anahtarlama sırası olarak seçilmektedir. İlki seçilirse, akım DC bara kapasitörlerinden çıkar ve yük akımı üst kapasitörü boşaltırken, alt kapasitörü doldurur. Eğer ikinci sıra seçilirse, üst kapasitörler dolar ve alt kapasitörler boşalır. Bu metot, A ve B bölgelerine uygulanmaktadır.

Çizelge 4.3 Değişik altıgenler içindeki faz kompanzasyon gerilimleri

Referans geriliminin bulunduğu altıgen numarası	Faz a Kompanzasyon gerilimi	Faz b Kompanzasyon gerilimi	Faz c Kompanzasyon gerilimi
1	$+V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$
2	$+V_{dc}/6$	$+V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$
3	$-V_{dc}/6$	$+V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$
4	$-V_{dc}/3$	$+V_{dc}/6$	$+V_{dc}/6$
5	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$	$+V_{dc}/3$
6	$+V_{dc}/6$	$-V_{dc}/3$	$+V_{dc}/6$



Şekil 4.9 Üç seviyeli uzay vektörlerinin iki seviyeli uzay vektörlerine indirgenmesi



Şekil 4.10 Nötr nokta potansiyelinin kontrolü

Eğer vektör C bölgesinde kalırsa, POO-PNO-PNN-ONN sıralaması uygulanacaktır. Bu durumda nötr nokta gerilimi, kontrol faktörü olan “f” in gerilim hatası ve yük durumuna bağlı cevabına göre kontrol edilebilmektedir. POO ve ONN genlik ve faz açısından birbirlerinin aynısı olup, eğer (4.18) sağlanırsa, sürelerinin değiştirilmesi çıkış gerilim vektörü üstünde etki yaratmamaktadır:

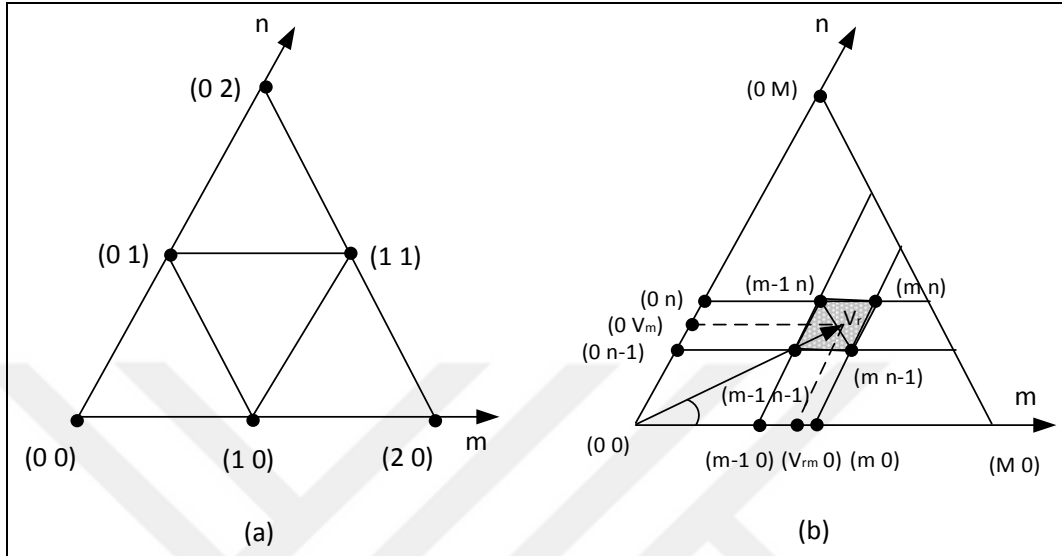
$$\left. \begin{aligned} T_{1n} + T_{1p} &= T_1 \\ T_{1n} &= T_1 \left(\frac{1+f}{2} \right) \\ T_{1p} &= T_1 \left(\frac{1-f}{2} \right) \\ [-1 \leq f \leq +1] \end{aligned} \right\} \quad (4.18)$$

Önerilen yöntem, dört ve beş seviyeli yapılara da uygulanabilmektedir. Bunun için aynı yöntemler uygulanarak, büyük altıgenler daha küçük altıgenlere bölünerek devam edilmektedir [9,10].

4.4.2 Yöntem 2

Bu yöntemde iki koordinatlı yeni (m-n) eksenine geçiş yapılmaktadır. Dikdörtgensel koordinatlardan farklı olarak bu eksen takımı, aralarında $\pi/3$ 'lük bir açı ile

kesişmektedirler. Koordinatların yalnızca ilk bölgesi kullanılmaktadır; çünkü diğer bölgeler $\pi/3$ saat yönünde açılal dönüşlerle ($k=1,2,3,4,5$) olması durumlarında ilk bölge ile çakıştırılabilir. Yeni eksen takımında orijinal vektörler koordinat boyutlarında ve temel vektörler de tam sayı ölçeğine denk gelmektedir.



Şekil 4.11 (a) Birinci bölge için m-n koordinat düzlemi (b)Referans vektörün oluşturulması

Şekil 4.11 (a) ve (b) için $(M+1)$ seviyeli dönüştürücüden bahsedildiğinde, V_{rm} ve V_{rn} eksen vektörleri, şekilde görülen referans vektör V_r cinsinden (4.21) ile elde edilmektedir [11].

$$V_{rm} = \frac{2MV_r}{\sqrt{3}V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (4.19)$$

$$V_{rn} = \frac{2MV_r}{\sqrt{3}V_{dc}} \sin \theta \quad (4.20)$$

$$V_r = \sqrt{V_{rm}^2 + V_{rn}^2 - 2V_{rm}V_{rn} \cos \frac{2\pi}{3}} \quad (4.21)$$

$$\left. \begin{aligned} [m-1 < V_{rm} < m] \\ [n-1 < V_{rn} < n] \end{aligned} \right\} \quad (4.22)$$

a. $V_{rm} + V_{rn} < m+n-1$. V_r en alt köşe gölgeli üçgen içinde bulunmaktadır. $(m-1, n)$, $(m, n-1)$ ve $(m, n-1)$ en yakın üç vektördür.

b. $V_{rm} + V_{rn} > m+n-1$. V_r sağ üst gölge üçgendedir. $(m-1, n)$, $(m, n-1)$ ve (m, n) en yakın vektörler olarak seçilmelidir.

c. $V_{rm} + V_{rn} = m+n-1$. V_r orta çizgi üstünde yer almaktadır. a veya b'den birisi seçilmelidir.

Her bir vektör için sürelerin hesaplanması gerekmektedir. (m_1, n_1) , (m_2, n_2) ve (m_3, n_3) en yakın vektörler olmak üzere, t_1 , t_2 , t_3 ise bu vektörlerin sürelerini gösterecek şekilde çözümleme yapıldığında (4.23), (4.24) ve (4.25) elde edilir.

$$t_1 = \frac{(n_2 - n_3)V_{rm} - (m_2 - m_3)V_{rn} + [(n_2 - n_3)m_3 - (m_2 - m_3)n_3]T}{(n_2 - n_3) - (m_1 - m_3) - (n_1 - n_3)(m_2 - m_3)} \quad (4.23)$$

$$t_2 = \frac{(n_3 - n_1)V_{rm} - (m_3 - m_1)V_{rn} + [(n_3 - n_1)m_1 - (m_3 - m_1)n_1]T}{(n_3 - n_1) - (m_2 - m_1) - (n_2 - n_1)(m_3 - m_1)} \quad (4.24)$$

$$t_3 = \frac{(n_1 - n_2)V_{rm} - (m_1 - m_2)V_{rn} + [(n_1 - n_2)m_2 - (m_1 - m_2)n_2]T}{(n_1 - n_2) - (m_3 - m_2) - (n_3 - n_2)(m_1 - m_2)} \quad (4.25)$$

Nötr nokta kontrolü için iki yöntem önerilmektedir.

i. İlk yöntem anahtarlama sırasının uygun seçilmesi ile uygulanabilir. Örneğin, durum vektörlerinin sıralaması POO-PON-OON-ONN veya PPO-POO-PON-OON seçilebilmektedir. Her iki sıralamada aynı çıkış gerilimini oluştursa da nötr nokta gerilimine etkisi zıt yönde olmaktadır.

ii. Diğer yöntem ise sıfır gerilim vektörlerinin zamanlamalarının ayarlanması ile sağlanmaktadır [11].

4.4.3 Yöntem 3

S-seviyeli bir dönüştürücü düşünüldüğünde, her anahtarlama anında, üç faz çıkış gerilimleri bir anahtarlama durumu olarak göz önüne alınabilirler. Bu gerilimler per unit kullanılarak aşağıdaki gibi ifade edilebilirler.

$$V_{ss} = (S_a, S_b, S_c)^T \quad (4.26)$$

Referans gerilimleri ise (4.27) ile ifade edilebilir.

$$V_{RS} = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \frac{N-1}{2} \begin{bmatrix} M \cos \omega t + v_0(t) + 1 \\ M \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + v_0(t) + 1 \\ M \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + v_0(t) + 1 \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Bu vektörler, α - β dönüşümü kullanılarak, (4.28) ve (4.29) ile gösterilebilmektedir.

$$V_{SV} = C_{3/2} V_{SS} \quad (4.28)$$

$$V_{RV} = C_{3/2} V_{RS} \quad (4.29)$$

Çok seviyeli dönüştürücülerde uzay vektör yöntemi, referans vektöre en yakın üç komşu vektörün kullanımı ve sürelerinin ayarlanması ile sağlanmaktadır.

$$(V_{SV1}T_1 + V_{SV2}T_2 + V_{SV3}T_3) / T_S = V_{RV} \quad (4.30)$$

Referans vektörün oluşturulması: Herhangi bir örnekleme anında, referans gerilim n ve $n+1$ gibi iki ardışık tamsayı arasında tanımlanabilir. Bu referans gerilimler (4.31) kullanılarak gösterilebilir. Burada $n = \text{INT}(V_{rx})$ ve $V_{rx(twl)} = V_{rx} - n$ şeklinde ifade edilebilir.

$$v_{rx} = n + v_{rx(twl)}, \quad x = a, b, c \quad (4.31)$$

Referans gerilimler iki bileşene ayrılabilir.

$$V_{RV} = V_{RS(offset)} + V_{RS(twl)} \quad (4.32)$$

$$V_{RS(offset)} = \begin{bmatrix} v_{ra(offset)} \\ v_{rb(offset)} \\ v_{rc(offset)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{INT}(v_{ra}) \\ \text{INT}(v_{rb}) \\ \text{INT}(v_{rc}) \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

$$V_{RS(twl)} = \begin{bmatrix} v_{ra(twl)} \\ v_{rb(twl)} \\ v_{rc(twl)} \end{bmatrix} = V_{RS} - V_{RS(offset)} \quad (4.34)$$

Clarke dönüşümü kullanılarak üç eksen den iki eksene geçiş yapılabilir.

$$V_{RV(offset)} = C_{3/2} V_{RS(offset)} \quad (4.35)$$

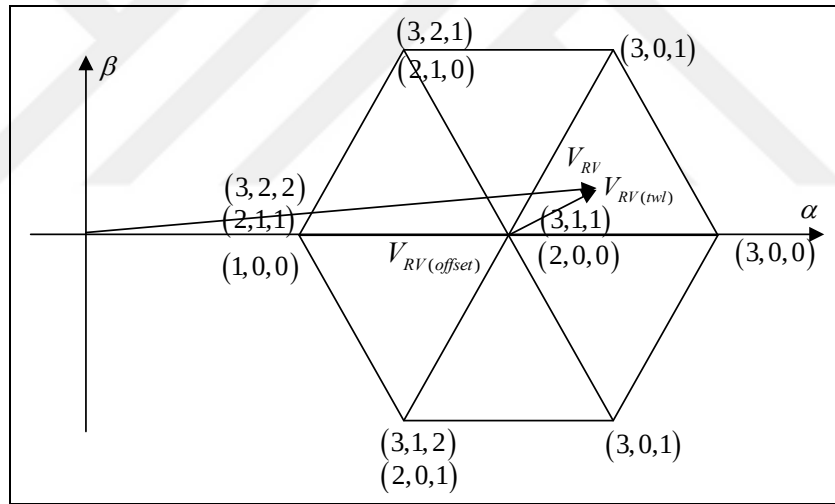
$$V_{RV(twl)} = C_{3/2} V_{RS(twl)} \begin{bmatrix} v_{\alpha(twl)} \\ v_{\beta(twl)} \end{bmatrix} = |V_{RV(twl)}| \angle \theta \quad (4.36)$$

Bu iki ifade toplanarak, referans gerilim vektörü elde edilebilir.

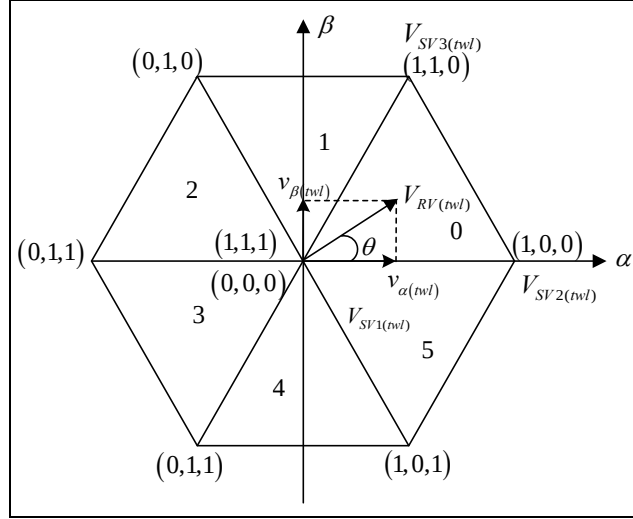
$$V_{RV} = V_{RV(offset)} + V_{RV(twl)} \quad (4.37)$$

Şekil 4.12'den görüldüğü üzere, $V_{RV(twl)}$ küçük altıgenlerden birisinin içindeyken, bu altıgenin merkezi $V_{RV(offset)}$ vektörüdür. Bu ilişki, Şekil 4.13'te gösterilen iki seviyeli uzay vektör diyagramına benzemektedir [12].

Referans vektör iki bileşene ayrılabilir, uzay vektör algoritması için bu iki bileşen bir şekilde sentezlenebilmektedir. Offset vektörü, anahtarlanan vektörlerden birisine karşılık gelmekte ve doğrudan elde edilebilmektedir. Bu durumda, uzay vektör algoritması kullanılarak yalnızca iki seviyeli referans vektörü sentezi gerekmektedir. $V_{RV(twl)}$ kolaylıkla iki seviyeli uzay metodu kullanılarak elde edilebilir.



Şekil 4.12 Referans geriliminin oluşturulması



Şekil 4.13 Eşdeğer iki seviyeli uzay vektör diyagramı

Şekil 4.13'te gösterildiği üzere, $V_{RV(twl)}$ 'nin bulunduğu sektöre bağlı olarak üç yakın vektör seçilir ve süreleri aşağıdaki şekilde kontrol edilir. $V_{SV1(twl)}$ merkez olarak seçilmektedir.

$$V_{RV(twl)}T_S = V_{SV1(twl)}T_1 + V_{SV2(twl)}T_2 + V_{SV3(twl)}T_3 \quad (4.38)$$

Bu süreler aşağıdaki gibi hesaplanabilmektedir.

$$T_2 = \begin{cases} \frac{2}{\sqrt{3}}T_S |V_{RV(twl)}| \sin\left[\frac{\pi}{3} - (\theta - k_{sec} \frac{\pi}{3})\right] & , k_{sec} = 0, 2, 4 \\ \frac{2}{\sqrt{3}}T_S |V_{RV(twl)}| \sin(\theta - k_{sec} \frac{\pi}{3}) & , k_{sec} = 1, 3, 5 \end{cases} \quad (4.39)$$

$$T_3 = \begin{cases} \frac{2}{\sqrt{3}}T_S |V_{RV(twl)}| \sin(\theta - k_{sec} \frac{\pi}{3}) & , k_{sec} = 0, 2, 4 \\ \frac{2}{\sqrt{3}}T_S |V_{RV(twl)}| \sin\left[\frac{\pi}{3} - (\theta - k_{sec} \frac{\pi}{3})\right] & , k_{sec} = 1, 3, 5 \end{cases} \quad (4.40)$$

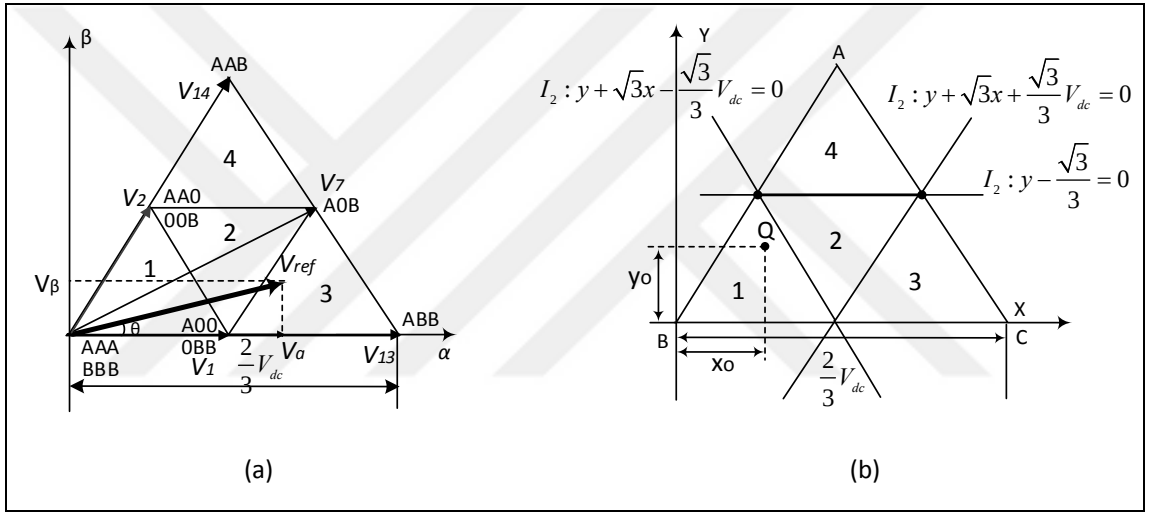
Çok seviyeli uzay vektör algoritması ile amaç; orijinal referans geriliminin çok seviyeli anahtarlama vektörlerinin kullanımı ile elde edilmesidir. Üç adet anahtarlama vektöre ulaşmak için; offset referans gerilimleri ile iki seviyeli referans vektörü sentezlemek için kullanılan üç adet iki seviyeli anahtarlama vektörün toplanması yeterlidir.

$$\left. \begin{aligned} V_{SV1} &= V_{RV(offset)} + V_{SV1(twl)} \\ V_{SV2} &= V_{RV(offset)} + V_{SV2(twl)} \\ V_{SV3} &= V_{RV(offset)} + V_{SV3(twl)} \end{aligned} \right\} \quad (4.41)$$

Son aşamada, anahtarlama durumunun seçilmesine karar verilmelidir. Bu durumların seçimi genelde, iyileştirme koşullarına bağlı olarak yapılmaktadır: Örneğin, DC gerilim dengesine yönelik kontrol gibi [12].

4.4.4 Yöntem 4

Bu yöntemde, normal modülasyon bölgesinde çalışıldığı düşünülmüş ve referans vektör geriliminin büyük altıgenin içinde bulunduğu hesaba katılmıştır. Bu altıgen sonrasında altı sektöre ayrılmış ve her bir sektör dört eşit eşkenar üçgene bölünmüştür. Şekil 4.14'te görülen θ açısının değerine bağlı olarak yapılan lojik karşılaştırma ile bu referans gerilim vektörünün sektörü belirlenebilmektedir.



Şekil 4.14 (a) Sektör 1 içinde referans gerilim gösterimi (b) Sektör içindeki üçgenlerin belirlenmesi

Sektör içindeki üçgenlerin belirlenmesi ise, matematiksel eşitsizliklere dayanmaktadır. ABC üçgeni, x - y ekseninde, I_1 , I_2 ve I_3 doğruları ile dört eşit üçgene ayrılmaktadır. Tanımlanan eşitsizlikler ile bu sektör içindeki noktaların hangi üçgen içine düştüğü hesaplanabilmektedir. Örneğin, $Q(x_0, y_0)$ noktası, I_3 doğrusu ile belirlenen eşitsizliğe bağlı olarak bulunabilmektedir.

$$y_0 + \sqrt{3}x_0 - \frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc} < 0 \quad (4.42)$$

İlgili üçgen bulunduktan sonra, referans vektörü oluşturmak için içinde bulunduğu üçgen köşelerindeki gerilim vektörleri için sürelerin belirlenmesi gerekmektedir.

Örneğin, Şekil 4.14'teki 3. üçgen içindeki bir nokta, bu üçgen köşelerindeki gerilim vektörleri ile (4.43) ve (4.44) yardımıyla gösterilmektedir [13].

$$V_1 t_1 + V_7 t_7 + V_{13} t_{13} = V_{ref} T_s \quad (4.43)$$

$$t_1 + t_7 + t_{13} = T_s \quad (4.44)$$

α - β ekseninde, bu denklemler çözüldüğünde, süreler (4.45), (4.46) ve (4.47) ile hesaplanabilmektedir.

$$t_1 = \left(2 - \frac{3V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta}{V_{dc}} \right) T_s \quad (4.45)$$

$$t_7 = \frac{2\sqrt{3}V_\beta}{V_{dc}} T_s \quad (4.46)$$

$$t_{13} = \left(\frac{3V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta}{V_{dc}} - 1 \right) T_s \quad (4.47)$$

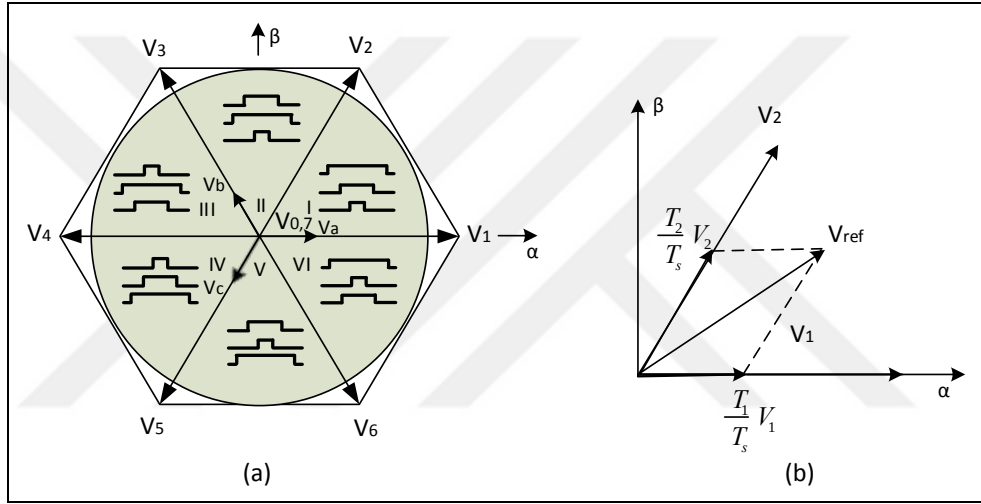
Gerilim vektör süreleri hesaplandıktan sonra anahtarlama sırasının belirlenmesi gerekmektedir [13].

4.4.5 Yöntem 5

Bu yöntem, standart iki seviyeli SVPWM algoritmasını temel almaktadır. Standart algoritmada sektör belirleme ve anahtarlama sürelerinin hesaplanmasının getirdiği zorluklar göz önüne alınarak, basitleştirme üzerine yoğunlaştırıldığı belirtilmektedir. Bu amaçla V_α ve V_β 'ya dayanmakta olan genel yöntemden farklı olarak yeni ara değişkenler, Şekil 4.15'de görüldüğü gibi tanımlanmaktadır. Sektör belirlemede Çizelge 4.4 kullanılmaktadır [14].

Çizelge 4.4 α - β ekseninde bölgelerin belirlenmesi

Sektör	Vektör Açısı	V_α, V_β Durumları
I	$(0^\circ, 60^\circ)$	$0 \leq V_\beta \leq \sqrt{3}V_\alpha$
II	$(60^\circ, 120^\circ)$	$0 \leq \sqrt{3}V_\alpha \leq V_\beta$ veya $0 < -\sqrt{3}V_\alpha < V_\beta$
III	$(120^\circ, 180^\circ)$	$0 < V_\beta \leq -\sqrt{3}V_\alpha$
IV	$(180^\circ, 240^\circ)$	$\sqrt{3}V_\alpha < V_\beta \leq 0$
V	$(240^\circ, 300^\circ)$	$V_\beta \leq \sqrt{3}V_\alpha \leq 0$ veya $V_\beta < -\sqrt{3}V_\alpha < 0$
VI	$(300^\circ, 360^\circ)$	$-\sqrt{3}V_\alpha \leq V_\beta < 0$



Şekil 4.15 (a) Uzak vektörleri için anahtarlama şekilleri, (b) V_{ref} gerilimi

Şekil 4.15’de gösterilen iki seviyeli uzak vektör diyagramından sürelerinin hesaplanması (4.48) ile gerçekleştirilir.

$$\left. \begin{aligned} T_k &= \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} \left[\sin\left(\frac{\pi}{3}k\right)V_\alpha - \cos\left(\frac{\pi}{3}k\right)V_\beta \right] \\ T_{k+1} &= \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} \left\{ -\sin\left[\frac{\pi}{3}(k-1)\right]V_\alpha + \cos\left[\frac{\pi}{3}(k-1)\right]V_\beta \right\} \\ T_0 &= T_s - T_k - T_{k+1} \end{aligned} \right\} \quad (4.48)$$

$V_{\alpha,\beta}$ yerine yeni eksen bileşenlerinin tanımlanması (4.49) ve (4.50) ile, vektör sürelerinin yeni eksen değişimleri ile gösterilmesi (4.51) ve (4.52) ile gerçekleştirilir.

$$\left. \begin{aligned} X_\alpha &= v_a - v_b / 2 - v_c / 2 \\ X_\beta &= v_b - v_c \end{aligned} \right\} \quad (4.49)$$

$$V_\alpha = 2X_\alpha / 3 \text{ ve } V_\beta = X_\beta / \sqrt{3} \quad (4.50)$$

$$\begin{bmatrix} T_k & T_{k+1} \end{bmatrix}^T = \frac{T_s}{V_{dc}} T \begin{bmatrix} X_\alpha & X_\beta \end{bmatrix}^T \quad (4.51)$$

$$\begin{bmatrix} T_{00} & T_{01} \\ T_{10} & T_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\frac{\pi}{3}k) & -\cos(\frac{\pi}{3}k) \\ -\frac{2}{\sqrt{3}} \sin[\frac{\pi}{3}(k-1)] & \cos[\frac{\pi}{3}(k-1)] \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

Vektör sürelerinin hesaplanmasında (4.53) ve (4.54) kullanılmaktadır. Çizelge 4.5’de kullanılan katsayıların, sektör numarasına bağlı olarak hesaplanmış değerleri listelenmektedir [14].

$$\left. \begin{aligned} T_{A'} &= NX_\beta T_s / \sqrt{3} - mT_s \\ T_{B'} &= NX_\alpha T_s / \sqrt{3} - nT_s - T_{A'} / 2 \\ T_{C'} &= T_s - T_{A'} - T_{B'} \end{aligned} \right\} \quad (4.53)$$

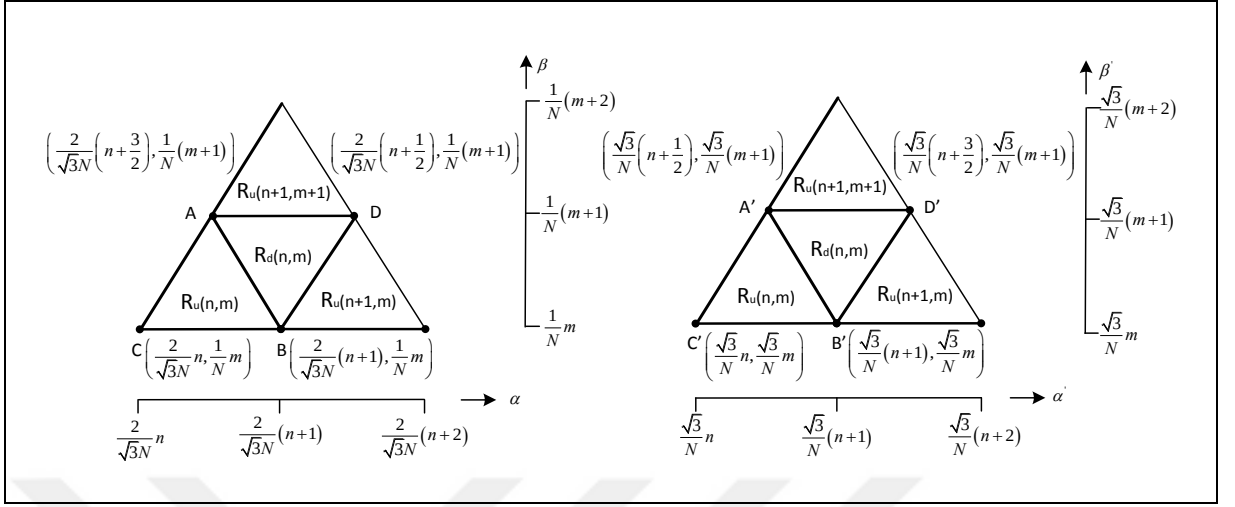
$$\left. \begin{aligned} T_{B'} &= (m+1)T_s - NX_\alpha T_s / \sqrt{3} \\ T_{D'} &= NX_\alpha T_s / \sqrt{3} - (n+1/2)T_s - T_{B'} / 2 \\ T_{A'} &= T_s - T_{B'} - T_{D'} \end{aligned} \right\} \quad (4.54)$$

Çok seviyeli PWM algoritmasının uygulaması için de yine ara değişkenler kullanılarak referans gerilime en yakın olacak vektörler ile sentezin yapılması düşünülmektedir. Bu amaçla, çok seviyeli uzay vektör diyagramı, ara değişkenler kullanılarak tekrar oluşturulmaktadır.

Çizelge 4.5 Sürelerin belirlenmesi için kullanılan matris gösterimi

k	1	2	3	4	5	6
T₀₀	1	1	0	-1	-1	0
T₀₁	-1/2	1/2	1	1/2	-1/2	-1
T₁₀	0	-1	-1	0	1	1
T₁₁	1	1/2	-1/2	-1	-1/2	1/2

Şekil 4.16'da tekrar yapılandırılmış çok seviyeli uzay vektör diyagramında birinci sektör için gösterim verilmektedir.



Şekil 4.16 α - β ve α' - β' eksenlerinde çok seviyeli vektör diyagramının gösterilmesi

İki seviyeli uygulama olduğunda $N=1$ olmakta ve uygulama kolaylaşmaktadır. Referans gerilim vektörünün bulunduğu sektöre bağlı olarak en yakın vektörlerin süreleri hesaplanabilmektedir [14].

4.4.6 Yöntem 6

Referans geriliminin, yalnızca iki faz gerilimi kullanılarak oluşturulabileceği üzerinde durulmaktadır. Bu nedenle uzay vektör diyagramı, 120 derecelik üç bölgeye ayrılmaktadır. Bunlar; $(0^\circ, 120^\circ)$, $(120^\circ, 240^\circ)$, $(240^\circ, 360^\circ)$ şeklindedir.

Referans gerilimin $\dot{V}_{ref} = \dot{V}_a + \dot{V}_b$ ile gösterilebileceğini ve referans gerilim açısının θ olduğu göz önüne alındığında V_a ve V_b (4.55) ile hesaplanabilmektedir.

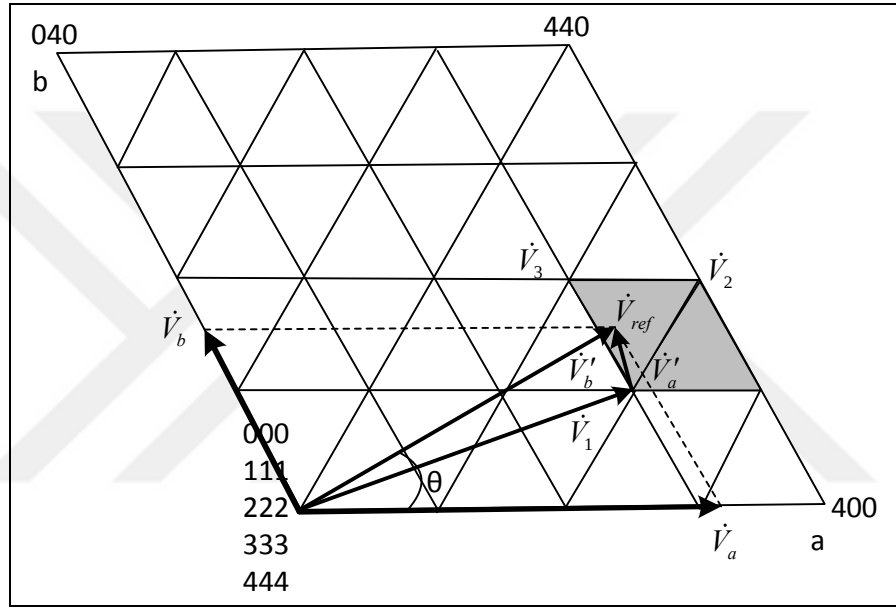
$$\left. \begin{aligned} V_a &= \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ref} \times \sin(120^\circ - \theta) \\ V_b &= \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ref} \times \sin \theta \end{aligned} \right\} \quad (4.55)$$

$$\dot{V}_1 = (V_{a_{int}}, V_{b_{int}}, 0) \quad V_{a_{int}} = \text{floor}(V_a), V_{b_{int}} = \text{floor}(V_b) \quad (4.56)$$

(4.56) ve (4.57) kullanılarak uzay vektörlerden birisi tanımlanabilir.

$$\left. \begin{aligned} V'_a &= V_a - V_{aint} \\ V'_b &= V_b - V_{bint} \end{aligned} \right\} \quad (4.57)$$

Şekil 4.17'deki taralı alan büyütüldüğünde, V_a ve V_b gösterimleri daha belirgin görülmektedir [15]. Şekil 4.18'de $V_a > V_b$ ise, uzay vektör 1 numaralı üçgende, diğer koşullarda 2 numaralı üçgendedir [15]. Eğer referans gerilim 1 numaralı üçgende ise diğer en yakın vektörler $V_2=(V_{aint}+1, V_{bint}, 0)$ ve $V_3=(V_{aint}+1, V_{bint}+1, 0)$ şeklinde bulunur. 2 numaralı üçgen içinde ise, $V_2=(V_{aint}+1, V_{bint}+1, 0)$ ve $V_3=(V_{aint}, V_{bint}+1, 0)$ şeklinde elde edilir.



Şekil 4.17 İki faz geriliminin referans gerilim vektörünü oluşturması

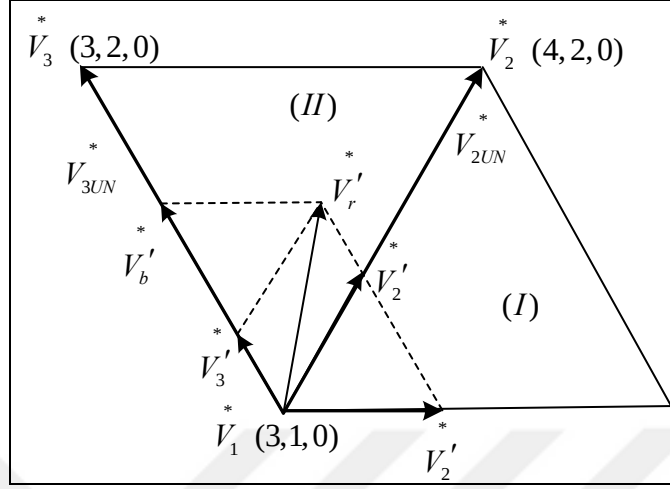
Bu yöntemle yalnızca bir vektör grubu bulunmaktadır. Diğer yedek vektörleri bulmak için sıfır sıra gerilim vektörlerinin eklenmesi gerekmektedir. Örneğin, $V(V_{a0}, V_{b0}, V_{c0})$ için diğer yedek vektörler, n bir tamsayı ve $V_{a0} + n < N$, $V_{b0} + n < N$, $V_{c0} + n < N$ sağlanmak koşulu ile $V(V_{a0} + n, V_{b0} + n, V_{c0} + n)$ şeklinde ifade edilebilirler.

Vektör sürelerinin hesaplanması, yine içinde bulunulan üçgene göre belirlenmektedir.

2 numaralı üçgen için (4.58), 1 numaralı üçgen için ise (4.59) geçerlidir.

$$\left. \begin{aligned} T_2 &= V'_a \times T_s \\ T_3 &= (V'_b - V'_a) \times T_s \\ T_1 &= T_s - T_2 - T_3 \end{aligned} \right\} \quad (4.58)$$

$$\left. \begin{aligned} T_2 &= (V'_a - V'_b) \times T_s \\ T_3 &= V'_b \times T_s \\ T_1 &= T_s - T_2 - T_3 \end{aligned} \right\} \quad (4.59)$$



Şekil 4.18 En yakın üç nokta seçimi ile referans gerilim vektörünün oluşturulması

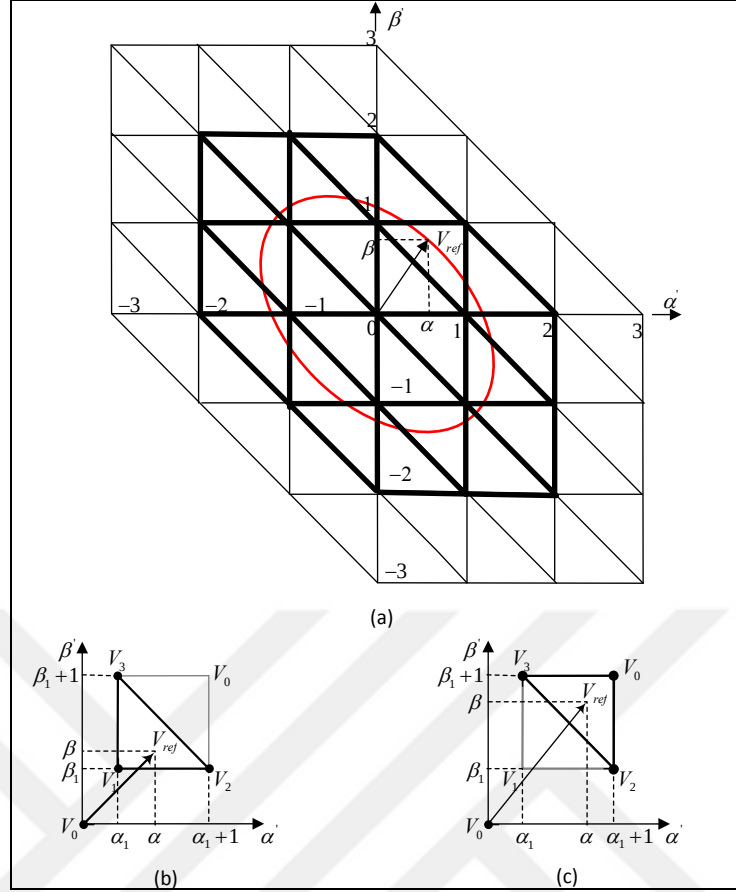
(0°, 120°) aralığı için geçerli olan hesaplama yöntemi, (120°, 240°) ve (240°, 360°) aralıkları için de geçerlidir fakat bu aralıklar için vektör sıralamalarının değişimine dikkat edilmesi gerekmektedir [15].

4.4.7 Yöntem 7

Bu yöntem ile standart V_{ref} referans geriliminin α - β dairesel yörüngesi, α' - β' koordinat sistemindeki eliptik bir yörüngeye dönüştürülmektedir. Bu amaçla, (4.60) ve (4.61) ile verilen Clarke dönüşümü uygulanmaktadır.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha'} \\ V_{\beta'} \\ V_{0'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4.61)$$



Şekil 4.19 Eliptik eksen de gerilim referansının gösterilmesi

Şekil 4.19'da gösterilen üçgen köşelerinin hesapları için (4.62) ve (4.63) kullanılabilir [16].

$$\alpha'_1 = \text{floor}(V_{\alpha'}) , \beta'_1 = \text{floor}(V_{\beta'}) \quad (4.62)$$

$$(\alpha'_2, \beta'_2) = (\alpha'_1 + 1, \beta'_1) , (\alpha'_3, \beta'_3) = (\alpha'_1, \beta'_1 + 1) , (\alpha'_4, \beta'_4) = (\alpha'_1 + 1, \beta'_1 + 1) \quad (4.63)$$

Referans vektörün, hangi üçgende olduğunun hesaplanması için ise (4.64) kullanılabilir.

$$\left. \begin{aligned} \alpha' + \beta' \leq \alpha'_1 + \beta'_1 + 1 &\Rightarrow V_{ref} , \Delta_{123} \text{ içinde} \\ \alpha' + \beta' > \alpha'_1 + \beta'_1 + 1 &\Rightarrow V_{ref} , \Delta_{234} \text{ içinde} \end{aligned} \right\} \quad (4.64)$$

Referans vektörü oluşturmak için kullanılacak gerilim vektörlerinin sürelerinin hesabı (4.65), (4.66) ve (4.67) ile yapılmaktadır [16].

$$V_{ref} T_S = \begin{cases} V_1 T_1 + V_2 T_2 + V_3 T_3 , & \text{eğer } V_{ref} , \Delta_{123} \text{ içinde ise} \\ V_2 T_2 + V_3 T_3 + V_4 T_4 , & \text{eğer } V_{ref} , \Delta_{234} \text{ içinde ise} \end{cases} \quad (4.65)$$

$$\left. \begin{aligned} T_2 &= (\alpha' - \alpha_1)T_s \\ T_3 &= (\beta' - \beta_1)T_s \\ T_1 &= T_s - T_2 - T_3 \end{aligned} \right\} \quad (4.66)$$

$$\left. \begin{aligned} T_2 &= (\beta'_1 + 1 - \beta')T_s \\ T_3 &= (\alpha'_1 + 1 - \alpha')T_s \\ T_4 &= T_s - T_2 - T_3 \end{aligned} \right\} \quad (4.67)$$

4.4.8 Yöntem 8

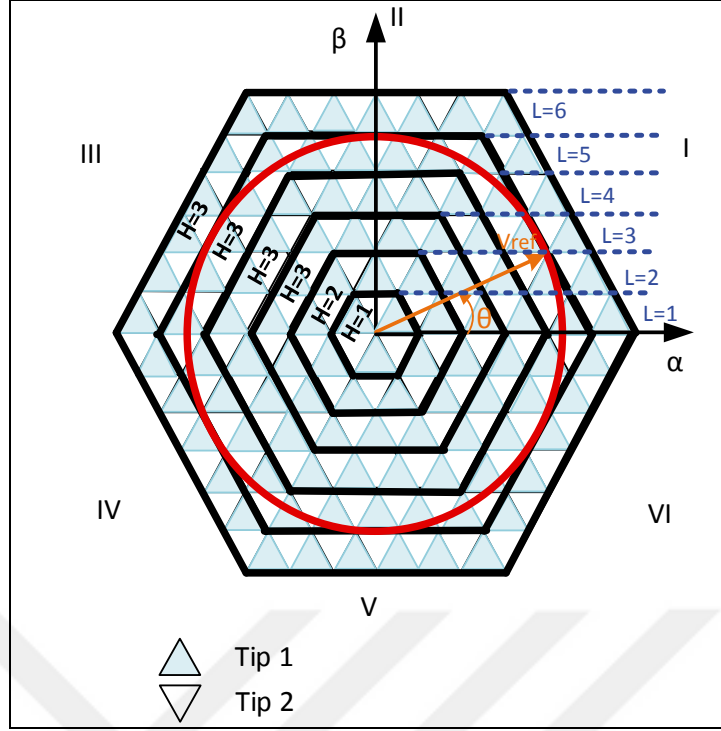
Clarke dönüşümü yapılarak α - β eksenine dönüşüm gerçekleştirilmektedir. Sonrasında, referans geriliminin α eksenine ile yaptığı açı belirlenmektedir. Bu açıdan hareketle sektör numarası uzay vektör diyagramında Şekil 4.20'de gösterildiği üzere belirlenmektedir [17].

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} \quad (4.68)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha} \right) \quad (4.69)$$

$$S = \text{floor} \left(\frac{\theta}{\pi/3} \right) + 1 \quad (4.70)$$

İkinci aşamada vektör ucunun hangi bölgede olduğu belirlenmelidir. İki tip bölge (üçgen) ile karşılaşılmaktadır, bunların belirlenmesi aşağıdaki karşılaştırma sonucunda ortaya çıkmaktadır.



Şekil 4.20 İncelenen yöntemde kullanılan uzay vektör diyagramı

$$\text{Tip 1 için: } V_{\beta} \leq \sqrt{3}V_{\alpha} \text{ ve Tip 2 için: } V_{\beta} > \sqrt{3}V_{\alpha} \quad (4.71)$$

Vektör sürelerinin hesaplanması için iki parametre hesabı gerekmektedir. Bu iki parametreden birisi, uzay vektör diyagramının merkezi, merkezleri olacak şekilde iç içe geçmiş altıgenlerin sayısı (H), diğeri ise her sektörü yatay olarak bölen doğruların sayısıdır (L). Bunlar (4.72) ve (4.73) ile bulunur.

$$H = \text{floor} \left[(n-1)m_a \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right) \right] + 1 \quad (4.72)$$

$$L = \text{floor} \left[(n-1)m_a \sin \theta \right] + 1 \quad (4.73)$$

H ve L bulunduktan sonra referans gerilim vektörünü oluşturacak komşu vektörlerin süreleri (4.74) ve (4.75)'te verildiği gibi hesaplanabilmektedir.

$$\text{Tip 1 için: } \left. \begin{aligned} t_1 &= T_s \left[(n-1)m_a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - (H-L) \right] \\ t_2 &= T_s \left[(n-1)m_a \sin \theta - (L-1) \right] \end{aligned} \right\} \quad (4.74)$$

$$\text{Tip 2 için: } \left. \begin{aligned} t_1 &= T_s[(H-L)(n-1)m_a \sin(\frac{\pi}{3}-\theta)] \\ t_2 &= T_s[(n-1)m_a \sin(\frac{\pi}{3}+\theta)-(H-1)] \end{aligned} \right\} \quad (4.75)$$

$$t_0 = T_s - t_2 - t_1 \quad (4.76)$$

Anahtarlama sırası, bölge hesaplama için kullanılan yöntemden yararlanılarak oluşturulabilir [17].

4.4.9 Yöntem 9

İki seviyeli SVPWM üzerine kurulmuş bir yöntemdir. Bu yöntem yalnızca üç seviyeli değil çok seviyeli dönüştürücülere de uygulanabilecek şekilde geliştirilmiştir. Şekil 4.21’de, önerilen yöntemde kullanılan hesaplama şeklinin dayandırıldığı diyagramlar gösterilmektedir [18]. Her sektörde iki tip üçgen yapısı ile karşılaşılmakta ve bu üçgenlere göre belirlenen formüller ile referans gerilim vektörünü oluşturacak olan köşe vektörlerin süreleri hesaplanmaktadır.

İlk aşamada, sektör belirlenmesi gerekmektedir. Bu amaçla referans gerilim vektörünün, α eksenini ile yaptığı açı olan θ kullanılmaktadır.

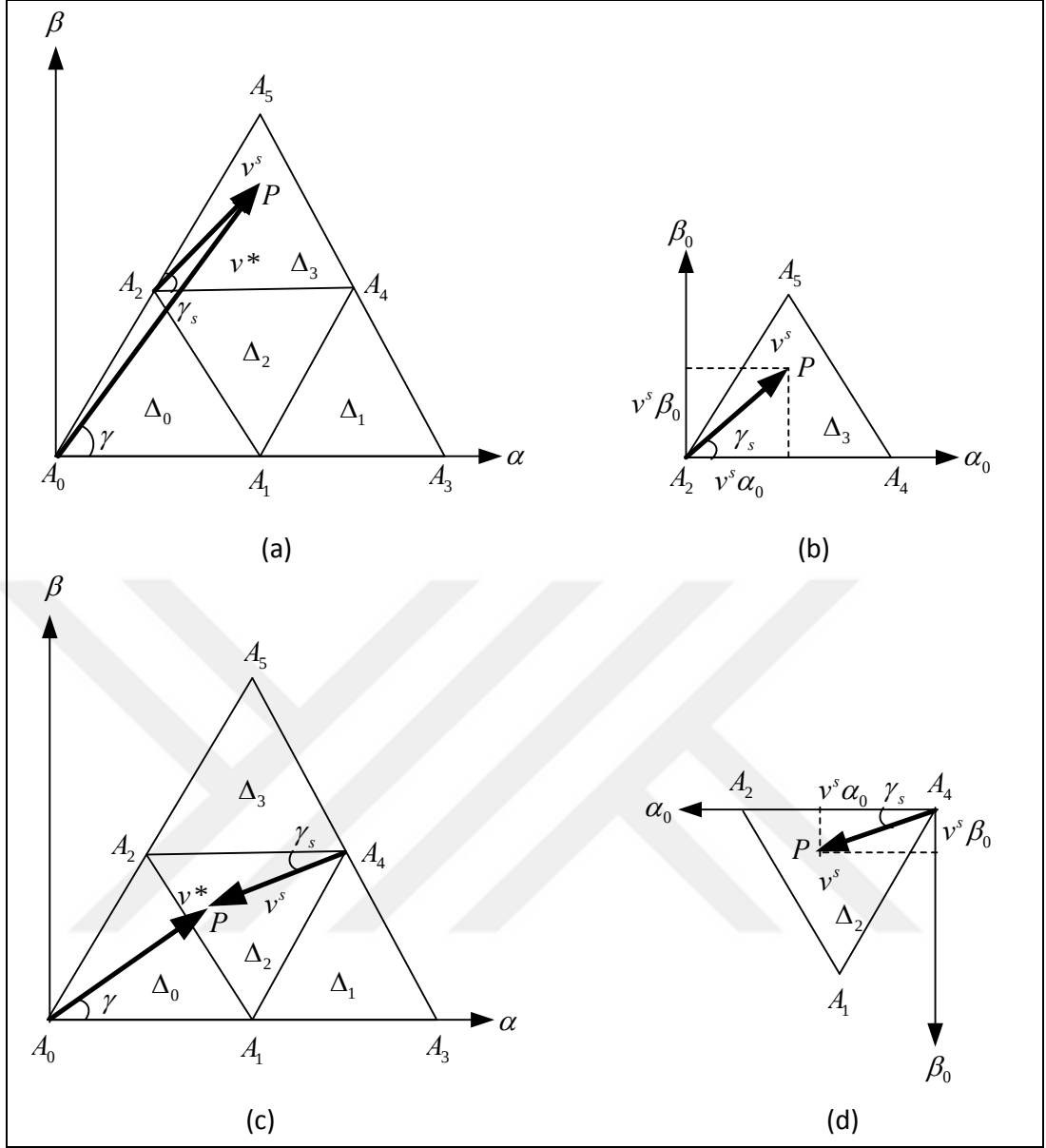
$$S_i = \text{int} \left(\frac{\theta}{\pi/3} \right) + 1 \quad (4.77)$$

$$\gamma = \text{rem} \left(\frac{\theta}{\pi/3} \right) \quad (4.78)$$

İkinci aşamada sektör içindeki üçgenin belirlenmesi ve küçük vektörün tanımlanması gerekmektedir. Bu amaçla, geliştirilmiş deneysel formüller (4.79) ve (4.80) kullanılmaktadır.

$$k_1 = \text{int} \left(v_\alpha + v_\beta / \sqrt{3} \right), \quad k_2 = \text{int} \left(v_\beta / h \right) \quad (4.79)$$

$$v_{\alpha i} = v_\alpha - k_1 + 0,5k_2, \quad v_{\beta i} = v_\beta - k_2h \quad (4.80)$$

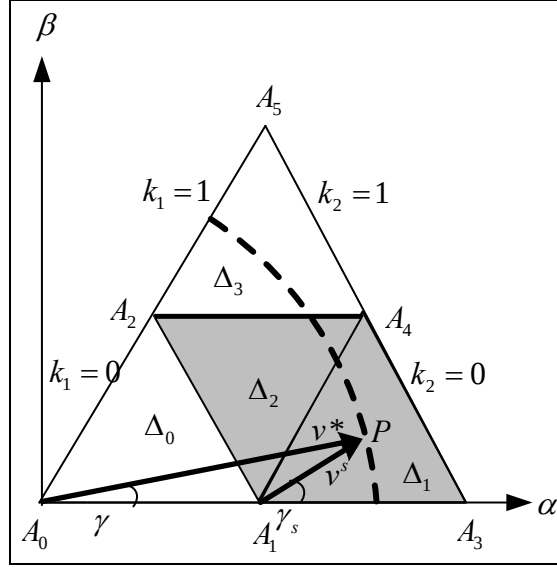


Şekil 4.21 Üç seviyeli topolojiden iki seviyeli topolojiye geçiş için uzay vektör diyagramının gösterilmesi

A_1P' 'nin eğimi $v_{\beta i}/v_{\alpha i}$ ve A_1A_4 'ün eğimi ise $\sqrt{3}$ şeklindedir. P noktasının bulunduğu üçgen, $v_{\beta i} \leq \sqrt{3} v_{\alpha i}$ karşılaştırması yapılarak bulunabilir. Örneğin, P noktası Δ_1 içinde ise küçük vektör A_1P ile gösterilebilir. Aksi takdirde, P, Δ_2 ile gösterilen üçgen içinde ise A_4P ile gösterilebilir. Üçgen numarası Δ_j , k_1 ve k_2 kullanılarak hesaplanabilir. Birinci tip üçgen için (4.81), ikinci tip üçgen için (4.82) kullanılmaktadır.

$$\Delta_j = k_1^2 + 2k_2 \quad (4.81)$$

$$\Delta_j = k_1^2 + 2k_2 + 1 \quad (4.82)$$



Şekil 4.22 Birinci sektörde uzay vektör diyagramının gösterilmesi

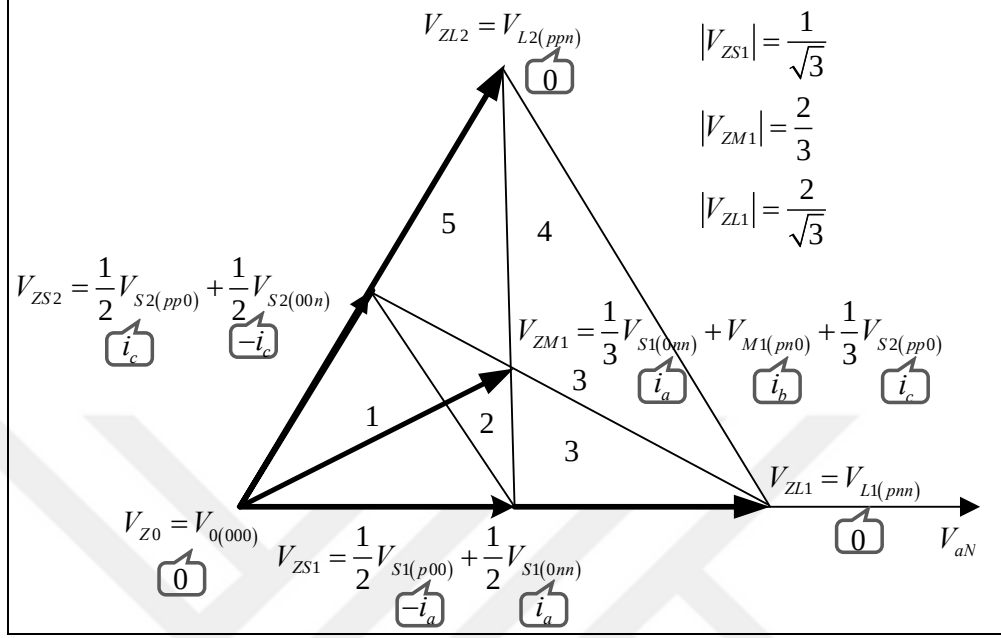
P noktasını gösteren vektörün, köşe vektörler cinsinden gösterilmesi ve bu vektörlerin sürelerini yine iki seviyeli uzay vektör yöntemi kullanılarak elde edilmesi mümkündür. Bir üçgen için anahtarlama sıralaması o üçgenin köşelerine gelen durumlara göre belirlenmektedir. Şekil 4.22’de gösterildiği gibi minimum komutasyon kriterine göre uygun sıralama seçilerek anahtarlama gerçekleştirilir [18].

4.4.10 Yöntem 10

Bu yöntemde üç seviyeli dönüştürücünün uzay vektör diyagramında 27 adet anahtarlama durum ve bunlara karşı gelen her faz için DC hat bağlantı noktaları bulunmaktadır. Bu anahtarlama durumlarından 19 tanesi birbirinden farklı uzay vektörlerine ayrılmaktadır: sıfır vektörler (V_0), küçük vektörler (V_{Si}), orta vektörler (V_{Mi}) ve büyük vektörler (V_{Li}).

Geleneksel SVPWM’de referans vektör bir anahtarlama periyodu içinde en yakın üç vektörle tanımlanır. Nötr nokta geriliminin dengelenmesinde, bir anahtarlama periyodu içinde nötr nokta akımının ortalama değerinin sıfır olmasıyla sağlanır. Bu amaçla kısa vektörlerin değişik kombinasyonlarda seçilmesi öngörülür. Düşük güç faktörü ve yüksek modülasyon indeksi için bu durum yeterli olmaz.

Nötr nokta üzerinde tam kontrolün sağlanabilmesi için sanal vektörlerden yararlanılmaktadır. Şekil 4.23’de sanal uzay vektörler (V_{Z0} , V_{ZS1} , V_{ZM1} , V_{ZL1}) gösterilmektedir [19].



Şekil 4.23 Birinci sektörde sanal vektörlerin gösterilmesi

Referans vektörün bir anahtarlama periyodu için sentezi, en yakın üç sanal vektörün kullanımı ile sağlanır. Çizelge 4.6’da, birinci sektör içinde oluşturulmuş bölgelere karşı gelen yakın vektörler gösterilmiştir [19].

Çizelge 4.6 Birinci sektörde her bir üçgene karşı gelen sanal uzay vektörler

Bölge	Seçilen Sanal Uzay Vektörleri
1	V_{Z0} , V_{ZS1} , V_{ZS2}
2	V_{ZS1} , V_{ZS2} , V_{ZM1}
3	V_{ZS1} , V_{ZM1} , V_{ZL1}
4	V_{ZL1} , V_{ZM1} , V_{ZL2}
5	V_{ZS2} , V_{ZM1} , V_{ZL2}

$$\left. \begin{aligned} V_{ref} &= d_{VV1}VV_1 + d_{VV2}VV_2 + d_{VV3}VV_3 \\ 0 &\leq d_{VVj} \leq 1 \\ d_{VV1} + d_{VV2} + d_{VV3} &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (4.83)$$

(4.83) kullanılarak referans vektör oluşturulur. V_{Vj} , ilgili bölgedeki j’inci uzay vektörünü göstermektedir ($j=1,2,3$).

$$\left. \begin{aligned}
d_{ooo} &= d_{VZO} , d_{ppn} = d_{VZL2} \\
d_{poo} &= \frac{1}{2} d_{VZS1} , d_{pon} = \frac{1}{3} d_{VZM1} \\
d_{oon} &= \frac{1}{2} d_{VZS2} \\
d_{onn} &= \frac{1}{2} d_{VZS1} , d_{pon} = \frac{1}{3} d_{VZM1} \\
d_{pnn} &= d_{VZL1} , d_{ppo} = \frac{1}{2} d_{VZS2} + \frac{1}{3} d_{VZM1}
\end{aligned} \right\} \quad (4.84)$$

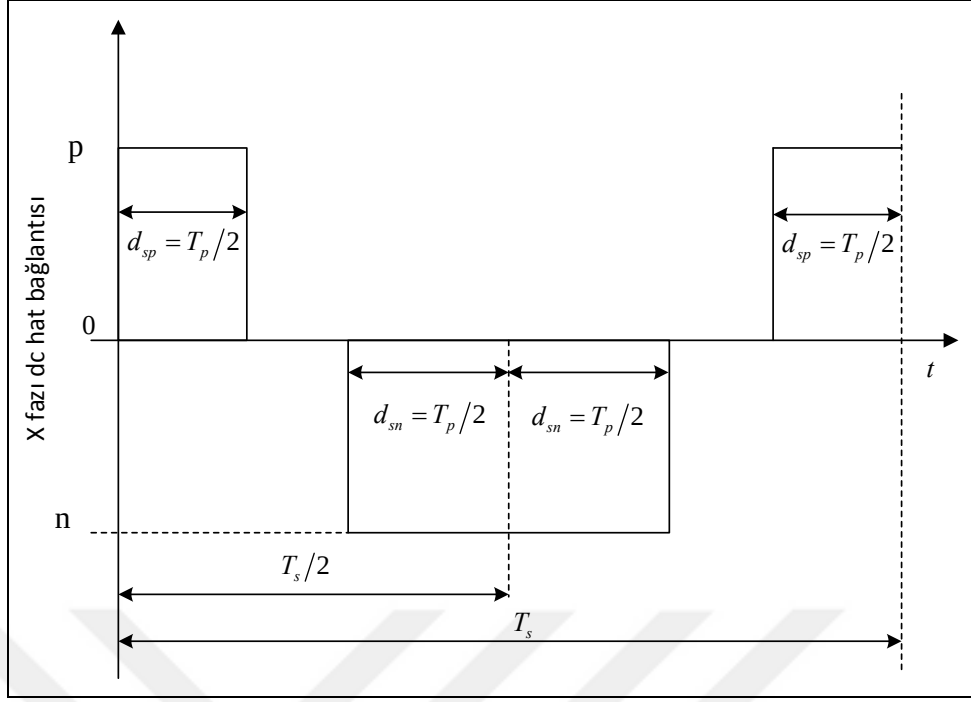
Farklı anahtarlama durumlarına karşı gelen görev süreleri birinci sektör için (4.84) ile hesaplanabilmektedir.

Anahtarlama sırasının seçimi, her bir fazın ilgili DC hat bağlantısında p-o-n-o-p şeklinde simetri olacak şekilde sağlanmalıdır. Bu nedenle bu yöntemde, birbirinden bağımsız d_{ap} , d_{bp} , d_{cp} , d_{an} , d_{bn} , d_{cn} anahtarlama görev sürelerinin hesaplanması yeterli olmaktadır. Şekil 4.24'te bir anahtarlama periyodu için görev sürelerinin uygulanışı gösterilmektedir. d_{ap} 'nin uygulanması için seçilen görev süreleri (4.85) ile gösterilmiştir [19].

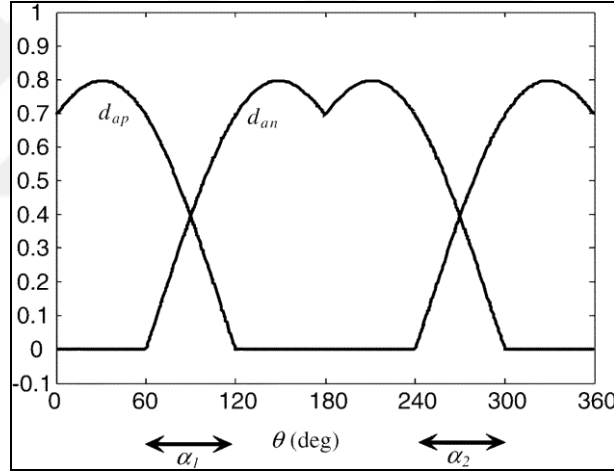
$$d_{ap} = d_{poo} + d_{pnn} + d_{ppn} + d_{pon} + d_{ppo} \quad (4.85)$$

d_{ap} için görev süresi hesabı (4.86) ile yapılabilir. d_{an} , d_{ap} 'nin 180° faz kaydırılmış halidir. $m=0,8$ için d_{ap} ve d_{an} Şekil 4.25'te gösterilmiştir [19].

$$\left. \begin{aligned}
0 \leq \theta < \frac{2\pi}{3}; \quad d_{ap} &= m \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) \\
\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3}; \quad d_{ap} &= 0 \\
\frac{4\pi}{3} \leq \theta \leq 2\pi; \quad d_{ap} &= m \cos(\theta + \frac{\pi}{6})
\end{aligned} \right\} \quad (4.86)$$



Şekil 4.24 Bir faz sırası için DC hat gerilimine bağlantı



Şekil 4.25 $m=0,8$ için θ 'nın fonksiyonu olarak d_{an} ve d_{ap} 'in gösterimi

4.4.11 Yöntem 11

Yöntem 10, dengeli DC hat gerilimi göz önüne alınıp sanal vektörler kullanımına dayanarak uzay vektör modülasyonu uygulanmasını gerçekleştirmektedir. Bu yöntem ise, DC hat gerilimindeki dengesizlik durumunda Yöntem 10'u geliştirecek şekilde öneriler getirmektedir.

" ξ " katsayısı kullanılarak, DC hat gerilimdeki dengesizlik derecesi tanımlanmaktadır. V_{dc} ise, üst kapasitör V_{C1} ile alt kapasitör V_{C2} kullanılarak elde edilmektedir.

$$\left. \begin{aligned} \xi &= (V_{c1} - V_{c2}) / V_{dc} \\ V_{dc} &= (V_{c1} + V_{c2}) / 2 \end{aligned} \right\} \quad (4.87)$$

$$\left. \begin{aligned} \vec{V}_Z &= 0 \\ \vec{V}_{S0} &= 2V_{dc} / 3 \\ \vec{V}_{S1} &= V_{dc} / 3 + j\sqrt{3}V_{dc} / 3 \\ \vec{V}_{M0} &= 2 / 3 (V_{dc} + j\sqrt{3}V_{dc} / 3) \\ \vec{V}_{L0} &= 4V_{dc} / 3 \\ \vec{V}_{L1} &= 2V_{dc} / 3 + j2\sqrt{3}V_{dc} / 3 \end{aligned} \right\} \quad (4.88)$$

Dengeli DC hat gerilimi olduğu durumda, sanal vektörler (4.88)'da olduğu gibi seçilmektedir. Toplam DC hat gerilimi değişmediği durumda, her iki kondansatör gerilimleri birbirinden farklı olduğunda vektörler ile ilgili aşağıdaki açıklamalar geçerli olmaktadır. Şekil 4.26'da yalnızca birinci sektör gösterilmektedir [20].

- Sıfır vektörler (NNN, OOO, PPP) ve büyük vektörler (PPN ve PNN) konumlarını korurlar. ONN ve POO).
- Üst üste çakışan kısa vektörler artık birbirinin yedeği olarak alınamamaktadır çünkü bir tanesi biraz daha uzun ve diğeri daha kısa olmaktadır (OON ve PPO, ONN ve POO).
- Toplam DC hat gerilimi sabit olduğu sürece, orta vektörler (PON) boy ve konum olarak değişiklik göstermekte, fakat uzun vektörleri birleştiren altıgen kenarı üstünde hareket etmektedir.

Toplam DC hat gerilimi aynı kaldığı sürece, sanal vektörlerin hesabı (4.88) ile aynı, dolayısıyla anahtarlama görev sürelerinin hesabı da dengeli durumdaki ile aynı olmaktadır.

Nötr nokta akımının ortalama değerinin değişimini, yalnızca P ya da N hattına bağlanan anahtarların görev sürelerini, dolayısıyla da volt-saniye dengesini bozmadan sağlamak gerekecektir. Bu durumda, bir anahtarlama periyodunda hem P hem de N hattına bağlı faz için görev süresini değiştirmek uygun olacaktır. Şekil 4.27'de birinci sektör ve $\xi < 0$ için anahtarlama sıraları görülmektedir. Burada, (4.90), (4.91), (4.92) ve (4.93) ile d_{b0} değiştirilerek nötr nokta akımının ortalama değeri kontrol edilmektedir [20].

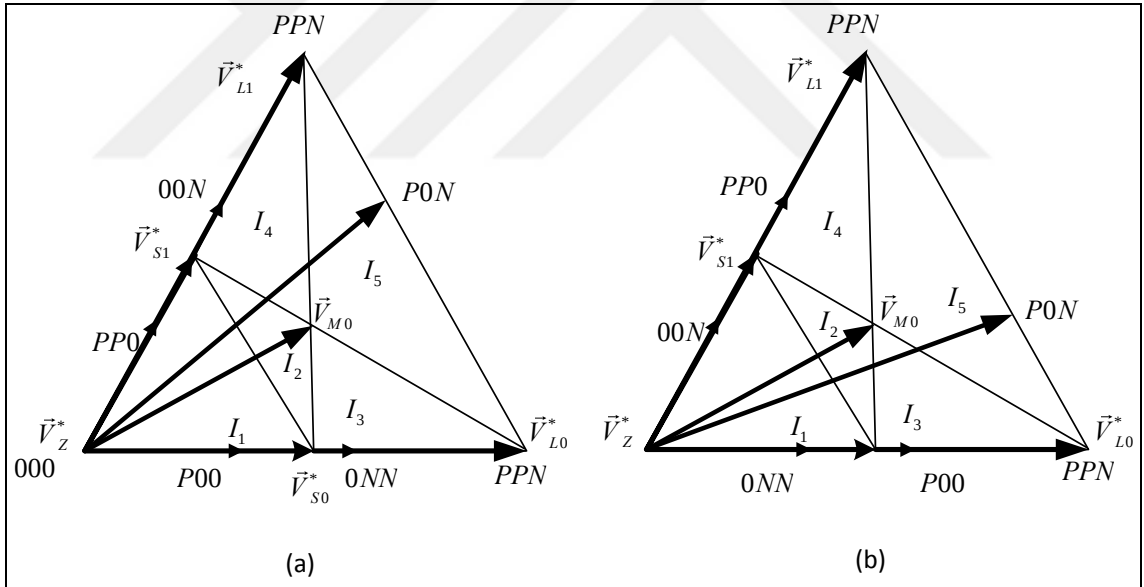
$$i_{np}^{av} = i_a d_{aO} + i_b d_{bO} + i_c d_{cO} \quad (4.89)$$

$$\left. \begin{aligned} d'_{bO} &= d_{bO} + \Delta d \\ d'_{bP} &= d_{bP} - \frac{2-\xi}{4} \Delta d \\ d'_{bN} &= d_{bN} - \frac{2+\xi}{4} \Delta d \end{aligned} \right\} \quad (4.90)$$

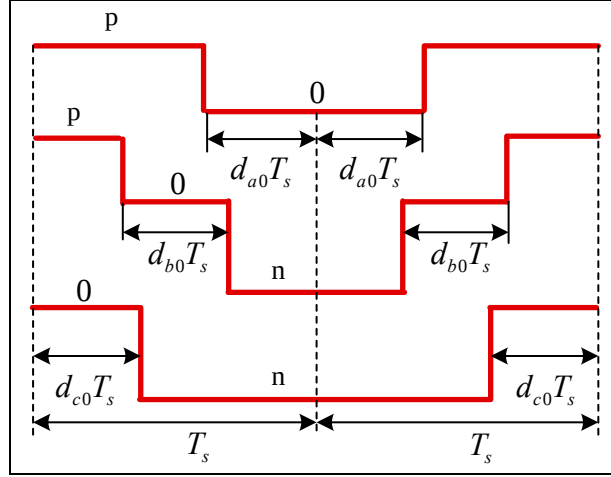
$$i_{np}^{av} = i_b \Delta d \quad (4.91)$$

$$\Delta d = \frac{i_{np}^{ref}}{i_b} \quad (4.92)$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta d_{\max} &= \min \left(1 - d_{bO}, \frac{4d_{bP}}{2-\xi}, \frac{4d_{bN}}{2+\xi} \right) \\ \Delta d_{\min} &= \max \left(-d_{bO}, \frac{4(d_{bP}-1)}{2-\xi}, \frac{4(d_{bN}-1)}{2+\xi} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.93)$$



Şekil 4.26 Dengesiz üç seviyeli NPC için sanal vektörler, (a) $\xi < 0$, (b) $\xi > 0$



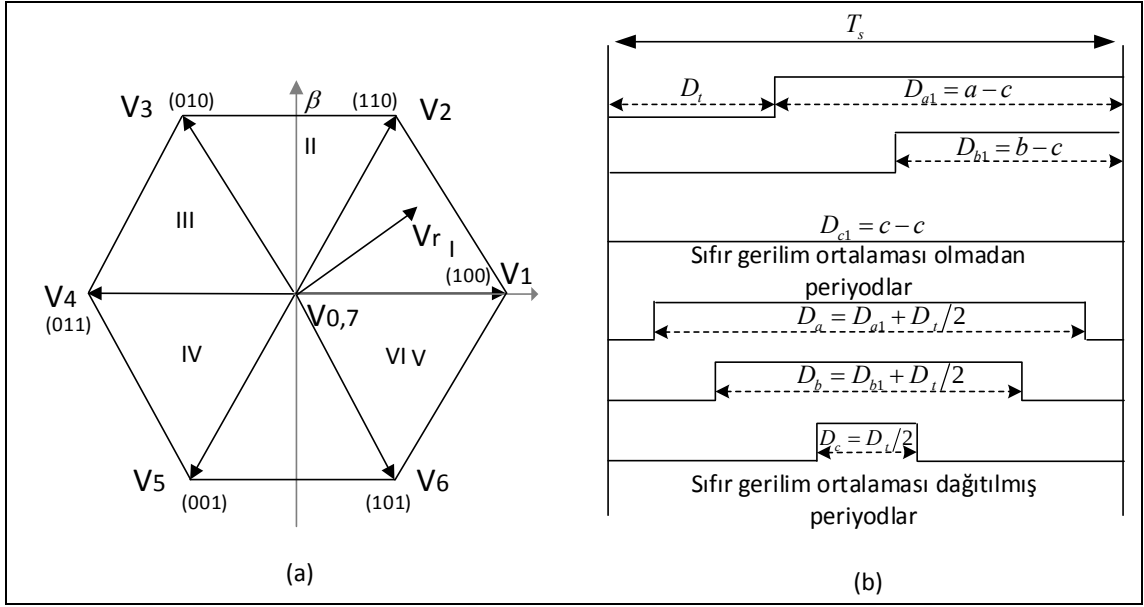
Şekil 4.27 Birinci sektörde, $\xi < 0$ için üç faz anahtarlama sırası

4.4.12 Yöntem 12

Bu yöntemde basitleştirilmiş SVPWM tekniği, görev süresi hesaplamalı olarak yapılmaktadır. Şekil 4.28’de gösterilen görev süreleri sıfır vektörlerin orantılı dağıtımıyla elde edilmemiş olup, ham haldedir. $a=V_a/V_{dc}$, $b=V_b/V_{dc}$, $c=V_c/V_{dc}$ ve $temp=\min(a,b,c)$ olarak seçilmektedir [21]. V_{dc} , DC hat gerilimidir. Görev sürelerinin orantılı dağıtılması durumunda, (4.95) elde edilir. Burada, $D_z=1-\max(D_{a1}, D_{b1}, D_{c1})$ olarak seçilmektedir. İki ve üç seviyeli dönüştürücülerde, ilgili üçgendeki merkez vektör seçilerek gerçekleştirilmektedir.

$$\left. \begin{aligned} D_{a1} &= a - temp \\ D_{b1} &= b - temp \\ D_{c1} &= c - temp \end{aligned} \right\} \quad (4.94)$$

$$\left. \begin{aligned} D_a &= D_{a1} + D_z \\ D_b &= D_{b1} + D_z \\ D_c &= D_{c1} + D_z \end{aligned} \right\} \quad (4.95)$$



Şekil 4.28 Anahtarlama sırasındaki dağılım

Üç seviyeli SVPWM'in uygulaması için aşağıdaki adımlar takip edilmektedir:

- En küçük referans faz gerilimi, $\text{temp} = \min(j_1)$ seçilir. $j_1 = V_j/V_{dc}$ olup, j, a, b, c olabilmektedir.
- Geçici görev süreleri $D_{j1} = j - \text{temp}$ olarak hesaplanır.
- Maksimum geçici görev süresi olan Faz-j için görev süresi hesaplanır: $D_j = \max(D_{j1})$
- Minimum geçici görev süresi olan Faz-j için görev süresi hesaplanır: $D_j = 1 - \max(D_{j1})$
- Orta değerli geçici görev süresi olan Faz-j için görev süresi hesaplanır: $D_j = 2\text{mid}(D_{j1}) + 1 - \max(D_{j1})$, eğer $D_j = 2\text{mid}(D_{j1}) + 1 - \max(D_{j1}) > 1$ olur ise $D_j = 2\text{mid}(D_{j1}) - \max(D_{j1})$ olarak hesap yapılmaktadır.

Çizelge 4.7'de üç fazlı görev süreleri verilmektedir [21].

Kısa ve orta vektörler nötr nokta gerilim dengesine doğrudan etki etmektedir. Kısa vektörler, birbirinin yedeği olacak şekilde DC hat bağlantılarını ilgili faz için değiştirmektedir. Nötr nokta gerilim dengesi, kısa vektör süreleri değiştirilerek sağlanmaktadır.

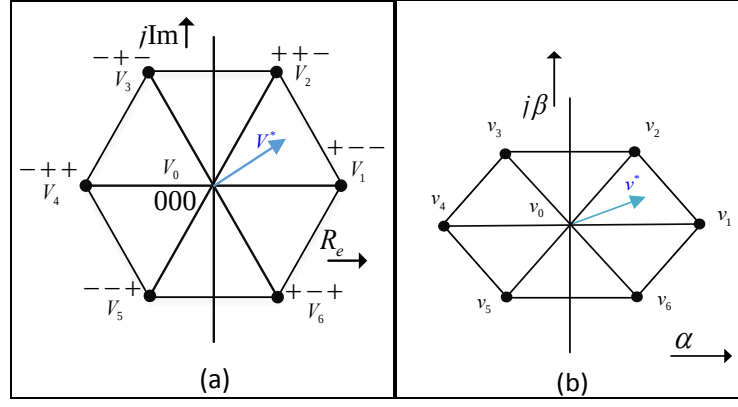
Çizelge 4.7 Üç faz görev sürelerinin hesabı

Faz durumları	Görev süreleri
$a > b > c$	$S_a = a - c$ $S_b = 1 + 2b - c - a$ veya $2b - c - a$ $S_c = 1 - a + c$
$b > a > c$	$S_a = 1 + 2a - b - c$ veya $2a - b - c$ $S_b = b - c$ $S_c = 1 - b + c$
$b > c > a$	$S_a = 1 - b + a$ $S_b = b - a$ $S_c = 1 + 2c - b - a$ veya $2c - b - a$
$c > b > a$	$S_a = 1 - c + a$ $S_b = 1 + 2b - c - a$ veya $2b - c - a$ $S_c = c - a$
$c > a > b$	$S_a = 1 + 2a - c - b$ veya $2a - c - b$ $S_b = 1 - c + b$ $S_c = c - b$
$a > c > b$	$S_a = a - c$ $S_b = 1 - a + c$ $S_c = 1 + 2c - a - b$ veya $2c - a - b$

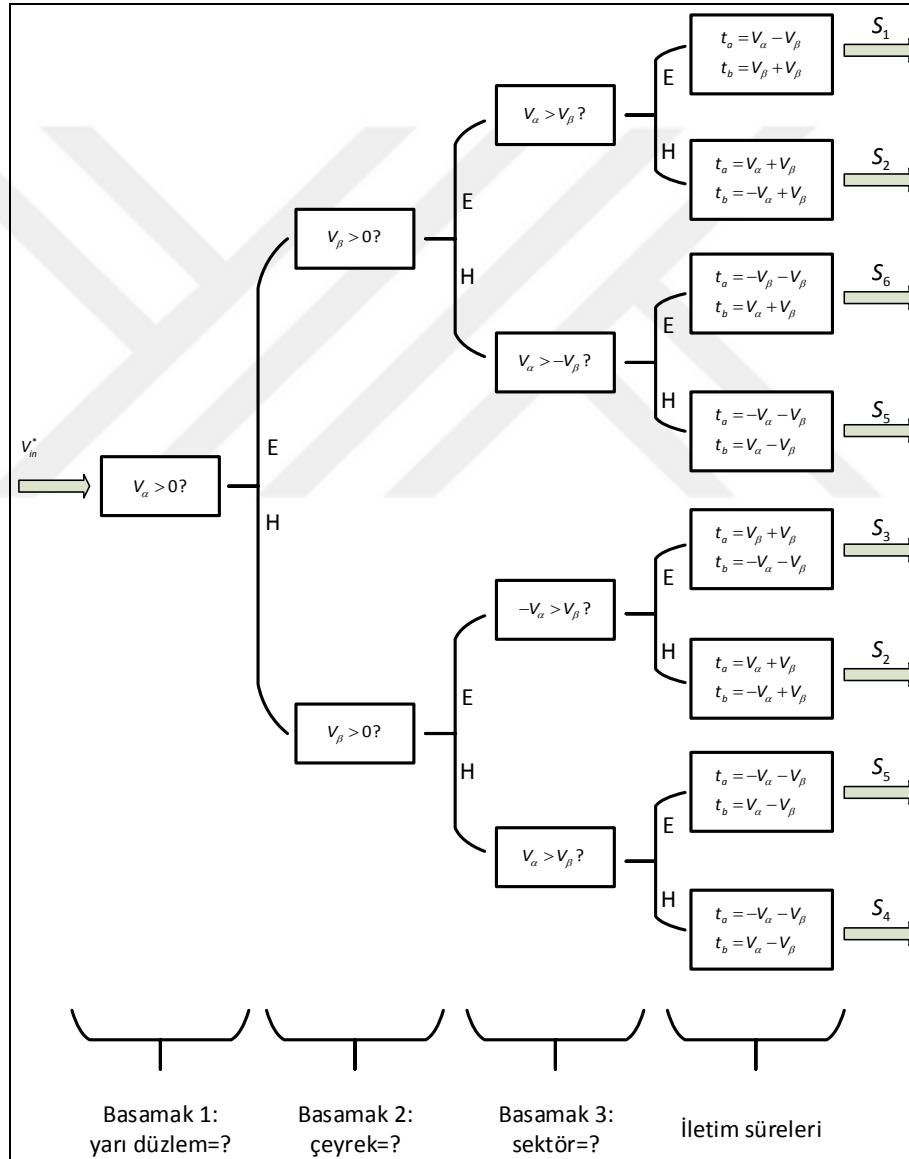
4.4.13 Yöntem 13

Düzlem uzay modülasyonu ile eşkenar üçgenlerden oluşan uzay vektör diyagramı 45° ya da 90° açılara sahip ikizkenar üçgenlerden oluşan yeni bir altıgene dönüştürülür. Şekil 4.29'da bu yeni altıgen görülmektedir [22]. Dönüştürme işlemi için (4.96) kullanılmaktadır. Bu dönüştürme işlemi sonucunda trigonometrik işlemler yapılmasına gerek kalmadan doğrudan karşılaştırmaya dayalı hesaplama yapmak mümkün olabilmektedir. Bunun nedeni ise; düzlemsel uzay vektör ile β eksenini $0,5$ 'in katı, α eksenini ise 1 'in katlarında kesilmektedir. Şekil 4.30'daki basit karşılaştırma ile iki seviyeli uzay vektör modülasyonu algoritması uygulanabilir [22].

$$V_{\alpha, \beta, flat}^* = V_\alpha + jV_\beta \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4.96)$$



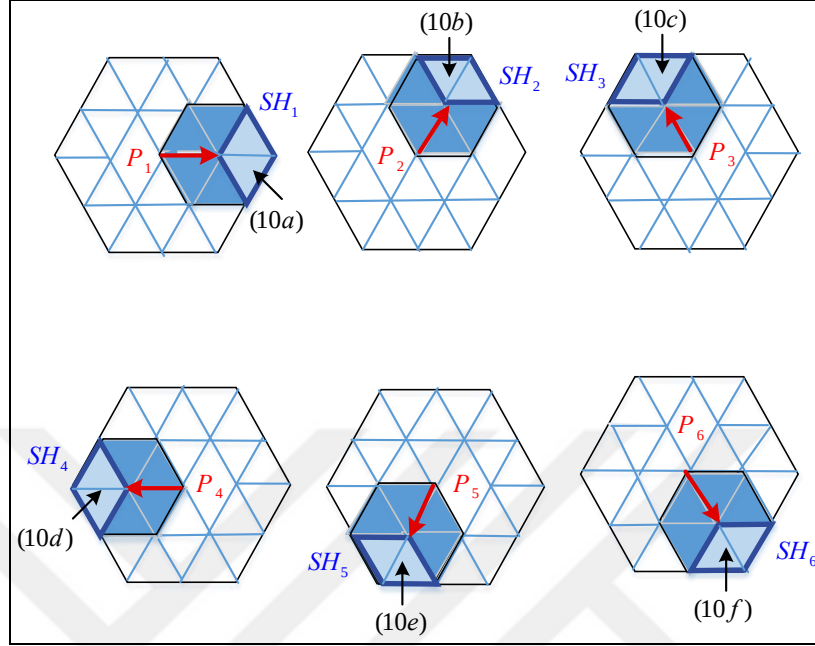
Şekil 4.29 Uzak vektör diyagramı ve dönüştürülmüş düzlemsel uzak vektör diyagramı



Şekil 4.30 Lojik kararlara dayalı iki seviyeli uzak vektör modülasyon algoritması

Anahtarlama süreleri, (4.97) ile gösterildiği gibidir.

$$\left. \begin{aligned} t_a &= V_\alpha - V_\beta \\ t_b &= V_\beta + V_\beta \\ t_c &= 1 - (t_a + t_b) \end{aligned} \right\} \quad (4.97)$$



Şekil 4.31 Üç seviyeli durum diyagramının içine iki seviyeli durum diyagramlarının eklenmesi

SH_0 ve SH_7 , birbirinin yerini alabilecek şekilde, referans gerilimin iç altıgene teğet dairenin dışına taşmayacağı durumda seçilmektedir. Hangi altıgenin seçileceği, nötr nokta gerilimindeki sapmaya ve yük akımına bağlı olarak belirlenmektedir. Şekil 4.31 sekiz bölgede incelenebilmektedir [22].

Referans gerilimin iç altıgene teğet dairenin dışına taşıdığı durumda, pivot vektöre (1...6) bağlı $SH_1...SH_6$ 'ya kadar olan altıgenlerden birisi olarak seçilmektedir. Seçim sırasında düzlemselleştirilmiş uzay vektör diyagramından yararlanılır.

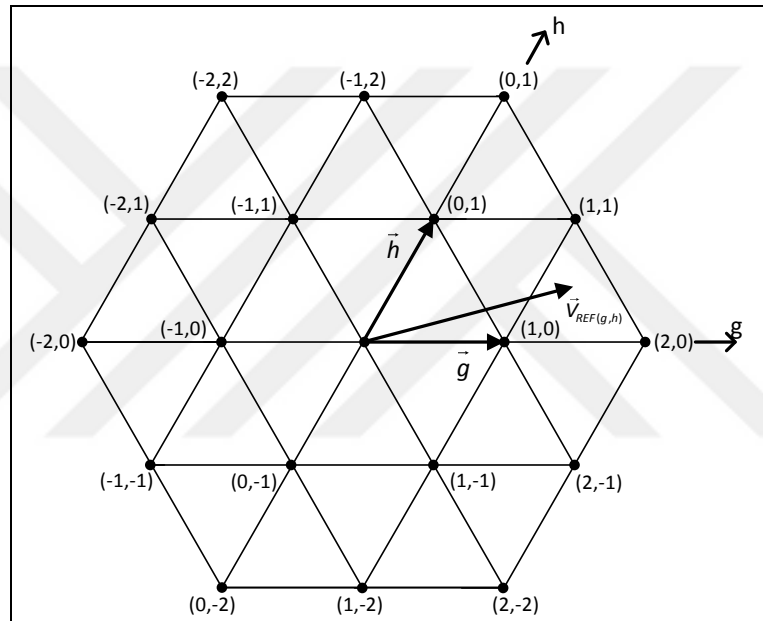
$$\left. \begin{aligned} p(SH_1) &= (u_\beta > 0,5 - u_\alpha) \text{ ve } (u_\beta < -0,5 + u_\alpha) \\ p(SH_2) &= (u_\beta > 0,5 - u_\alpha) \text{ ve } (u_\beta > 0,25) \\ p(SH_3) &= (u_\beta > 0,5 + u_\alpha) \text{ ve } (u_\beta > 0,25) \\ p(SH_4) &= (u_\beta < -0,5 - u_\alpha) \text{ ve } (u_\beta > 0,5 + u_\alpha) \\ p(SH_5) &= (u_\beta < -0,5 - u_\alpha) \text{ ve } (u_\beta < -0,25) \\ p(SH_6) &= (u_\beta < -0,5 + u_\alpha) \text{ ve } (u_\beta < -0,25) \end{aligned} \right\} \quad (4.98)$$

Belirtilen koşullar sağlandığında, alt altıgenlerde birbirinin yedeği olmayan üçgenler seçilmiş olur. Koşullar sağlanmadığında, alt altıgenlerin birbirleri ile örtüştüğü

bölgelerdeki eşkenar üçgenler ve bunların oluşturduğu eşkenar dörtgenler elde edilir. Bu bölgede kalan vektörler kullanılarak nötr nokta dengesi kontrol edilir [22].

4.4.14 Yöntem 14

Üç boyutlu durum değişkenlerinden iki boyutlu durum değişkenlerini barındıran koordinat sistemi Şekil 4.32’de verilmiştir [23]. Bu koordinat sistemine dönüşüm (4.99) ile gerçekleştirilmelidir. (4.100), (4.99) ile tanımlanmış dönüşüm matrisini göstermektedir. Bu dönüşüm sonucunda yeni bir (g,h) koordinat sistemi oluşturulmuştur.



Şekil 4.32 İki boyutlu durum değişkenlerini barındıran yeni koordinat sistemi

$$\vec{V}_{REF(g,h)} = T \cdot \vec{V}_{REF(v_{ab}, v_{bc}, v_{ca})} \quad (4.99)$$

$$T = \frac{1}{3V_{dc}} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \end{bmatrix} \quad (4.100)$$

Referans gerilim vektörüne en yakın vektörler, referans vektörün g ve h bileşenlerinin en yakın üst ya da alt tamsayıya yuvarlanması ile elde edilmiştir (4.101). En yakın dört vektörün oluşturduğu paralel kenar, V_{ul} ve V_{lu} vektörleri ile iki eşkenar dörtgene ayrılmaktadır. Bu iki vektörden sonra, geri kalan iki vektör içinden, referans vektöre en yakın üçüncü vektörün seçilmesi gerekmemektedir. Bu vektör, (4.102) eşitliği ile belirlenen köşegen tarafında kalmaktadır. Üçüncü vektör; (4.103) denklemi

kullanılarak, elde edilen değerin işaretine bakılarak belirlenir. Eğer işaret pozitif ise, V_{uu} , negatif ise V_{ll} vektörü seçilmektedir.

$$\left. \begin{aligned} \vec{V}_{ul} &= \begin{bmatrix} V_{REFg} \\ V_{REFh} \end{bmatrix} \\ \vec{V}_{lu} &= \begin{bmatrix} V_{REFg} \\ V_{REFh} \end{bmatrix} \\ \vec{V}_{uu} &= \begin{bmatrix} V_{REFg} \\ V_{REFh} \end{bmatrix} \\ \vec{V}_{ll} &= \begin{bmatrix} V_{REFg} \\ V_{REFh} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (4.101)$$

$$g + h = V_{ulg} + V_{ulh} \quad (4.102)$$

$$\text{sgn} \{ V_{REFg} + V_{REFh} - (V_{ulg} + V_{ulh}) \} \quad (4.103)$$

Seçilen üçüncü vektörün, V_{ll} olması durumunda (4.104), V_{uu} olması durumunda ise (4.105) kullanılarak vektör süreleri hesaplanmaktadır.

$$\left. \begin{aligned} d_{ul} &= V_{REFg} + V_{llg} \\ d_{lu} &= V_{REFh} + V_{llh} \\ d_{ll} &= 1 - d_{ul} + d_{lu} \end{aligned} \right\} \quad (4.104)$$

$$\left. \begin{aligned} d_{ul} &= -(V_{REFh} - V_{uuh}) \\ d_{lu} &= -(V_{REFg} - V_{uug}) \\ d_{uu} &= 1 - d_{ul} + d_{lu} \end{aligned} \right\} \quad (4.105)$$

$$\begin{bmatrix} k \\ k - g \\ k - g - h \end{bmatrix}, \quad k, k - g, k - g - h \in [0, n - 1] \quad (4.106)$$

İki boyutlu durum değişkenlerinden üç boyutlu durum değişkenlerine geçiş, (4.106) nolu ters dönüşüm formülü kullanılarak sağlanmaktadır. Örneğin, $[1,0]$ gibi bir durum değişkenine karşılık, $[1,0,0]$ ya da $[2,1,1]$ gibi farklı kombinasyon oluşmaktadır. Bu kombinasyonlar DC hat gerilimi dengesine yönelik algoritma ile belirlenmektedir [23].

SVPWM YÖNTEMİNİN İKİ SEVİYELİ ŞEBEKE BAĞLANTILI DÖNÜŞTÜCÜLERE UYGULANMASI

İki seviyeli topoloji, üç seviyeli topoloji ile karşılaştırıldığında, SVPWM metodunun kullanılması ile kontrolü daha sade olmaktadır. Bu nedenle, üç seviyeli topolojinin kontrolüne geçmeden önce iki seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücünün kapalı çevrim kontrolü gerçekleştirilmiş ve bu kontrol algoritması, şebeke bağlantılı üç seviyeli dönüştürücünün kontrolüne uyarlanmıştır.

Sistemin gerçekleşmesinden önce benzetim çalışması yapılmıştır. Benzetim çalışması iki aşamadan oluşmaktadır. Birinci aşamada, uygun bir faz kilitlemeli çevrim algoritması geliştirilerek kontrol çevrimine dahil edilmiş ve şebeke ile eş zamanlı olması sağlanmıştır. İkinci aşamada ise, PI kontrol kullanılarak, güç katındaki yarı iletken elemanların tetiklenmesi için gerekli PWM sinyalleri elde edilmiştir.

Benzetim çalışması sonrasında, devrenin tasarımı gerçekleştirilmiş ve iki seviyeli dönüştürücünün çalışması test edilmiştir.

5.1 İki Seviyeli Şebeke Bağlantılı Dönüştürücünün Benzetimi

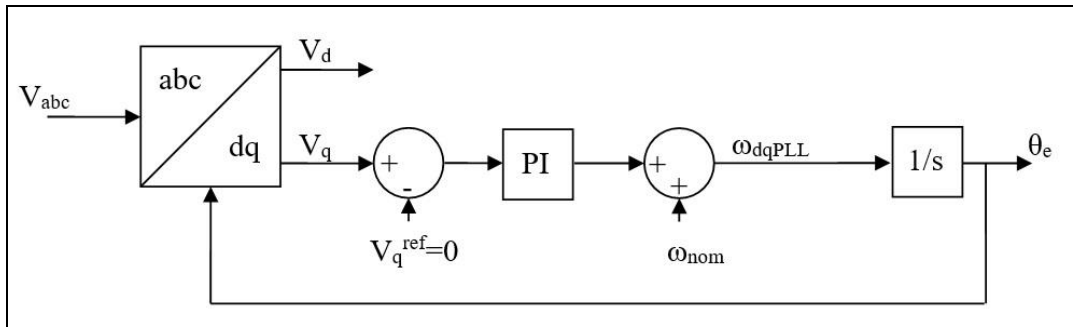
5.1.1 Faz Kilitlemeli Çevrim Algoritmasının Seçimi ve Uygulanması

Şebeke bağlantılı dönüştürücülerin, üretilmiş olan enerjiyi şebekeye aktarması sırasında gerilim algılaması için faz kilitlemeli çevrim (PLL) kullanılmaktadır. PLL kullanımı ile temel gerilimin fazı ve genliği eşzamanlı olarak belirlenmekte ve dolayısıyla şebekeye verilebilecek aktif ve reaktif temel gücün kontrolü sağlanmaktadır.

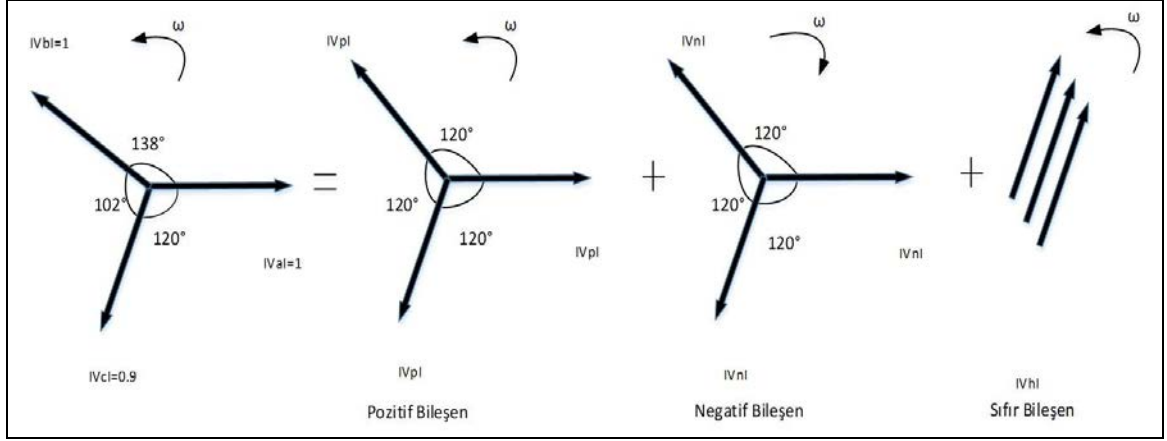
Gerilim kontrollü osilatörlerin kullanıldığı donanım bazlı PLL tekniklerinin yanı sıra, yazılım bazlı senkron referans eksen PLL (SRF-PLL) yöntemleri de sıkça kullanılmaktadır. Şebeke kodları ile uyumlu olacak şekilde, SRF-PLL üzerine kurulmuş değişik tipte PLL teknikleri geliştirilmiştir. Bu gruplandırmalar, temel gerilimin pozitif ve negatif sıralarının çıkartılması için faz algılama sırasında ön filtreleme ve genişletilmiş döngü filtresi kullanımına göre yapılmaktadır. İlk gruba giren PLL yöntemleri: Dekuple senkron referans eksen PLL (DSRF-PLL), pozitif sekans filtreli PLL (PSF-PLL), sinüzoidal sinyal entegrasyonlu PLL (SSI-PLL), geciktirilmiş işaret elemeli PLL (DSC-PLL) ve çift ikinci derece genelleştirilmiş entegrasyon PLL (DSOGI-PLL) şeklindedir. İkinci gruba giren PLL yöntemleri ise, adapte edilmiş çentik filtreli PLL (ANF-PLL) ve ikinci derece kompanzasyonlu PLL (SOLC-PLL)'dir [40-60].

5.1.1.1 Senkron Referans Eksen PLL Yöntemi

Basit yapılı senkron referans eksenli PLL blok şeması Şekil 5.1'de gösterilmektedir. Bu tip PLL yöntemi, dengeli şebeke yapıları için temel gerilimin frekans ve genliğini düzgün bir şekilde sağlamaktadır fakat, dengesiz ve gürültülü bir şebeke yapısı için elde edilecek sonuçlar güvenilir olmamaktadır. Bunun nedeni ise dengesizlik yapan bileşenler ortadan kaldırılmadan faz ve frekans bilgisinin elde edilmeye çalışılmasıdır.



Şekil 5.1 SRF-PLL blok şeması



Şekil 5.2 Üç fazlı dengesiz bir sistemdeki temel gerilim/akım ifadesinin bileşenlerine ayrılması

1918 yılında Charles LeGeyt Fortescue, N elemanlı dengesiz fazörlerden oluşan bir kümenin dengeli N adet simetrik fazör kümelerinin toplamı şeklinde ifade edilebileceğini ortaya koymuştur. Fortescue Teoremi olarak adlandırılan bu teoreme göre Şekil 5.2’de görüldüğü üzere V_{abc} pozitif $\vec{V}_p = [V_{ap} \ V_{bp} \ V_{cp}]^T$, negatif $\vec{V}_n = [V_{an} \ V_{bn} \ V_{cn}]^T$ ve sıfır (ya da aynı fazlı) $\vec{V}_h = [V_{ah} \ V_{bh} \ V_{ch}]^T$ bileşenlere ayrılmaktadır [59]. Pozitif bileşen normal döner eksen yönünde dönen bileşenleri, negatif bileşen zıt yönde dönen bileşenleri ve sıfır bileşenler ise faz bileşenleri arasında dönmeyen fakat yalnızca titreşen bileşenleri oluşturmaktadır. Pozitif bileşenler dışındaki diğer bileşenler fazlardaki dengesizliği dolayısıyla da asimetrik hataların göstergesidir. Bu dengesizlik bileşenleri kullanılarak; generatörler, trafolar, rüzgar enerji sistemlerinin şebeke bağlantıları ve iletim hatlarındaki hatalar algılanmaktadır. $\vec{V}_{abc}$, $\vec{V}_p$, $\vec{V}_n$ ve $\vec{V}_h$ kullanılarak (5.1) ile vektör toplamı olarak gösterilmektedir.

$$\vec{V}_{abc} = \vec{V}_p + \vec{V}_n + \vec{V}_h \quad (5.1)$$

(5.2)’de (5.1) üç faz için genişletilerek gösterilmektedir. $|V_p|$, $\vec{V}_p$ vektörünün genliği, $|V_n|$, $\vec{V}_n$ vektörünün genliği, $|V_h|$, $\vec{V}_h$ vektörünün genliğini göstermektedir. (5.3)’te verilen θ_{1p} , $\vec{V}_p$ vektörünün anlık faz açısı, θ_{1p0} ise faz açısının ilk değeridir. (5.4)’te verilen θ_{1n} , $\vec{V}_n$ vektörünün anlık faz açısı, θ_{1n0} ise faz açısının ilk değeridir.

Eşleştirmedeki amaç $\vec{V}_p$ 'nin faz ve frekansını takip etmek ve θ_{1p} değerini bulmaktır.

Bunun için $\vec{V}_n$, $\vec{V}_h$ ve diğer harmoniklerin etkilerinin elenmesi gerekmektedir.

$$\vec{V}_{abc} = \begin{bmatrix} |V_p| \cos(\theta_{1p}) \\ |V_p| \cos(\theta_{1p} - 2\pi/3) \\ |V_p| \cos(\theta_{1p} + 2\pi/3) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} |V_n| \cos(\theta_{1n}) \\ |V_n| \cos(\theta_{1n} + 2\pi/3) \\ |V_n| \cos(\theta_{1n} - 2\pi/3) \end{bmatrix} + \vec{V}_h + f_{abc}(3\omega_1, 5\omega_1, \dots) \quad (5.2)$$

$$\theta_{1p} = \int \omega_1 dt + \theta_{1p_0} = \theta_1 + \theta_{1p_0} \quad (5.3)$$

$$\theta_{1n} = \int \omega_1 dt + \theta_{1n_0} = \theta_1 + \theta_{1n_0} \quad (5.4)$$

$\vec{V}_{abc}$ 'nin bir an için $\vec{V}_p$ ve $\vec{V}_n$ vektörlerinden oluştuğunu varsayarak Clarke dönüşümü ve sonrasında da hem pozitif hem de negatif yönde θ_r açısı ile d-q dönüşümleri uygulandığında, aşağıdaki ifadeler bulunur. Basitleştirme amacıyla $\theta_{1p_0} = \theta_{1n_0} = 0$ alınmaktadır.

$$\vec{V}_{dq}^+ = |V_p| \begin{bmatrix} \cos(\theta_1 - \theta_r) \\ \sin(\theta_1 - \theta_r) \end{bmatrix} + |V_n| \begin{bmatrix} \cos(-\theta_1 - \theta_r) \\ \sin(-\theta_1 - \theta_r) \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

$$\vec{V}_{dq}^- = |V_p| \begin{bmatrix} \cos(\theta_1 + \theta_r) \\ \sin(\theta_1 + \theta_r) \end{bmatrix} + |V_n| \begin{bmatrix} \cos(-\theta_1 + \theta_r) \\ \sin(-\theta_1 + \theta_r) \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$\theta_r \cong \theta_1$ olduğu durumda,

$$\vec{V}_{dq}^+ = |V_p| \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + |V_n| \begin{bmatrix} \cos(-2\theta_1) \\ \sin(-2\theta_1) \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

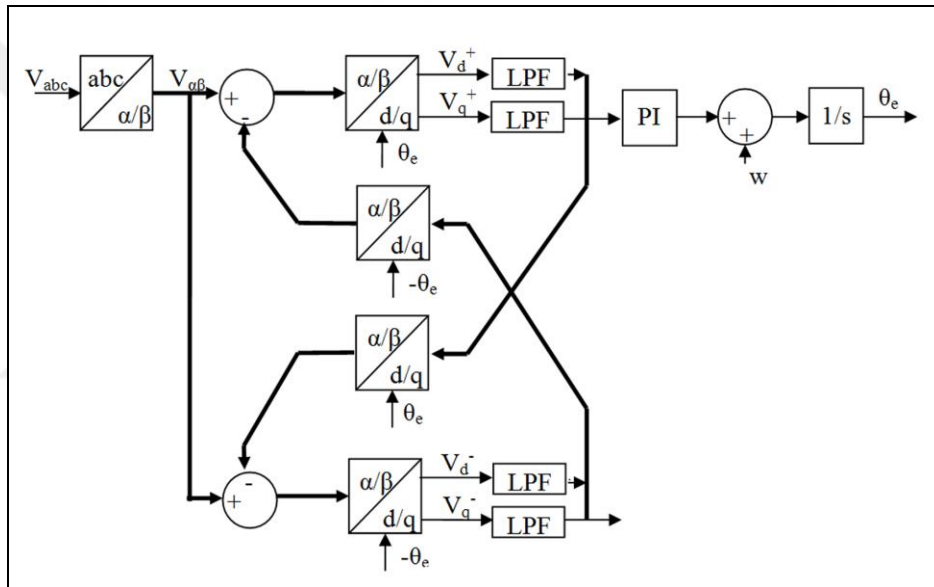
$$\vec{V}_{dq}^- = |V_p| \begin{bmatrix} \cos(2\theta_1) \\ \sin(2\theta_1) \end{bmatrix} + |V_n| \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Denklemlerden de görüleceği gibi, d-q dönüşümü alınmış negatif bileşen ve pozitif bileşen vektörleri sabit değerli bileşenlere ek olarak eksenler ve vektörler arasındaki kuplaj dolayısıyla $2\theta_1 = 2\omega_1 t$ frekanslı salınım yapan bileşenleri de içermektedir. Bu

kuplajı ortadan kaldırmak için alçak geçiren filtre kullanımı mümkün olmakla birlikte sistem dinamiğini arttırmak için kuplajı ortadan kaldıracak bir ara yüz kullanılması gerekmektedir [59].

5.1.1.2 Çoklu Referans Eksen PLL'in SIMULINK Benzetimi

Çoklu referans eksen PLL uygulamasında, pozitif ya da negatif yönde dönüşe bağlı olarak negatif ve pozitif bileşenlerden bağımsız hale gelebilmesi için alçak geçiren filtreler ve d-q ters dönüşüm matrisleri kullanılarak α - β eksenlerinde etkiler azaltılarak d-q dönüşümleri yapılmaktadır. Şekil 5.3'te uygulanan çoklu referans eksen PLL devre yapısının blok şeması gösterilmektedir [60].

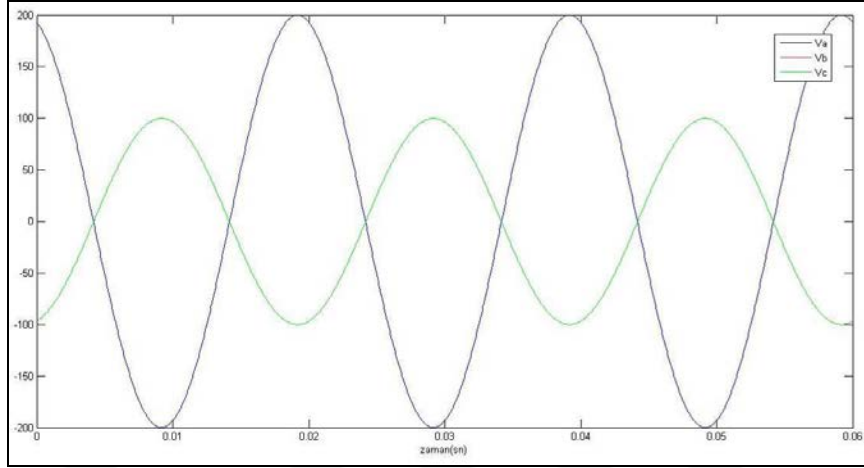


Şekil 5.3 Çoklu referans eksen PLL blok şeması

5.1.1.3 Mikrokontrolör Tabanlı PLL Uygulaması İçin Tasarım Kriterlerinin Belirlenmesi

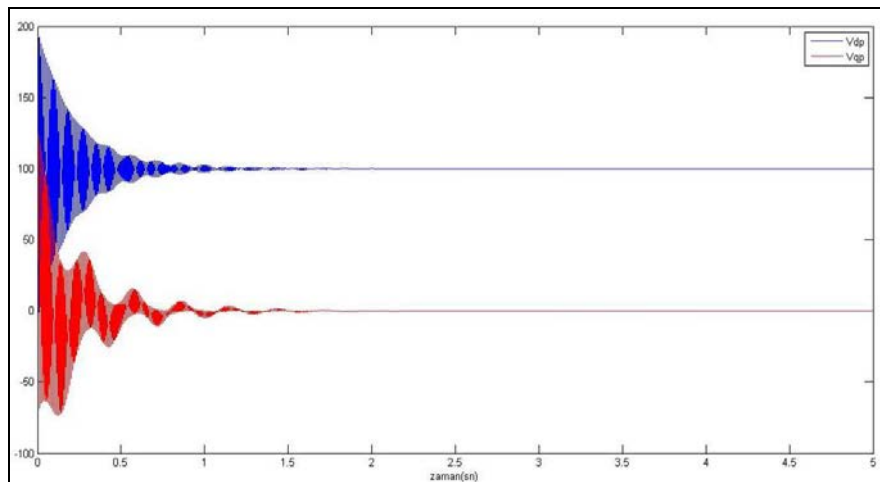
Sayısal işaret işleme, sabit noktalı ve kayan noktalı işlemler olmak üzere iki kategoriye ayrılmaktadır. Sabit noktalı işaret işleyiciler pozitif ve negatif tamsayıları, kayan noktalı işaret işleyiciler ise gerçek sayıları temsil eder ve işlerler. Her iki tür arasındaki temel fark, sabit noktalı yapılarda ardışık sayısal değerler arasındaki fark tek tip olmakta, kayan noktalı yapılarda ise bu fark değişken olmaktadır. Bu durum, kayan noktalı sistemlerde ikilik sistemde üstel ifadelerin baz alınmasından kaynaklanmaktadır ve dolayısıyla ardı ardına gelen sayılar arasındaki fark on milyonda bire kadar inmektedir.

Kayan noktalı işlemlerdeki üstel hesaplama yöntemi doğal olarak daha dinamik sınırlar sağlamaktadır. Giriş gerilim ifadesi Şekil 5.4'te gösterilmiştir. Giriş gerilimi V_b ve V_c aynı faz açısına sahip olup üst üste çakışmaktadır.

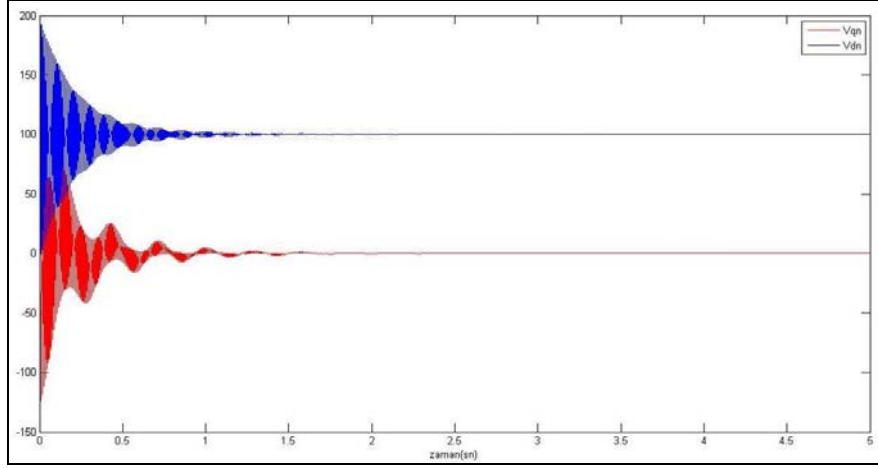


Şekil 5.4 Üç faz giriş gerilimlerinin değişimleri

İşaret işleyicilerde, her matematiksel işlem sonucu elde edilen sayının ilgili veri saklama formatına bağlı olarak yuvarlatılması gerekmektedir. Yuvarlama sonucu oluşan bu kuantalama hatası, kayan noktalı işaret işleyiciler için daha düşük olmakta bu nedenle de sabit noktalı işaret işleyicilere göre daha doğru sonuç verebilmektedir. Yapılan işlemler için ise kayan nokta birimi (floating point unit - FPU) kullanılmakta ve aritmetik işlemler bu ünite ile gerçekleştirilmektedir. Şekil 5.5 ve Şekil 5.6'da V_d ve V_q döner eksen gerilimlerinin pozitif ve negatif bileşenleri, Şekil 5.7'de ise faz açısı gösterilmektedir.

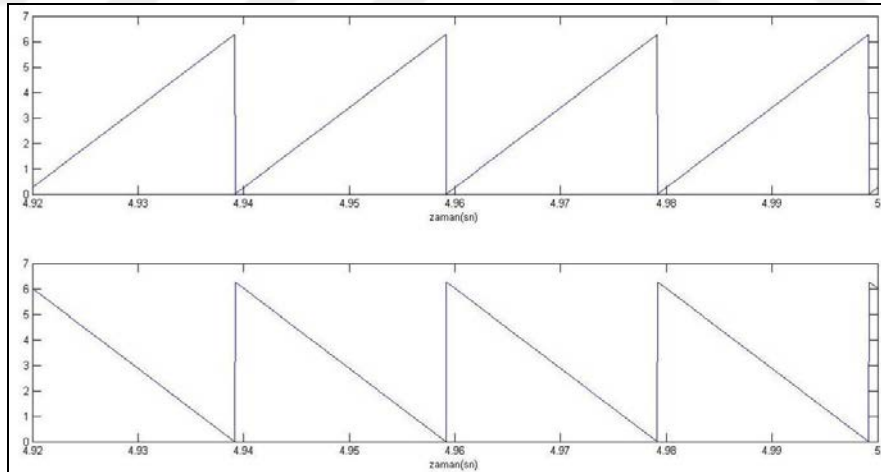


Şekil 5.5 Pozitif bileşen için $V_{d,q}$



Şekil 5.6 Negatif bileşen için $V_{d,q}$

Sonuç olarak, kayan noktalı işaret işleyiciler hesaplama yoğunluğu yüksek ve geliştirme süreci görece olarak daha kısa ve az maliyetli uygulamalar için etkin olmaktadır. Sabit noktalı işaret işleyiciler ise hesaplama sürecinin uzunluğu ve sistem davranışının kontrol altına alınmasındaki zorluklar dolayısıyla geliştirme süreci uzun genel uygulamalar için tercih edilmektedir. Son ürün maliyeti açısından incelendiğinde ise, sabit noktalı işaret işleyicili sistemler kayan noktalı sistemlere göre avantaj sağlamaktadır.



Şekil 5.7 Pozitif (üst) ve negatif (alt) bileşen için faz açısı

Tasarım kriterleri belirlenirken en önemli hedef, düşük maliyetli bir sistem gerçekleştirilmesi olarak ortaya konulmuştur. Bu amaçla kullanılan mikrokontrolör ünitesi sabit noktalı işaret işleyicilerde olduğu gibi tam sayı tabanlı işlemleri yapabilecek kapasitedir.

5.1.1.4 Alçak Geçiren Filtre Tasarımı

Filtreler, analog ya da sayısal işaret işleme de sıklıkla kullanılan birimlerdir. Temel görevleri sinyallerin genliklerini ve fazlarını sırasıyla bastırmak/kuvvetlendirmek ve kaydırmaktır. Bu amaçla alçak geçiren, bant geçiren, yüksek geçiren, çentik, tüm geçiren vs. filtreler tasarlanmaktadır.

Sayısal filtreler, adından da anlaşılacağı üzere, sayısal işaret işleme ünitelerinde sıklıkla kullanılırlar. Analog filtrelere göre belirgin üstünlükleri bulunmaktadır:

- Bir sayısal işlemci birçok kez programlanarak değişik filtre tipleri ve özelliklerini yerine getirebilir.
- Doğruluğu, aritmetik işlemlerde gerçekleştirdiği yuvarlama hatası ile sınırlıdır.
- Güç kaynağı ve sıcaklık değişiminin yanı sıra eleman toleranslarının etkisi azdır.
- Analog devrelere göre gürültüye karşı dayanıklılığı daha yüksektir.

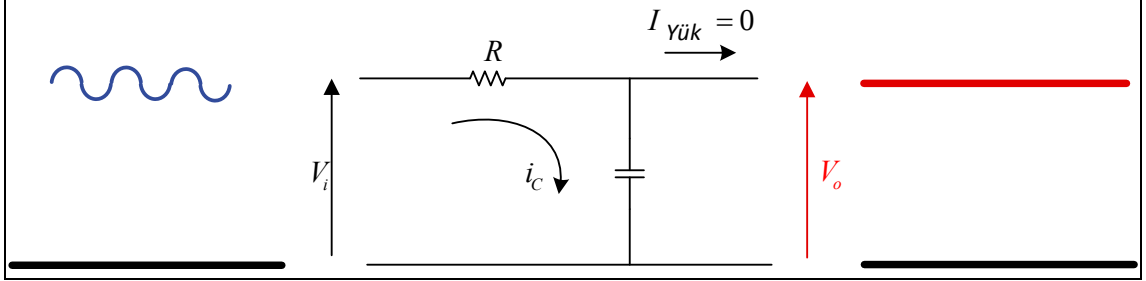
Sayısal filtre tipleri olarak karşımıza FIR (Sonlu Uyarım Cevaplı) ve IIR (Sonsuz Uyarım Cevaplı) filtreler çıkmaktadır. Bu sınıflandırma, filtre tiplerinin uyarım girişine verdikleri cevabı temsil etmektedir. FIR filtre ile katsayıların ağırlıklarına ve filtre derecesine bağlı olarak tüm frekans spektrumu için ideal filtre tasarımı yapmak mümkün olabilir. Analog filtre teknikleri ile elde edilemeyecek performans FIR filtreler için sağlanabilir. IIR filtreler ise performans olarak analog filtrelere yakın performans gösterirler ve geri besleme yöntemi kullanılırlar. Bu nedenle FIR filtrelere göre daha az sayıda katsayı ihtiyacı duyarlar.

Her ne kadar IIR filtre tasarımında sayısal işaret işleyicilere daha az iş yükü binmiş olsa da mikrokontrolörler için her iki filtre tipinin kullanımı ek yük getirebilecektir. Bu nedenden dolayı tasarlanan sistemde PLL yapısı için gerekli alçak geçiren filtrenin gerçekleştirilmesi, geleneksel yöntemlerle (FIR ya da IIR filtre) yapılmak yerine biraz daha basitleştirilmiş bir yöntem ile gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla standart RC tipi analog filtreler göz önüne alınmıştır.

Teorik olarak Şekil 5.8'de gösterilen bir RC devresinin çözümü için diferansiyel denklemin kullanılması gerekir [61]. Fakat anlık durum göz önüne alındığında basit bir lineer denklem elde edilebilir. Temel olarak direnç R 'nin üzerindeki gerilim düşümü v_i -

v_o olarak gösterilebilir ki bu durumda (5.9) ile kapasitöre akan i_c akımını hesaplamak mümkün olabilir [50].

$$i_c = \frac{v_i - v_o}{R} \quad (5.9)$$



Şekil 5.8 RC devresi kullanılarak bir analog sinyalin DC seviyesinin belirlenmesi

Giriş gerilimi ortalama değer olan v_o 'dan büyük olursa kapasitör dolacak, aksi durumda ise boşalacaktır. Kapasitör üstündeki yük miktarı lineer bir denklem ile gösterilebilir. Sabit I akımı ile T periyodu boyunca kapasitör gerilimi V (5.11) ile gösterildiği üzere artacaktır.

$$Q = C \times V = I \times T \quad (5.10)$$

$$V = \frac{I \times T}{C} \quad (5.11)$$

C değerinin büyük seçilmesi durumunda, gerilimdeki değişim de belirli bir akım değeri için yavaş olacaktır. Bu durumda, gerilimdeki değişim (5.12) denklemi ile ifade edilebilir.

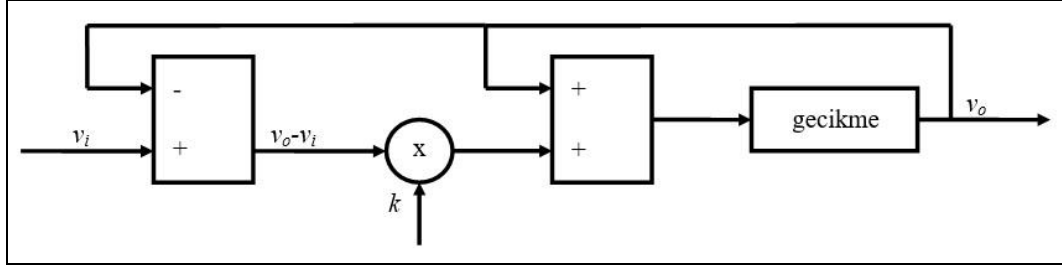
$$\nabla V_o = \frac{\nabla T}{R \times C} \times (v_i - v_o) \quad (5.12)$$

∇T periyodu boyunca, kapasitör üstündeki gerilim giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki fark ile orantılı olarak değişmektedir. ∇V_o 'deki değişim giriş-çıkış gerilim farkını belirgin bir şekilde etkilemeyecek kadar kısa süreli ∇T için geçerlidir. Burada, $\nabla T / (R \times C)$ yerine 'k' sabiti kullanılarak denklem sadeleştirilebilir.

$$\nabla V_o = k \times (v_i - v_o) \quad (5.13)$$

$$V_o' = V_o + k \times (v_i - v_o) \quad (5.14)$$

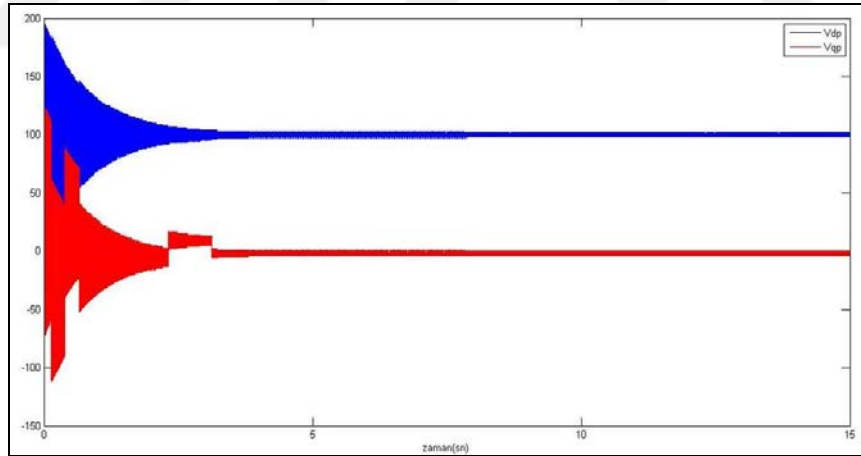
(5.14) denklemi kullanılarak, PLL devresinde kullanılabilecek Şekil 5.9'de verilen alçak geçiren filtre algoritmasını oluşturmak mümkün olmaktadır [61].



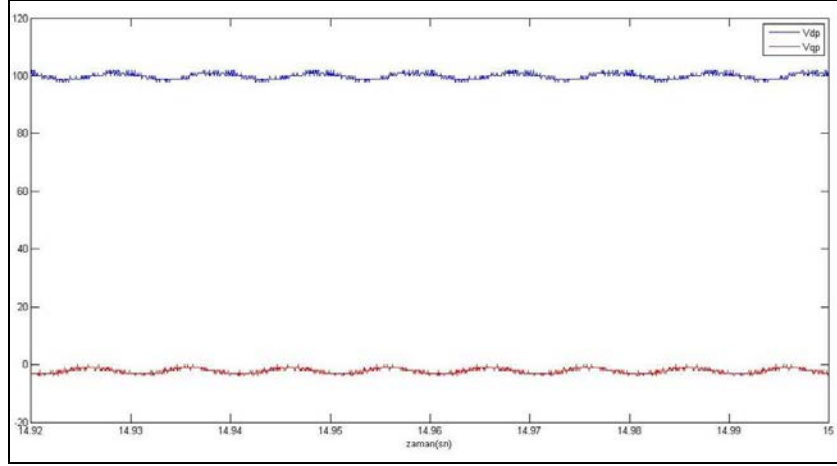
Şekil 5.9 Basitleştirilmiş alçak geçiren filtre algoritmasının blok şeması

5.1.1.5 Çoklu Referans Eksen PLL'in Sabit Noktalı Aritmetik Kullanılarak Benzetimi

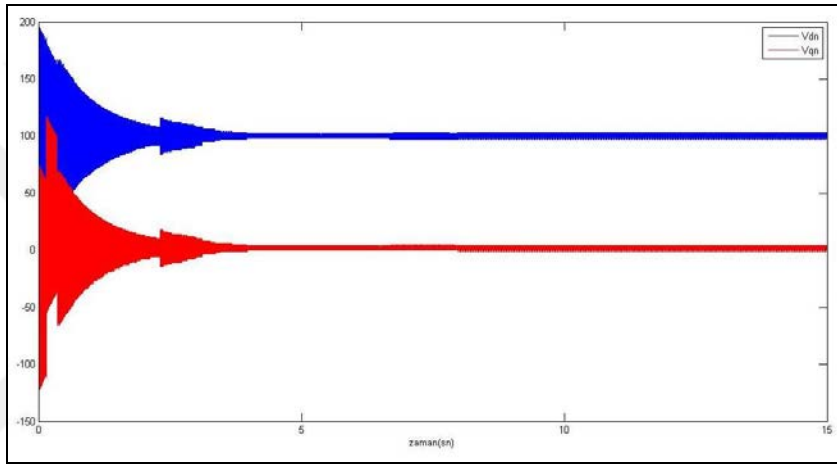
Basitleştirilmiş alçak geçiren filtre algoritması çoklu referans eksen PLL uygulaması için de gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmasında giriş sinyali olarak Şekil 5.4'deki giriş gerilimi uygulanmıştır. Ölçüm sonuçları, Şekil 5.10, Şekil 5.11, Şekil 5.12, Şekil 5.13 ve Şekil 5.14'te verilmektedir.



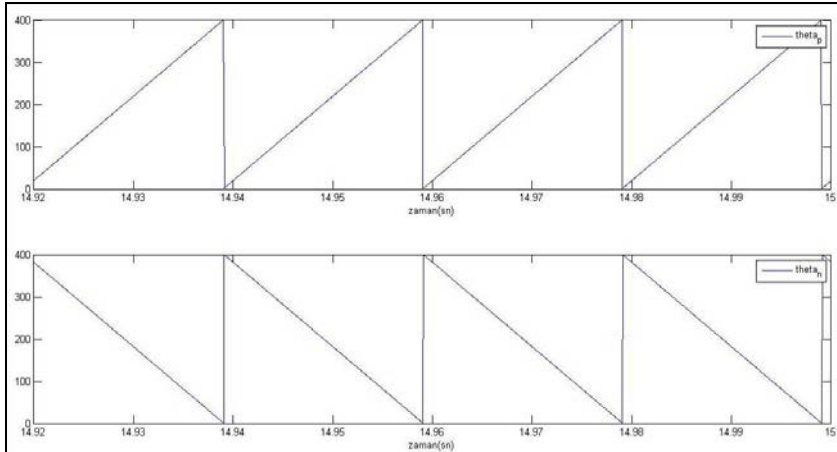
Şekil 5.10 Pozitif bileşen için $V_{d,q}$



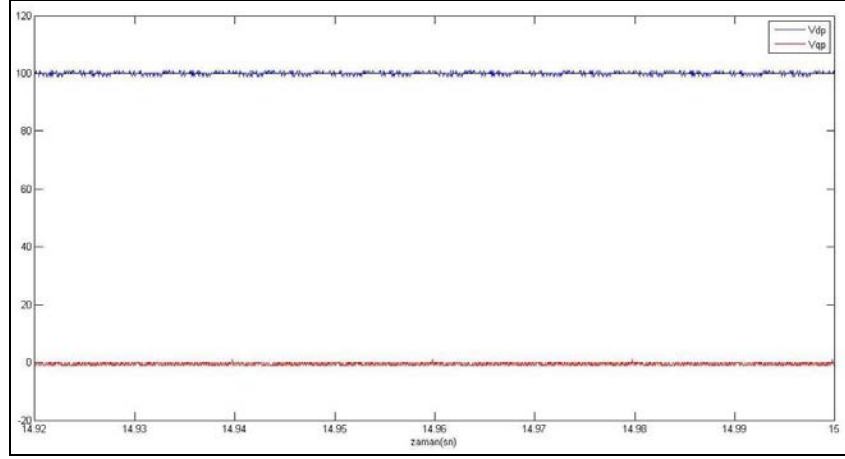
Şekil 5.11 Pozitif bileşen için çözünürlük arttırıldığı durumda $V_{d,q}$



Şekil 5.12 Negatif bileşen için $V_{d,q}$



Şekil 5.13 Pozitif ve negatif bileşen için faz açısı



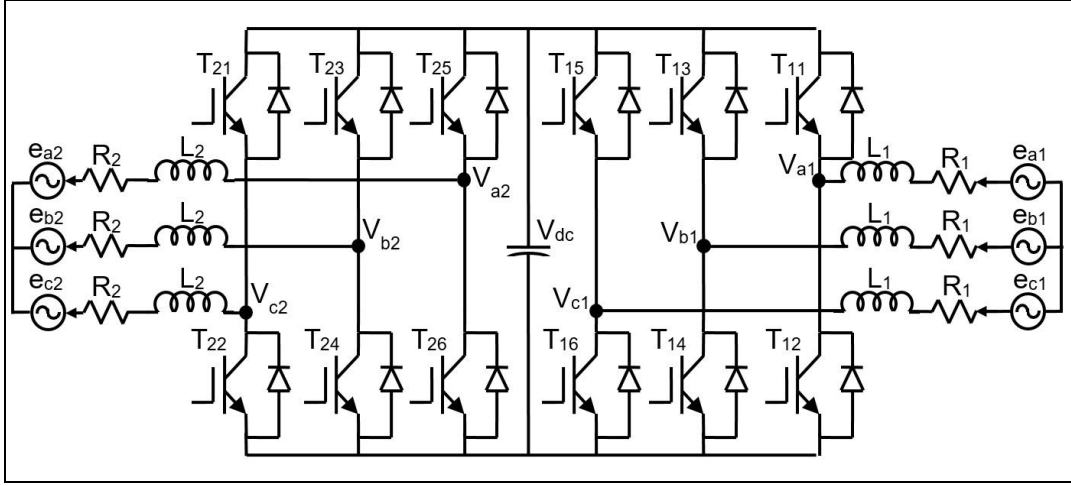
Şekil 5.14 Giriş geriliminden negatif bileşen kaldırıldıktan sonra pozitif bileşen için çözünürlük arttırıldığı durumda $V_{d,q}$

5.1.2 İki Seviyeli Şebeke Bağlantılı Dönüştürücünün Kapalı Çevrim Benzetimi

Topolojisi Şekil 5.15’de verilen iki adet iki seviyeli sırt sırta bağlı dönüştürücü yapısı ile oluşturulan sistemin benzetimi gerçekleştirilmiştir. Bu dönüştürücülerden birincisi, gerilim kaynaklı akım kontrollü dönüştürücü olarak çalışmaktadır. Görevi, şebekeden reaktif güç çekilmesine izin vermeden ve şebekeye olabildiğince az harmonik yayılımını sağlayacak şekilde DC hat kondansatörünün gerilimini sabit tutmaktır. Gerilim kaynaklı akım kontrollü dönüştürücünün en büyük avantajı çift yönlü çalıştırılarak, DC hat gerilimindeki azalma/artmaya bağlı olarak güç faktörünü -1/1 yapacak şekilde şebekeden akım çekilmesini/aktarılmasını sağlayabilmesidir.

İkinci dönüştürücü ise, gerilim kontrollü akım kaynağı olarak çalıştırılmaktadır. Görevi, şebekeden aktif veya reaktif akım çekerek DC hat kondansatör gerilimini değiştirmek dolayısıyla gerilim kaynaklı akım kontrollü dönüştürücünün hangi modda çalışacağı konusunda sistemin test edilmesini sağlamaktır.

Temel olarak, gerilim kaynaklı akım kontrollü dönüştürücü devresinin şebekeye aktif akım çekmesi/aktarması zorunluluğundan dolayı ilk iki çalışma modu dikkate alınmaktadır. İki seviyeli gerilim kontrollü akım kaynağı devresi ise her dört modda çalıştırılabilmekle birlikte, test aşamasında reaktif güç kullanımına ihtiyaç duyulmadığı için ilk iki akım modu ile çalıştırılmaktadır.



Şekil 5.15 İki seviyeli sırt sırta bağlı dönüştürücü

Şekil 5.16’da bu topolojiler için çalışma modları fazör diyagramı yardımı ile gösterilmektedir. Bu çalışma modları, dönüştürücü çıkışındaki gerilimin şebeke gerilimine göre genliğinin değiştirilerek, belirli bir faz kayması ile çıkış endüktanslarının üstüne uygulanması sonucu elde edilmektedir. Dört çalışma modu vardır.

Mod 1) Bir Güç Faktörü ile Dönüştürücü Çalışma: Dönüştürücü çıkış akımı ile şebeke gerilimi aynı fazda olacak şekilde çıkış gerilimi belirli bir faz kayması ile çıkış filtre endüktansı üstüne uygulanmaktadır.

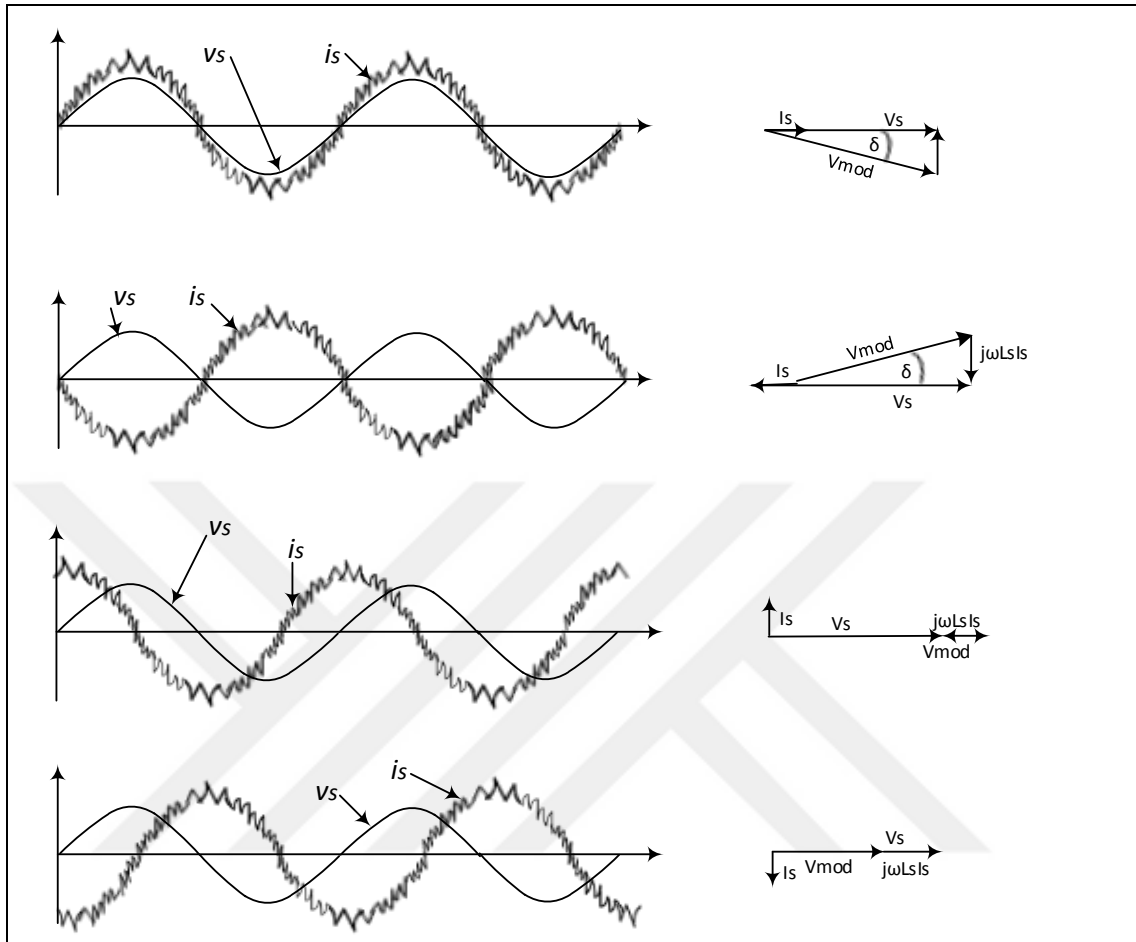
Mod 2) Bir Güç Faktörü ile Çevirici Çalışma: Dönüştürücü çıkış akımı, şebeke gerilimi ile 180 derece faz farkı oluşturacak şekilde dönüştürücü çıkış gerilimi belirli bir faz kayması ile çıkış filtre endüktansı üstüne uygulanmaktadır.

Mod 3) Sıfır Güç Faktörü ile Kapasitif Çalışma: Dönüştürücü çıkış akımı, şebeke gerilimi ile 90 derece faz farkı oluşturacak şekilde dönüştürücü çıkış gerilimi, şebeke gerilimi ile aynı fazda çıkış filtre endüktansı üstüne uygulanmaktadır.

Mod 4) Sıfır Güç Faktörü ile Endüktif Çalışma: Dönüştürücü çıkış akımı, şebeke gerilimi ile 90 derece faz farkı oluşturacak şekilde dönüştürücü çıkış gerilimi, şebeke gerilimi ile aynı fazda çıkış filtre endüktansı üstüne uygulanmaktadır.

Temel olarak, gerilim kaynaklı akım kontrollü dönüştürücü devresinin şebekeye aktif bir şekilde akım çekmesi/aktarması zorunluluğundan dolayı ilk iki çalışma modu dikkate alınmaktadır. İki seviyeli gerilim kontrollü akım kaynağı devresi ise her dört modda

çalıştırılabilmekle birlikte, test aşamasında reaktif güç kullanımına ihtiyaç duyulmadığı için ilk iki akım modu ile çalıştırılmaktadır [26].



Şekil 5.16 Çalışma modları

5.1.2.1 Kontrol Stratejisi

Üç faz akım ve gerilim bileşenleri, Clarke ve d-q dönüşüm formülleri olan (5.15) ve (5.16) ile sabit eksen akım ve gerilim değerlerine dönüştürülmektedir. “X” olarak belirtilen parametrelerin yerine “V” ve “I” değişkenleri yazılarak gerilim ve akım dönüşümleri yapılmaktadır.

Gerilim kaynaklı akım kontrollü dönüştürücünün akım ve gerilim bileşenlerinin senkron hızda dönen eksene aktarılmasından sonra PI kontrol yöntemi ile kapalı çevrim gerilim ve akım kontrolü sağlanmaktadır. PI kontrol için (5.17) kullanılmaktadır.

Gerilim kontrollü akım kaynağının akım ve gerilim bileşenlerinin senkron hızda dönen eksene aktarılmasından sonra PI kontrol yöntemi ile kapalı çevrim akım kontrolü sağlanmaktadır. PI kontrol için (5.18) kullanılmaktadır.

(5.19), ters d-q formülü kullanılarak, PWM hesaplamaları için kullanılacak referans gerilimin α - β bileşenleri elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

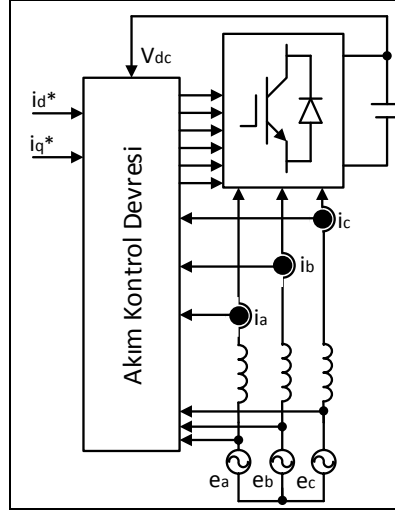
$$\left. \begin{aligned} i_d^* &= \left(K_p + K_i \int dt \right) (V_{dc} - V_{dc}^*) \\ v_d^* &= v_d - \left(K_p + K_i \int dt \right) (i_d - i_d^*) - \omega L i_q \\ v_q^* &= - \left(K_p + K_i \int dt \right) (i_q - i_q^*) + \omega L i_d \end{aligned} \right\} \quad (5.17)$$

$$\left. \begin{aligned} v_d^* &= v_d + \left(K_p + K_i \int dt \right) (i_d - i_d^*) \\ v_q^* &= v_q + \left(K_p + K_i \int dt \right) (i_q - i_q^*) \end{aligned} \right\} \quad (5.18)$$

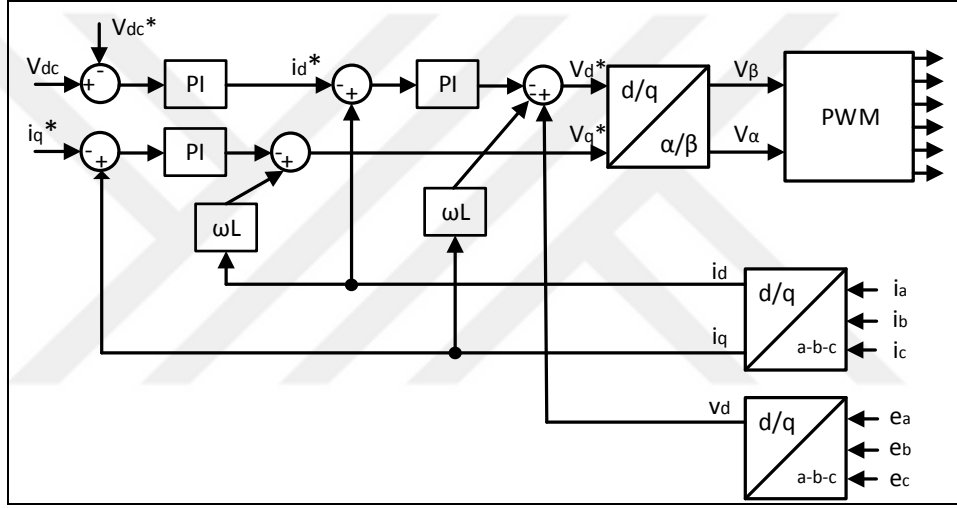
$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Şekil 5.17’de gerilim kaynaklı akım kontrollü dönüştürücü devresinin blok şeması, Şekil 5.18’de ise gerilim ve akım kontrol devresi blok şeması verilmiştir.

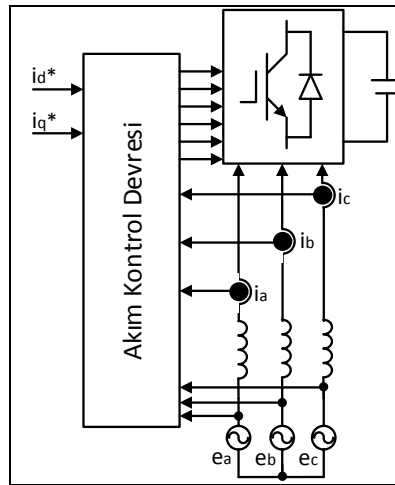
Şekil 5.19’da gerilim kontrollü akım kaynağı için kontrol blok şeması ve Şekil 5.20’de ise akım kontrol devresi blok şeması verilmiştir.



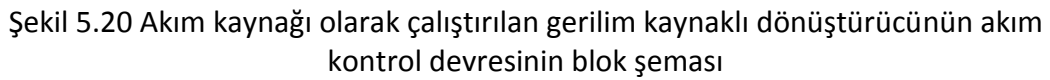
Şekil 5.17 Gerilim kaynaklı akım kontrollü dönüştürücü için kontrol blok şeması



Şekil 5.18 Gerilim kaynaklı akım kontrollü dönüştürücü akım kontrol devresinin blok şeması



Şekil 5.19 Akım kaynağı olarak çalıştırılan gerilim kaynaklı dönüştürücü için kontrol blok şeması



İki seviyeli topoloji için uzay vektör PWM uygulamasının yapılma şekli 4. Bölümde anlatılmıştı. Bu bölümde, sürücü devresince oluşturulacak PWM sinyallerinin, kapalı çevrim kontrol algoritması tarafından hesaplanan $V_{\alpha\beta}$ bileşenlerinden nasıl elde edileceği anlatılacaktır.

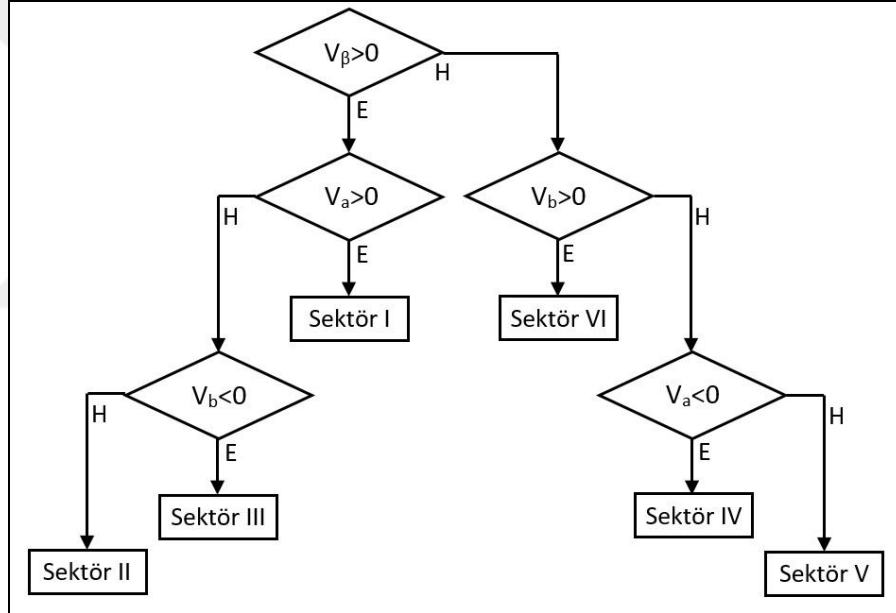
85

5.1.2.3 Durum Diyagramında Sektörün Bulunması

PWM uygulamasında, darbelerin genişliğinin hesaplanmasından önce gerilim vektörünün $V_{\alpha,\beta}$ bileşenlerinden yararlanılarak durum diyagramında mevcut olan altı sektörden hangisinde olduğu bulunmalıdır. $V_{\alpha,\beta}$ bileşenleri kullanılarak, (5.20) yardımıyla $V_{a,b}$ olarak yeni iki değişken tanımlanabilir. Bu değişkenler, darbe genişlik sürelerinin hesabında da kullanılacaktır.

$$\left. \begin{aligned} V_a &= 3V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta \\ V_b &= 3V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta \end{aligned} \right\} \quad (5.20)$$

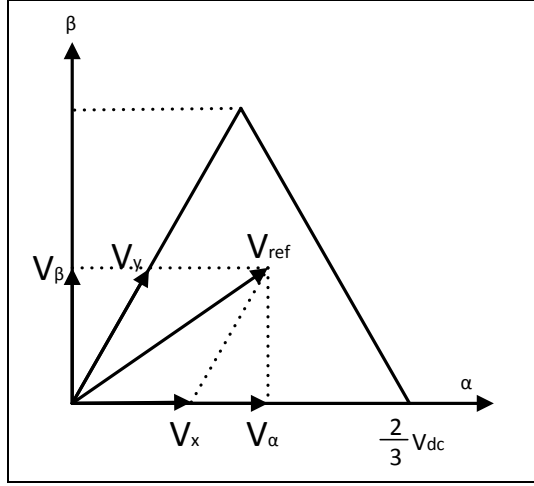
Şekil 5.22’de, uzay vektör diyagramı içinde dönmekte olan gerilim vektörünün hangi sektör içinde bulunduğuna yönelik işaret akış şeması gösterilmektedir.



Şekil 5.22 Uzay vektör diyagramı içinde dönen gerilim vektörünün bulunmasına ait akış şeması

5.1.2.4 Gerilim Vektörü İçin Görev Sürelerinin Hesaplanması

Referans gerilim vektörünün hangi sektörde olduğu bulunduktan sonra PWM uygulaması için gerekli PWM süreleri (5.23), (5.24) ve (5.25) denklemleri yardımıyla bulunabilmektedir. Sadece birinci sektör için hesaplama yapılmış, diğer sektörler için sonuçlar verilmiştir.



Şekil 5.23 Birinci sektör içinde darbe sürelerinin hesaplanması için referans alınan eksen takımları

$V_{\alpha,\beta}$ ifadesi, referans gerilimin $V_{x,y}$ bileşenleri cinsinden (5.21) ve (5.22) ile gösterilmektedir. $V_{x,y}$ bileşenleri aynı zamanda, (5.23) ile verildiği gibi t_x ve t_y sürelerinin bulunması içinde kullanılmaktadır. $V_{x,y}$ ifadelerinin yerine $V_{\alpha,\beta}$ ifadeleri kullanılarak (5.24) ile verildiği gibi t_x ve t_y süreleri hesaplanabilir. (5.24)'ü, (5.20)'den yararlanarak (5.25) şeklinde yazmak mümkün olmaktadır. t_z , sıfır vektörler için süreyi, T_s ise PWM'in bir anahtarlama periyodunu temsil etmektedir.

$$\left. \begin{aligned} V_{\alpha} &= V_x + 1/2 V_y \\ V_{\beta} &= V_y \end{aligned} \right\} \quad (5.21)$$

$$\left. \begin{aligned} V_x &= V_{\alpha} - 1/\sqrt{3} V_{\beta} \\ V_y &= 2/\sqrt{3} V_{\beta} \end{aligned} \right\} \quad (5.22)$$

$$\left. \begin{aligned} t_x &= \frac{V_x}{2/3 V_{dc}} T_s \\ t_y &= \frac{V_y}{2/3 V_{dc}} T_s \end{aligned} \right\} \quad (5.23)$$

$$\left. \begin{aligned} t_x &= \left(3V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta\right) \frac{1}{2} \frac{1}{V_{dc}} T_s \\ t_y &= \sqrt{3}V_\beta \frac{1}{V_{dc}} T_s \\ t_{xy} &= t_x + t_y \\ t_{xy} &= \left(3V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta\right) \frac{1}{2} \frac{1}{V_{dc}} T_s \end{aligned} \right\} \quad (5.24)$$

$$\left. \begin{aligned} t_x &= |V_a| \frac{1}{2} \frac{1}{V_{dc}} T_s \\ t_y &= (|V_b| - |V_a|) \frac{1}{2} \frac{1}{V_{dc}} T_s \\ t_{xy} &= |V_b| \frac{1}{2} \frac{1}{V_{dc}} T_s \\ t_z &= T_s - t_{xy} \end{aligned} \right\} \quad (5.25)$$

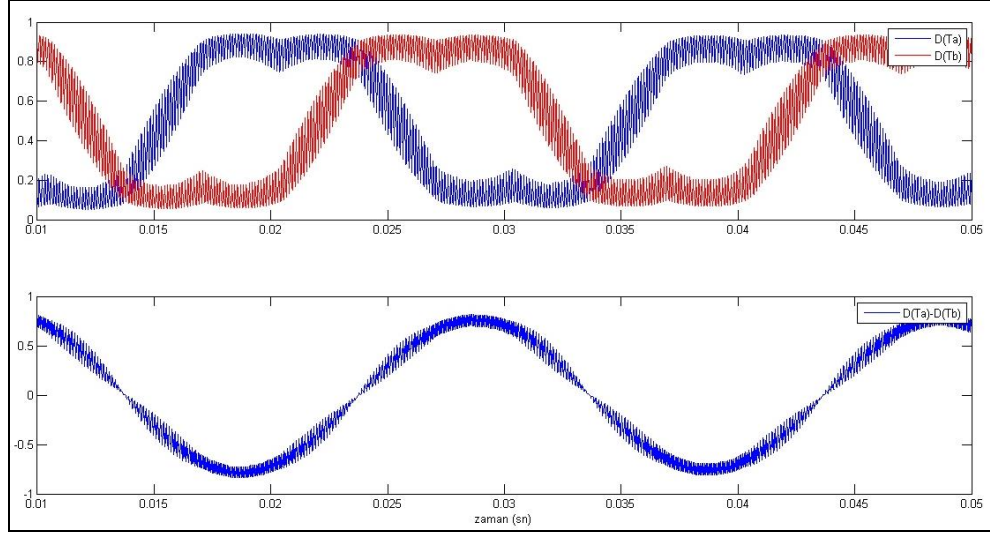
Bir durum değişkeninde her seferinde yalnızca bir adet durumun değiştiği kabul edilerek, örneğin NNN→ PNN→ PPN→ PPP→ PPP→ PPN→ PNN→ NNN durum değişkenleri sırası seçilerek, Çizelge 5.1.'de verildiği gibi üç faz için darbe genişlik sürelerinin hesabı yapılabilmektedir.

D_a , D_b ve D_c sırasıyla a, b ve c fazlarını gösterecek şekilde PWM süreleri (5.26) kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$\left. \begin{aligned} D_a &= t_{xy} + t_z/2 \\ D_b &= t_y + t_z/2 \\ D_c &= t_z/2 \end{aligned} \right\} \quad (5.26)$$

Çizelge 5.1 Tüm sektörler için PWM süreleri

Sektör	Vektör süreleri	Durum değişkenlerinin sırası	PWM süresi
I	$t_y = (V_b - V_a) \frac{1}{2} \frac{1}{V_{dc}} T_s$ $t_{xy} = V_b \frac{1}{2} \frac{1}{V_{dc}} T_s$ $t_z = T_s - t_{xy}$	NNN → PNN → PPN → PPP → PPP → PPN → PNN → NNN	$D_a = t_{xy} + t_z / 2$ $D_b = t_y + t_z / 2$ $D_c = t_z / 2$
II	$t_x = V_b \frac{1}{2} \frac{1}{V_{dc}} T_s$ $t_{xy} = (V_a + V_b) \frac{1}{2} \frac{1}{V_{dc}} T_s$ $t_z = T_s - t_{xy}$	NNN → NPN → PPN → PPP → PPP → PPN → NPN → NNN	$D_a = t_x + t_z / 2$ $D_b = t_{xy} + t_z / 2$ $D_c = t_z / 2$
III	$t_y = V_b \frac{1}{V_{dc}} T_s$ $t_{xy} = V_a \frac{1}{2} \frac{1}{V_{dc}} T_s$ $t_z = T_s - t_{xy}$	NNN → NPN → NPP → PPP → PPP → NPP → NPN → NNN	$D_a = t_z / 2$ $D_b = t_{xy} + t_z / 2$ $D_c = t_y + t_z / 2$
IV	$t_x = V_a \frac{1}{2} \frac{1}{V_{dc}} T_s$ $t_{xy} = V_b \frac{1}{2} \frac{1}{V_{dc}} T_s$ $t_z = T_s - t_{xy}$	NNN → NNP → NPP → PPP → PPP → NPP → NNP → NNN	$D_a = t_z / 2$ $D_b = t_x + t_z / 2$ $D_c = t_{xy} + t_z / 2$
V	$t_y = V_a \frac{1}{2} \frac{1}{V_{dc}} T_s$ $t_{xy} = (V_b + V_a) \frac{1}{2} \frac{1}{V_{dc}} T_s$ $t_z = T_s - t_{xy}$	NNN → NNP → PNP → PPP → PPP → PNP → NNP → NNN	$D_a = t_y + t_z / 2$ $D_b = t_z / 2$ $D_c = t_{xy} + t_z / 2$
VI	$t_y = (V_a - V_b) \frac{1}{2} \frac{1}{V_{dc}} T_s$ $t_{xy} = V_a \frac{1}{2} \frac{1}{V_{dc}} T_s$ $t_z = T_s - t_{xy}$	NNN → PNN → PNP → PPP → PPP → PNP → PNN → NNN	$D_a = t_y + t_z / 2$ $D_b = t_z / 2$ $D_c = t_{xy} + t_z / 2$



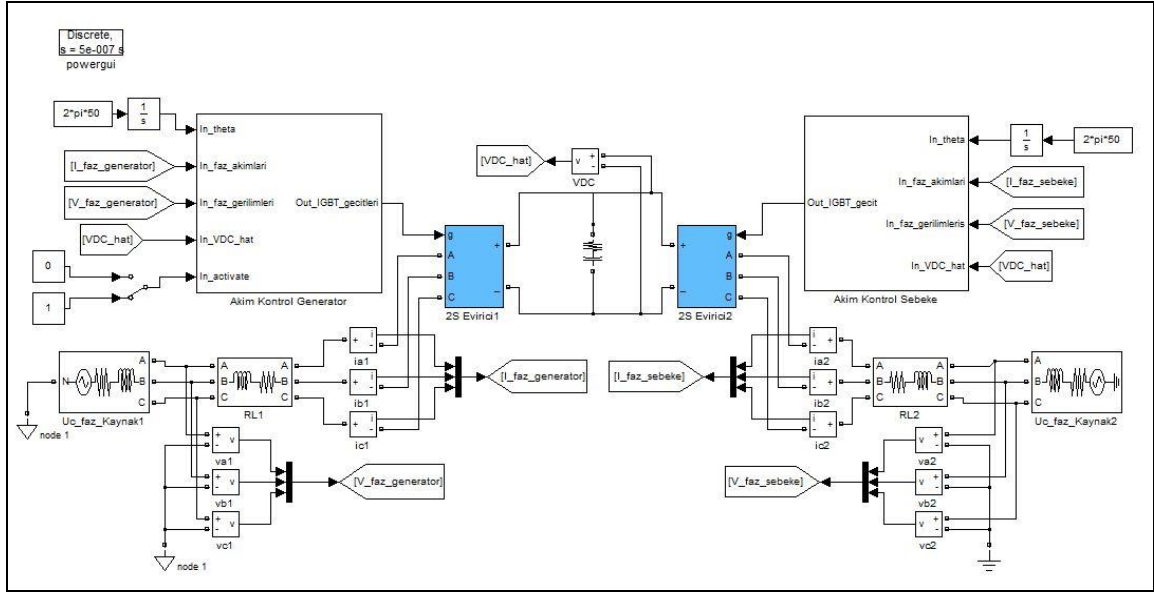
Şekil 5.24 SVPWM referans işaretleri ve farklarına ait değişimler

Şekil 5.24'te SVPWM formülleri kullanılarak elde edilmiş SVPWM referans işaretleri ve bunların farkının alınması sonucu elde edilen sinuzoidal sinyal gösterilmektedir.

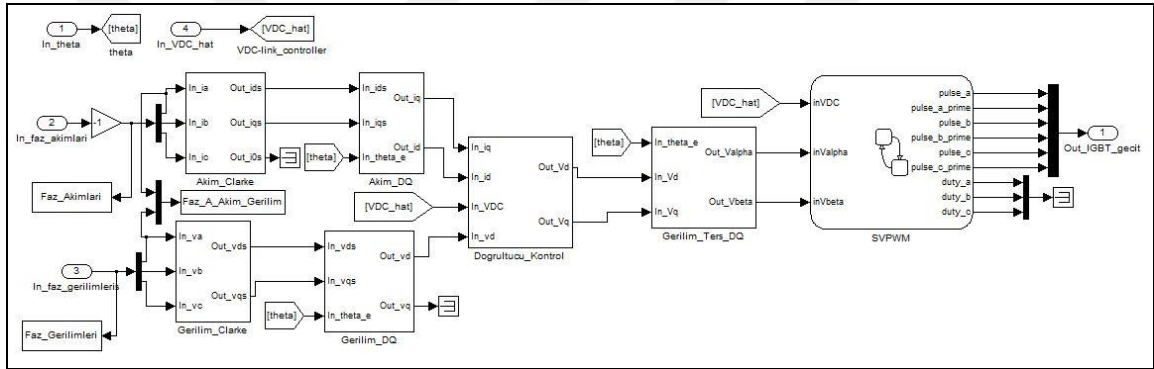
5.1.2.5 Benzetim İçin Blokların Hazırlanması

Şekil 5.25'de sırt sırta bağlı iki seviyeli dönüştürücü devresi görülmektedir. “2S Dönüştürücü1” ve “2S Dönüştürücü2”, iki seviyeli üç faz tam köprü topolojilerini temsil etmektedir. “Akım Kontrol Generatör” ve Akım Kontrol Şebeke” ise, sırasıyla gerilim kontrollü akım kaynağı ve gerilim kaynaklı akım kontrollü doğrultucunun kontrol bloklarını barındırmaktadır. Bu blokların içyapıları Şekil 5.26'da gösterilmektedir.

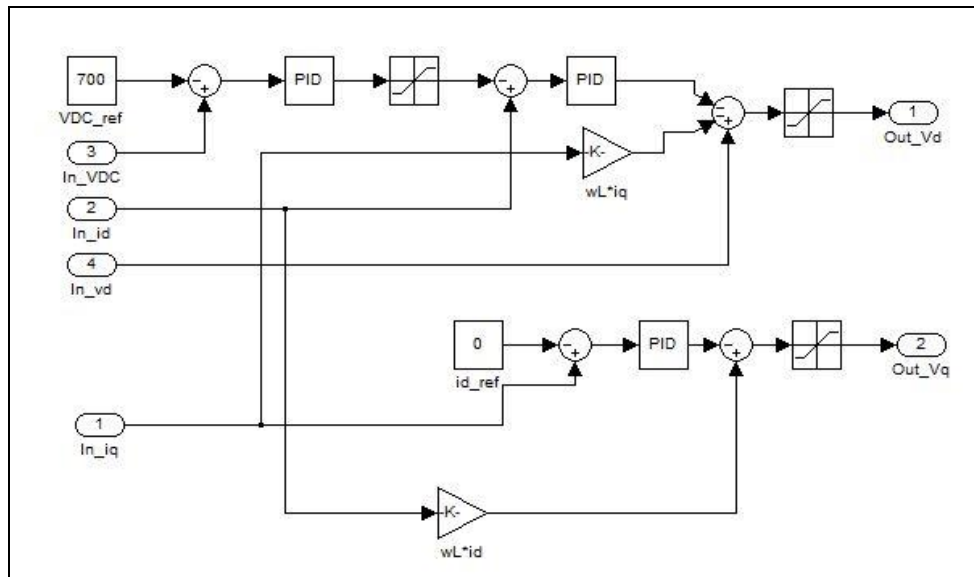
Her iki dönüştürücü yapısının kontrol blokları aynı olmakla birlikte bu bloklar içinde değişen yalnızca “Doğrultucu kontrol” isimli bloktur. Seçilen dönüştürücünün doğrultucu ya da akım kaynağı olarak çalışması durumuna bağlı olarak bu bloklar sırasıyla (5.17) ya da (5.18) denklemlerini sağlayacak şekilde kapalı çevrim kontrolü gerçekleştirmektedir. Şekil 5.27 ve Şekil 5.28 bu kontrol yapılarını göstermektedir.



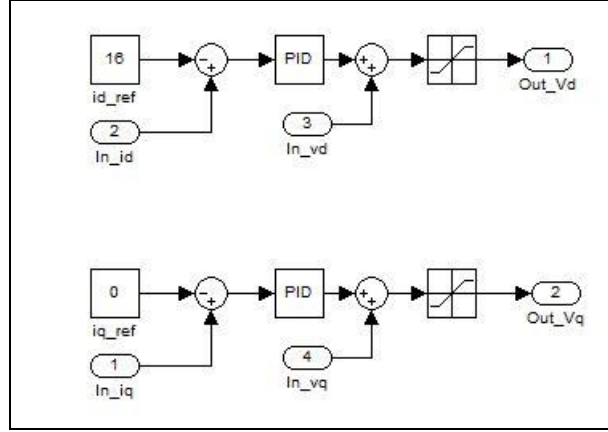
Şekil 5.25 İki seviyeli sırt sırta bağlı şebeke bağlantılı dönüştürücü için benzetim sistemi



Şekil 5.26 Kontrol blokları

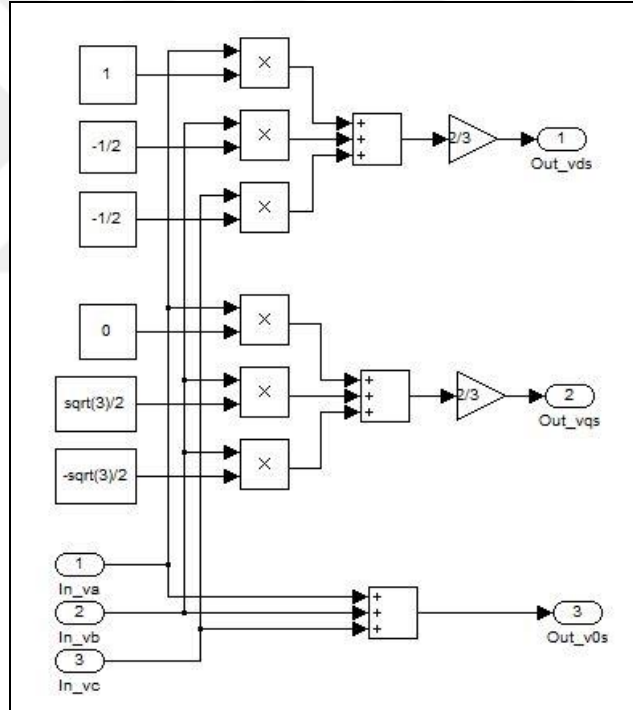


Şekil 5.27 Doğrultucu için kontrol bloğu



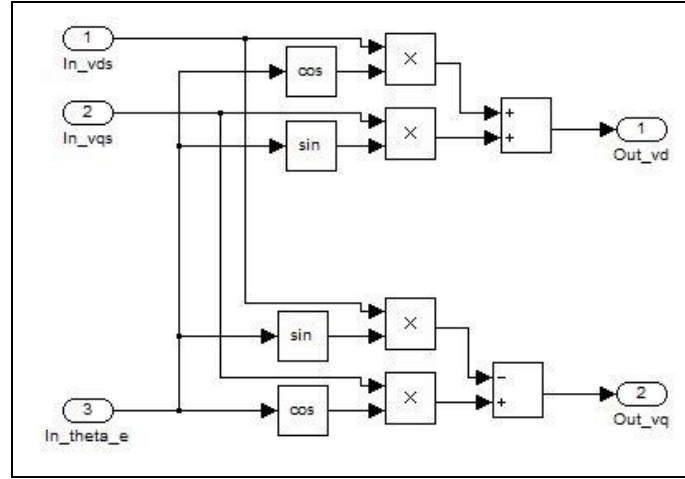
Şekil 5.28 Akım kaynağı için kontrol bloğu

Clarke, Park ve ters Park dönüştürme bloklarının içyapısı sırasıyla Şekil 5.29, Şekil 5.30 ve Şekil 5.31’de gösterilmiştir. Burada yalnızca faz gerilimleri için Clarke ve Park dönüştürmeleri verilmiş olup, faz gerilimleri için blok yapıları aynıdır.

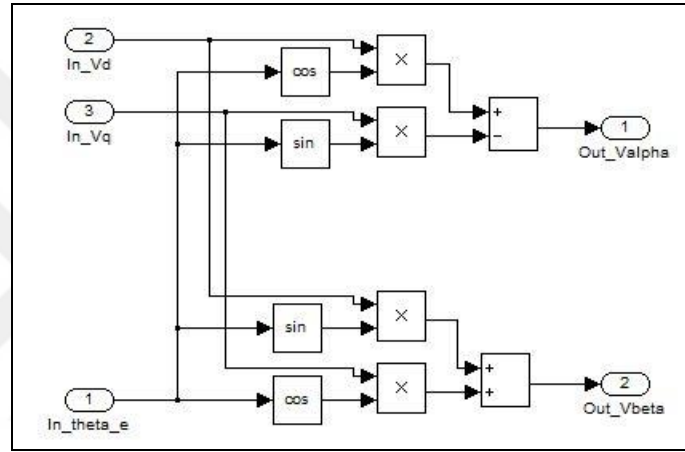


Şekil 5.29 Clarke dönüştürme blokları

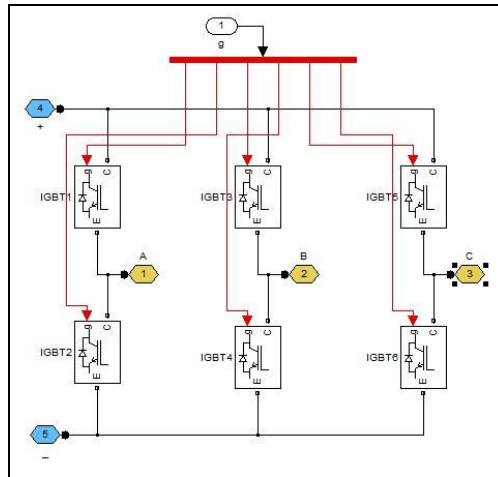
Şekil 5.26’deki kontrol blok şemasında “SVPWM” isimli blok, güç anahtarları için gerekli darbe sürelerinin hesaplamalarının yapıldığı durum akış döngüsü olup, Çizelge 5.1’de gösterilen formülleri kapalı çevrim içinde hesaplamaktadır. Elde edilen PWM sinyalleri Şekil 5.25’de gösterilen, “2S Dönüştürücü1” ve “2S Dönüştürücü2” bloklarına uygulanmaktadır. Bu blokların içyapısı aynı olup, Şekil 5.32’de gösterilmektedir.



Şekil 5.30 Park dönüşümü blok şeması



Şekil 5.31 Ters Park dönüşümü blok şeması



Şekil 5.32 İki seviyeli dönüştürücü güç katının blok şeması

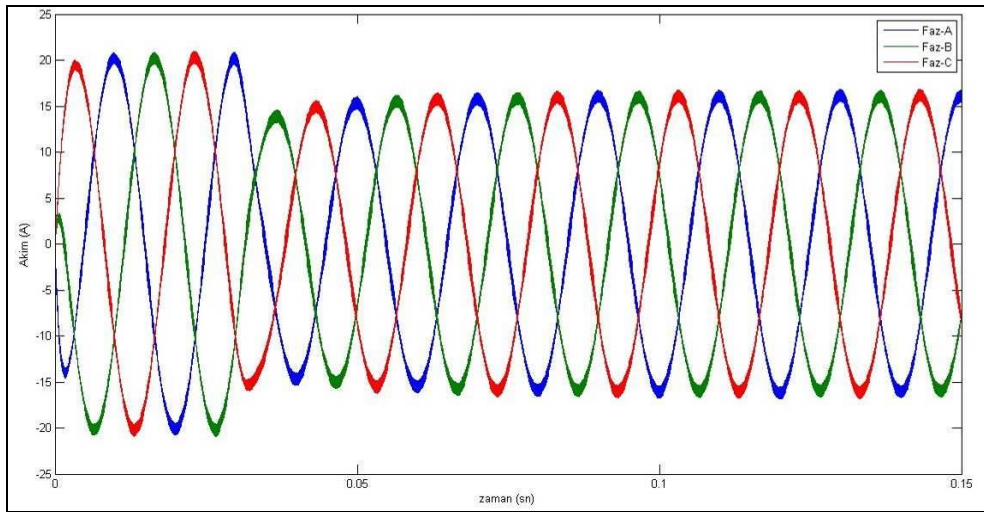
5.1.2.6 Benzetim Sonuçları

Benzetim için referans alınan eleman değerleri ve çalışma koşulları Çizelge 5.2’de gösterilmiştir. Gerilim kaynaklı akım kontrollü dönüştürücü devresinin doğrultucu olarak, gerilim kontrollü akım kaynağı dönüştürücüsünün ise şebekeye akım aktaracak şekilde parametreleri belirlenmiştir.

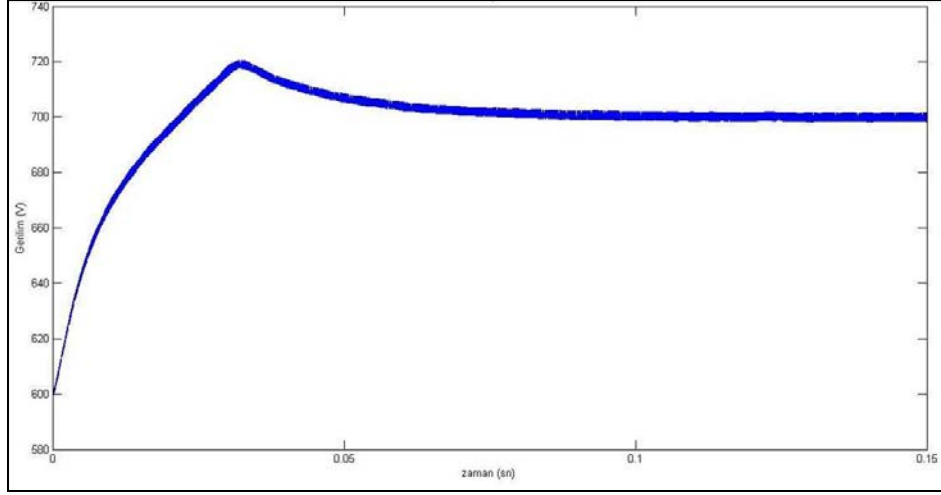
Akım kaynağı devresi, şebekeye 16A tepe değeri olan aktif akımı aktarmaktadır. Şekil 5.33’de, doğrultucu faz akımları, Şekil 5.34’te ise DC hat gerilimi görülmektedir. Şekil 5.35’de A fazı için gerilim ve akım bileşenleri gösterilmektedir. Bu şekilden de görüleceği üzere, doğrultucu kontrol devresi, güç faktörünü 1 yapacak şekilde çalışmaktadır.

Çizelge 5.2 Benzetim için referans alınan eleman değerleri ve çalışma koşulları

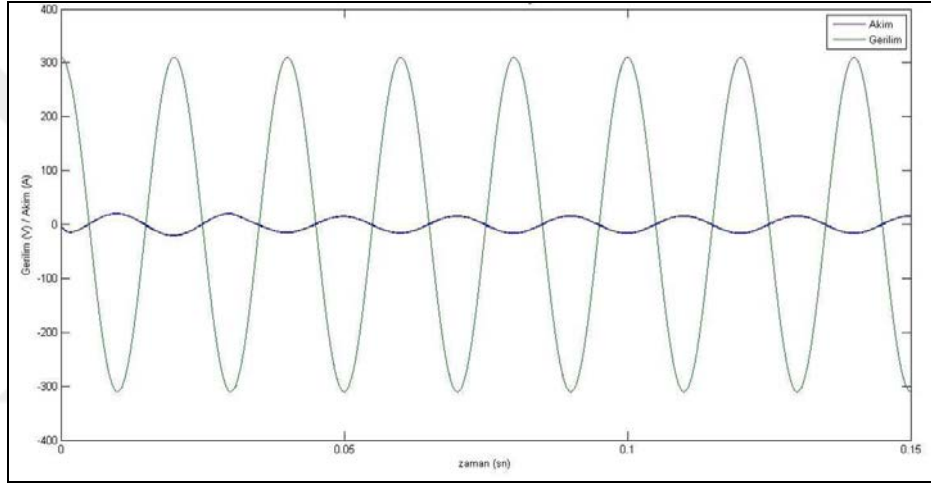
Çıkış gücü	7,5 kW
DC hat gerilimi	700 V
Şebeke frekansı	50 Hz
Fazlar arası gerilimi	380Vrms
Örnekleme süresi	500 ns
DC hat kondansatörü kapasitansı	1350 μ F
DC hat kondansatörü ESR değeri	92 m Ω
Güç faktörü	1
Giriş filtre endüktansı	5 mH



Şekil 5.33 Doğrultucu faz akımları



Şekil 5.34 DC hat gerilimi

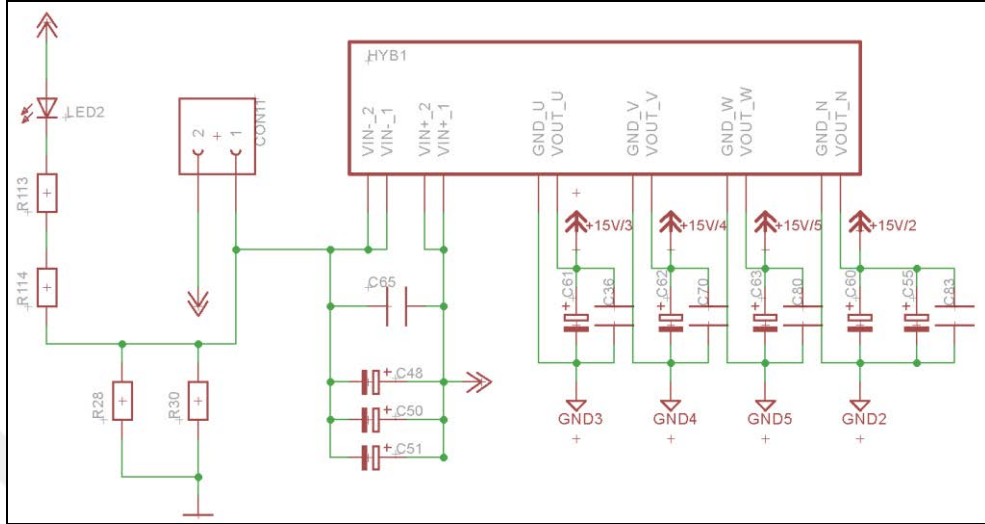


Şekil 5.35 A fazı için gerilim ve akım bileşenleri

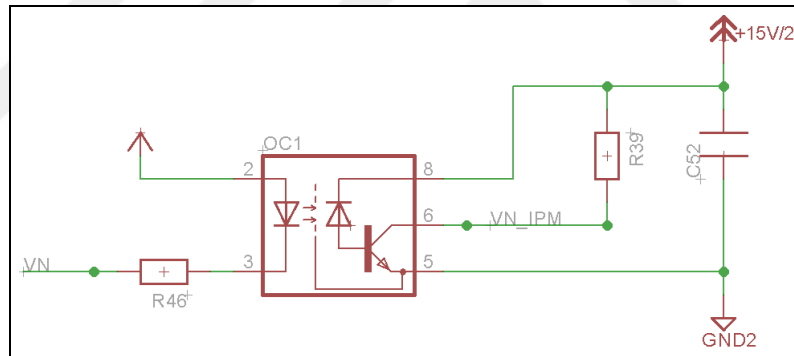
5.2 İki Seviyeli Şebeke Bağlantılı Dönüştürücünün Tasarımı ve Uygulama Devrelerinin Gerçekleştirilmesi

İki seviyeli dönüştürücü tasarımının gerçekleştirilmesi sırasında, üç seviyeli dönüştürücü devrelerini kontrol edecek şekilde hibrit bir yapı düşünülmüş, dolayısıyla her iki topoloji için de kullanılabilecek devreler kontrol kartına dahil edilmiştir. Bu devreler haricinde, kullanılan mikrokontrolör devresi, şebeke ve DC hat gerilimi ölçme devreleri ile akım ölçme devreleri için aynı devre elemanları kullanılmıştır. Bu şekilde bir yaklaşım, devre tasarımı ve iki seviyeli topolojiden üç seviyeli topolojiye geçiş sırasında kolaylık sağlamıştır. Üç seviyeli topoloji için kullanılan devre yapıları, 6. Bölüm altında ele alınacaktır.

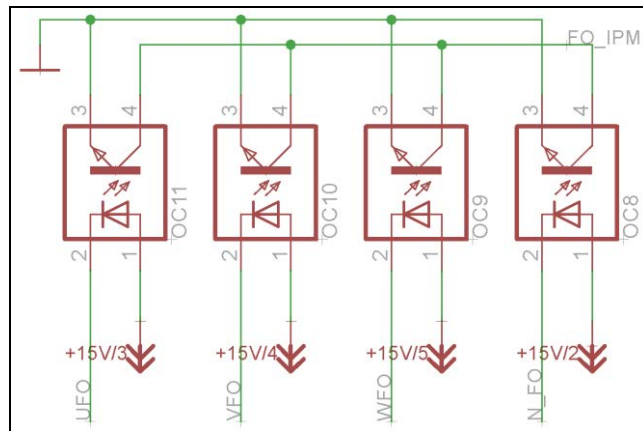
kuplör yapıları kullanılarak tasarlanmıştır. IPM'den geri gelecek hata sinyallerinin iletimi için, Şekil 5.39'da gösterilen dört adet PC817 parça numaralı yavaş tip opto-kuplörler kullanılmıştır [63-65].



Şekil 5.37 Elektriksel olarak yalıtılmış dört kanal çıkışlı VLA128-2415-01R DC-DC dönüştürücü güç kaynağı devre şeması



Şekil 5.38 HCPL-4506 hızlı tip opto-kuplör devre şeması

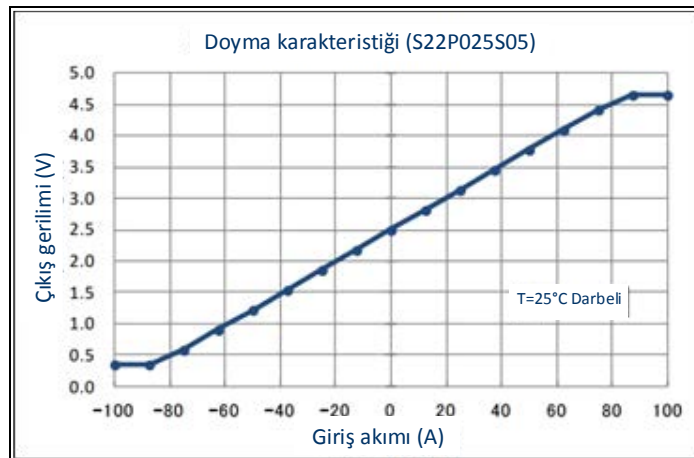


Şekil 5.39 IPM'den gelen hata sinyalinin iletilmesi için devre şeması

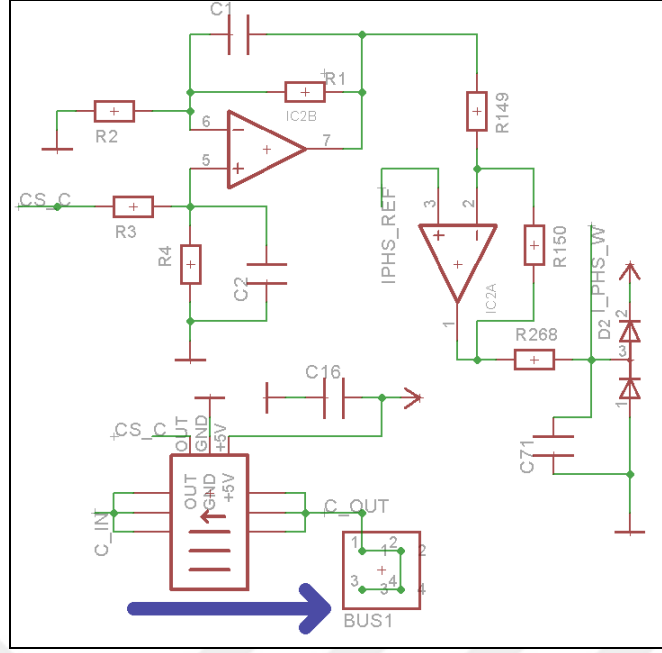
5.2.1.3 Faz Akımlarının Algılanması

Kapalı çevrim kontrol döngüsünde akım ölçme işleminin gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Akım ölçüm işlemi, IPM faz bağlantıları üzerinden yapıldığı için, akım ölçme devresi IPM arayüz kartı üstüne konmuştur. Akım bilgisinin kapalı çevrim çalışmaya doğrudan etkisi olduğundan, doğruluğu yüksek S22P025S05 parça numaralı kapalı çevrim Hall etkili akım algılayıcılar kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.40'da giriş akım ölçüm aralığına karşı gelen çıkış gerilimi karakteristiği verilmektedir [66]. S22P025S05, -75A ile +75A aralığında doğrusallığını kaybetmeden ölçüm yapabilmektedir. Çıkış gerilimi 2,5V offset değerinin etrafında salınmakta olup, akımın ölçüm referans yönüne bağlı olarak, negatif akımlar için 2,5V'un altında bir gerilim değeri, pozitif akımlar için 2,5V'un üstünde gerilim değeri çıkışına vermektedir.

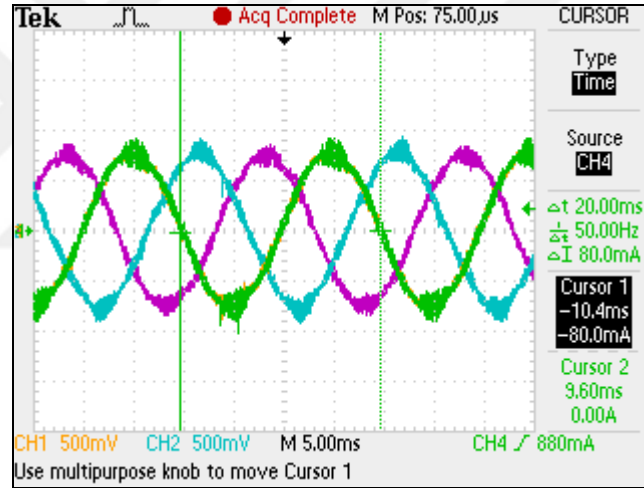
S22P025S05 ile yapılan ölçümde, akım algılayıcının tüm akım ölçüm aralığını kullanmak yerine daha küçük bir aralıkta ölçüm yapılabilmesi için akım algılayıcı çıkışındaki gerilim tekrar seviyelendirilmiştir. Şekil 5.41'de bu amaç için tasarlanmış devre bulunmaktadır. Akım sensörü çıkışları, IPM faz çıkışlarını dik olarak kesmekle birlikte, gürültüden etkilenmesi minimum olmasının sağlanması için öncelikle bir fark kuvvetlendiricisine, sonrasında ise eviren yapılı işlemsel kuvvetlendiriciye uygulanmıştır. İşlemsel kuvvetlendiriciler tek kutuplu besleme ile kutuplandırıldıklarından, eviren kuvvetlendiricinin pozitif girişine 2,5V offset gerilimi uygulanarak, çıkışların doymaya girmeden çalışması sağlanmıştır [66].



Şekil 5.40 Akım algılayıcısının ölçüm yapılan akıma göre çıkış gerilimi karakteristiği



Şekil 5.41 Akım algılayıcı çıkışında elde edilen gerilimin seviyelendirilmesi

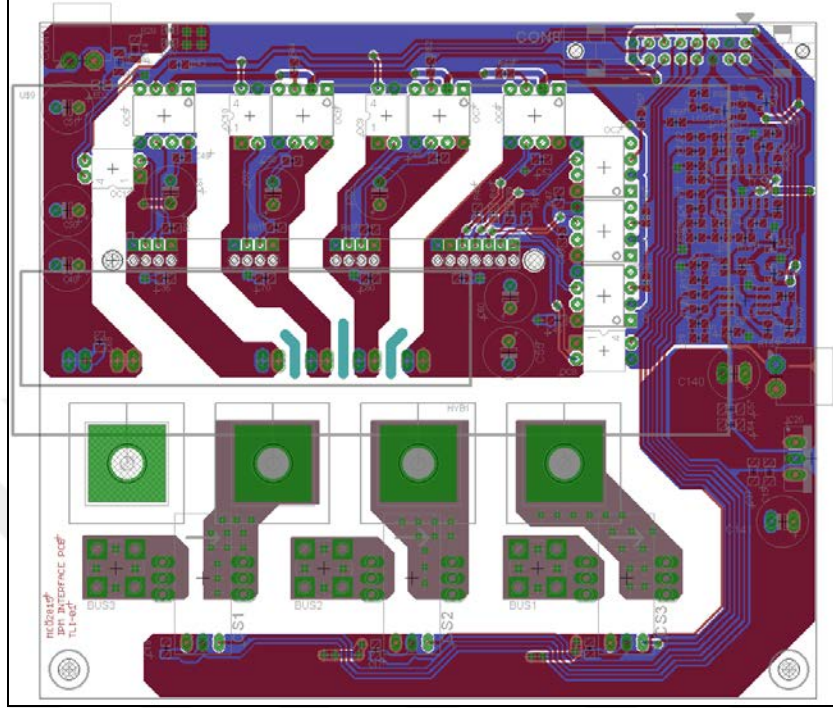


Şekil 5.42 Açık çevrim motor sürme uygulaması ile çıkış akımlarının ölçülmesi

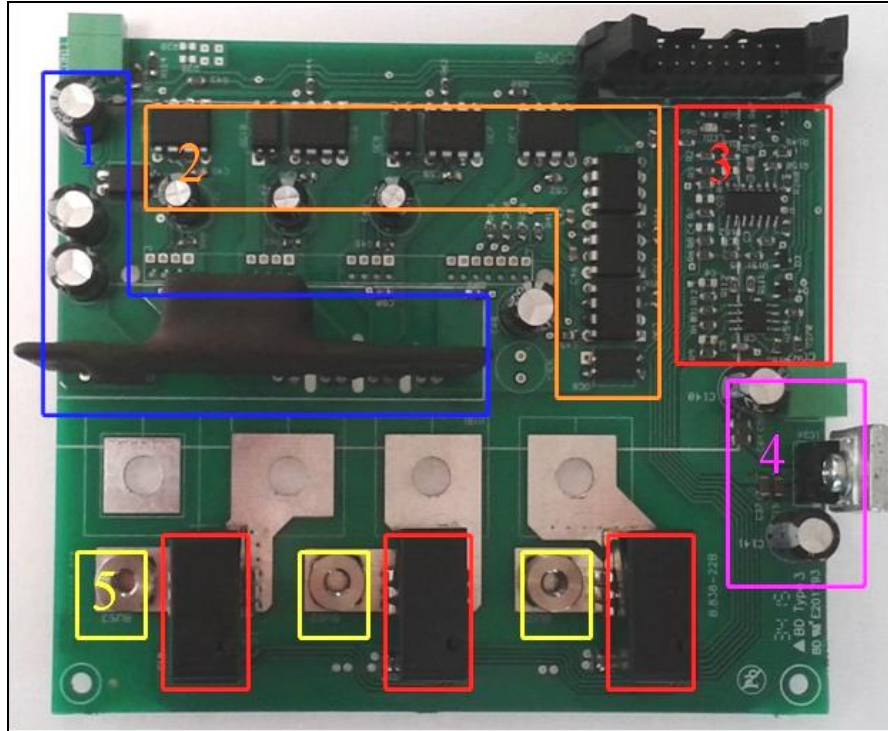
Akım algılama devrelerinin istenilen şekilde çalışıp çalışmadığının kontrolü amacıyla tasarlanan iki seviyeli dönüştürücü, açık çevrim motor sürme uygulamasında test edilmiş ve Şekil 5.42’de verildiği üzere akım ölçüm doğruluğu gözlemlenmiştir. Ölçüm seviyelerinde gözlemlenen dengesizlik, üç faz için ayrı kullanılan akım algılayıcıların iç yapısında bulunan 2,5V referans devrelerindeki toleranstan kaynaklanmıştır. Bu toleransların önüne geçilebilmesi için, mikrokontrolör analog sayısal dönüştürücü sonuçları aynı referans değerini paylaşacak şekilde kalibre edilmiştir.

5.2.1.4 IPM Arayüz Kartı PCB tasarımı

Şekil 5.43'te tasarlanan IPM arayüz PCB'sinin sırasıyla üst ve alt yüzü çizimi gösterilmektedir. Şekil 5.44'te üretim ve dizgisi gerçekleştirilmiş PCB görülmektedir.



Şekil 5.43 IPM arayüz PCB'sinin üst ve alt yüzü çizimi



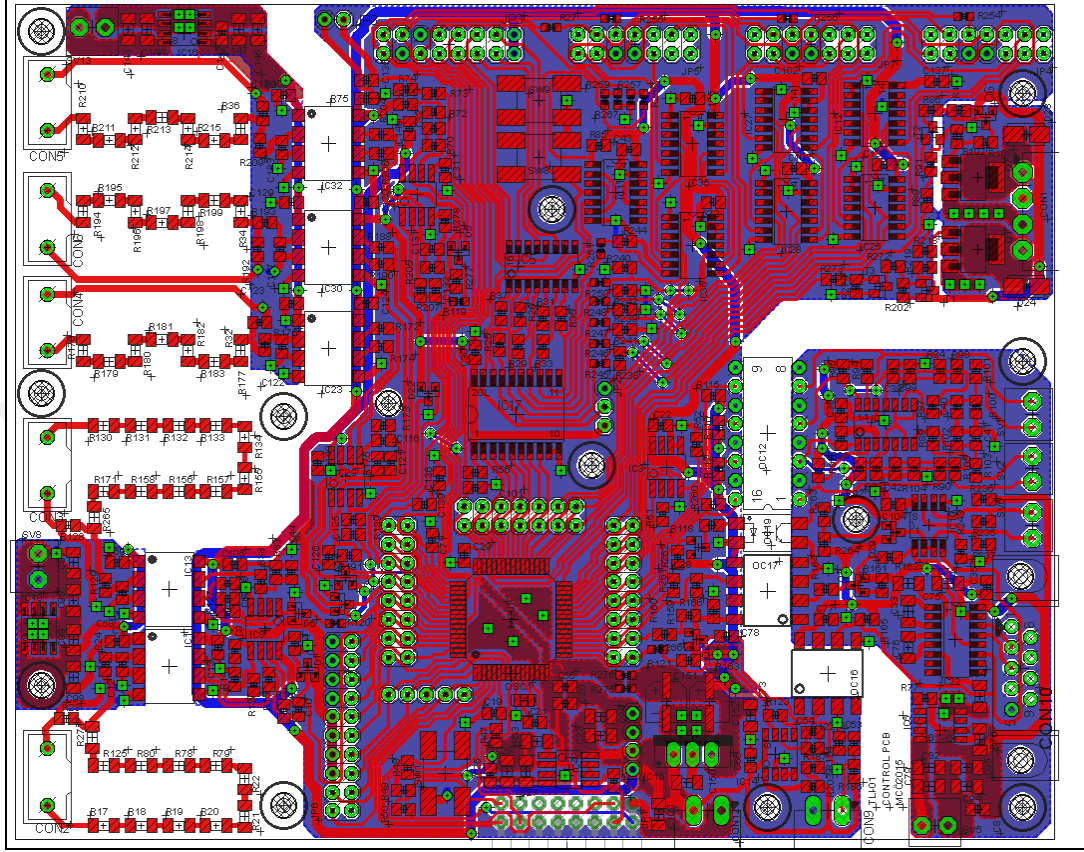
Şekil 5.44 Üretim ve dizgisi yapılmış IPM arayüz PCB'si

Şekil 5.44 üzerinde devre kısımları numaralandırılmış ve bunlara ait açıklamalar aşağıda verilmiştir.

1. IPM için gerekli izole besleme devresi: Sürme devrelerinin beslemesinin dışarıdan IPM'e sağlanması gerekmektedir. Üst IGBT'ler için izole üç adet DC besleme ve alt IGBT'lerin hepsi için yine izole dördüncü beslemeye ihtiyaç duyulmaktadır. VLA128-24153QR kodlu, 24V girişli, üç adet 50mA/15V ve bir adet 120mA/15V olmak üzere toplam dört adet izole çıkışa sahip DC-DC dönüştürücü devresi bu amaçla kullanılmıştır. VLA128-24153QR'nin her kanal için ortalama çıkış akımı, PM50RL1A120 modülü için maksimum anahtarlama frekansı olan 20kHz'e kadar anahtarlama izin verecek mertebededir.
2. IPM kontrolü için izole ara yüz devresi: Sürme sinyalleri, mikrokontrolör devresinden iletime gir/iletimden çık şeklinde lojik sinyaller şeklinde iletiildiğinden izolasyon için HCPL-4506 kodlu düşük gecikme süreli opto-izolatör entegre devreleri kullanılması gereklidir. Hata bilgisinin kontrol devresine bildirilmesi için ayrıca PC817 kodlu standart opto izolatör entegre devreleri kullanılmıştır.
3. Faz akımı ölçme devreleri: Kapalı çevrim akım modlu kontrol algoritması kullanılmasından dolayı, faz akımlarının ölçülmesi ve mikrokontrolör devresinin analog sayısal dönüştürücü girişi için seviyelendirilmesi gerekmektedir. Akım ölçümü için S22P025S05 kapalı çevrim Hall etkili akım algılayıcı kullanılmıştır.
4. Lineer gerilim regülatörü devresi: Akım ölçümü için kullanılan akım algılayıcıların güç tüketimi göz önüne alınarak, beslemesinin doğrudan kontrol devresinden alınması yerine başka hat üstünden alınması düşünülmüş bu amaçla lineer gerilim regülatörü devresi eklenmiştir.
5. AC hat için bağlantı: IPM arayüz devresi üzerinde AC hat ile yapılacak bağlantının kolaylaştırılması amacıyla M4 tipi vida kullanılabilecek güç konnektörleri eklenmiştir.

5.2.2 Kontrol PCB'sinin Tasarımı

Kontrol PCB'sinin üst ve alt yüzü çizimi Şekil 5.45'te gösterilmektedir. Üretimi ve dizgisi yapılmış PCB Şekil 5.46'da gösterilmektedir.



Şekil 5.45 Kontrol PCB'sinin üst ve alt yüzü çizimi

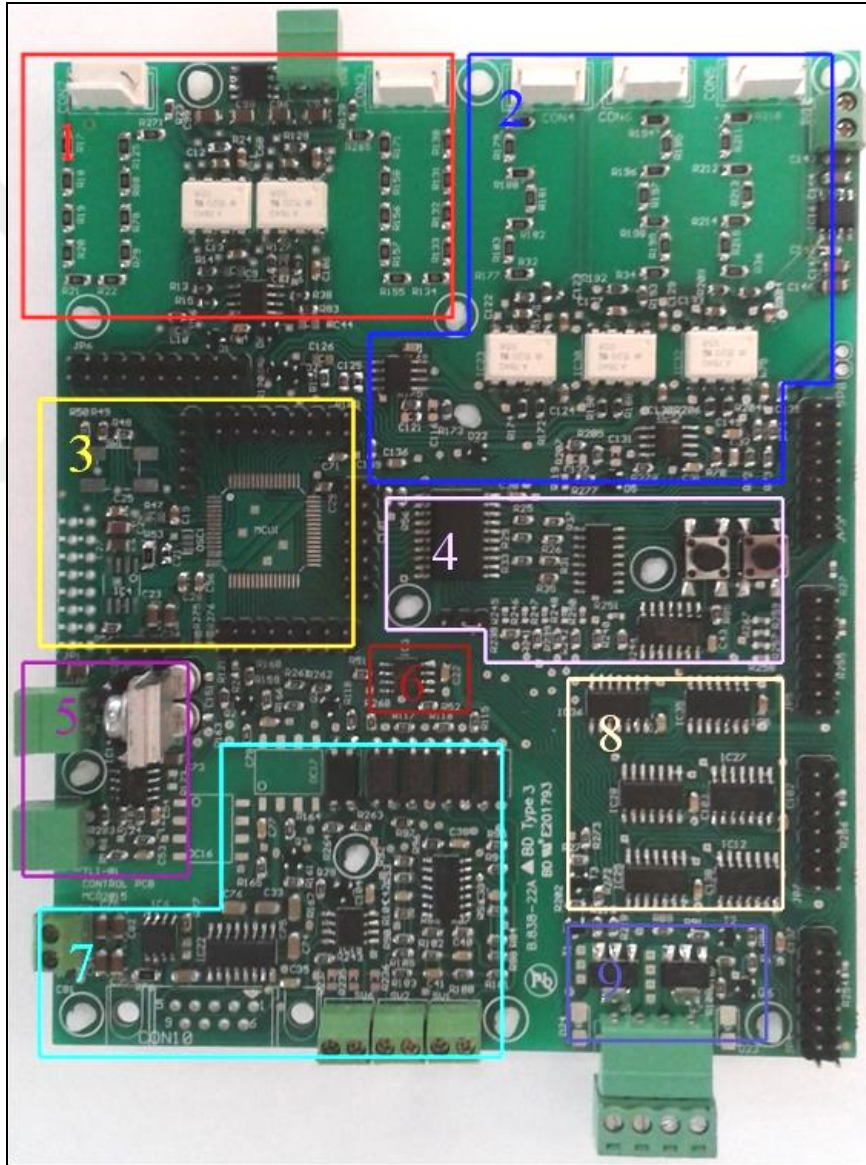
Bu PCB'yi Şekil 5.46'da gösterildiği üzere dokuz kısma ayırarak incelemek mümkündür.

1. DC bara gerilimi ölçme bölümü: İzoleli kuvvetlendirici devresi ve fark çıkışlarını tek bir çıkışa çevirecek işlemsel kuvvetlendirici devresinden oluşmaktadır. İki adet ölçüm devresinden ilki DC hat geriliminin ölçümü için kullanılacaktır. İkinci ölçüm devresi ise DC hat kapasitesinin orta nokta geriliminin ölçümü için kullanılacaktır. DC hat kapasitelerinin gerilim dengesi, üç seviyeli topolojide önem taşımaktadır. Orta nokta gerilim dengesinin sağlanması için geliştirilen algoritmada, ölçülen bu değerler kullanılacaktır. İzole kuvvetlendirici olarak HCPL-7840, işlemsel kuvvetlendirici olarak ise MC34072 kodlu entegre devreler seçilmiştir. Bu kısım ile ilgili detaylar PLL devresi gerçekleştirme konusuna ait Bölüm 5.3'de anlatılmaktadır.

2. AC hat gerilimini ölçme bölümü: IGBT yapılı dönüştürücü yapısı uygulamasında şebeke geriliminin faz, frekans ve genliğinin bilinmesi gerekmektedir. Bu amaçla PLL devresi uygulaması üzerinde durulmaktadır. PLL yapısı yazılım ile gerçekleştirilmiş olmakla birlikte algoritmanın gerçekleşmesinde fazların gerilim bilgisini gerektirmektedir. Ölçüm için izole kuvvetlendirici olarak HCPL-7840, işlemsel kuvvetlendirici olarak ise MC34072 kodlu entegre devreler seçilmiştir.
3. Mikrokontrolör ara devresi: Mikrokontrolör devresi bu kısma ek bir PCB ile bağlanmaktadır.
4. Mikrokontrolörden IPM arayüz devresine bağlantı için ek devre: IPM arayüz devresinde izolasyon amacıyla opto-izolatör entegre devreleri kullanılmaktadır. Opto-izolatör girişlerindeki diyot yapılarını mikrokontrolör çıkışlarıyla sürmek mümkün olmamaktadır. Bu amaçla araya akım kuvvetlendirici olarak transistör dizileri kullanılmış bu sayede opto-izolatörler için gerekli akım seviyesine ulaşılmıştır. Transistör dizisi olarak ULN2003 entegre devre kullanılmıştır. Bu transistör dizisi, açık kolektörlü yapıya sahip olup, IPM arayüz devresinde kullanılan HCPL-4506 hızlı opto-izolatör entegre devreleri için gerekli minimum 10mA akımı sağlayabilmektedir.
5. Lineer gerilim regülatörü devresi: Mikrokontrolör devresi, izoleli kuvvetlendiriciler ve lojik devreler 5V beslemeye ihtiyaç duymaktadır. Bu amaçla lineer gerilim regülatörü devresi PCB'ye dahil edilmiştir. LM7805 lineer gerilim regülatörü kullanılmıştır.
6. EEPROM devresi: Parametre kayıtlarının tutulması gerektiği durumda kullanılması amacıyla EEPROM devresi kontrol PCB'sine dahil edilmiştir.
7. İzoleli Haberleşme katı: Kontrol devresinin, izoleli olarak diğer ara yüzlerle haberleşmesi gerekliliği durumu düşünülerek RS-485 ve RS-232 haberleşmesi için uygun entegre devreler kontrol PCB'sine dahil edilmiştir. MAX485 ve MAX232 haberleşme entegreleri kullanılmıştır.
8. Üç seviyeli topoloji kontrolü için ek devre: İki seviyeli topoloji kontrolü için kullanılacak kontrol PCB'si ile aynı zamanda üç seviyeli topoloji kontrolü de gerçekleştirilecektir. Bu amaçla toplam on iki adet geçit sürme sinyaline ihtiyaç

duyulmaktadır. Kullanılan mikrokontrolör devresi iki seviyeli topoloji için gerekli altı adet geçit sürme sinyali sağladığından ek altı sinyal kontrol PCB'sine eklenen lojik devreler ile elde edilmektedir.

9. Röle kontrol devresi: DC bara kapasitörlerinin AC hat gerilimi ile ilk şarj edilmeye başladığında, akımın ek dirençler ile sınırlanması gerekmektedir. Şarj işlemi sonrası bu şarj dirençlerinin devre dışı bırakılması/kısa devre edilmesi gerekmektedir. Bu işlem için kullanılacak rölelerin kontrolü bu devre ile yapılmaktadır.

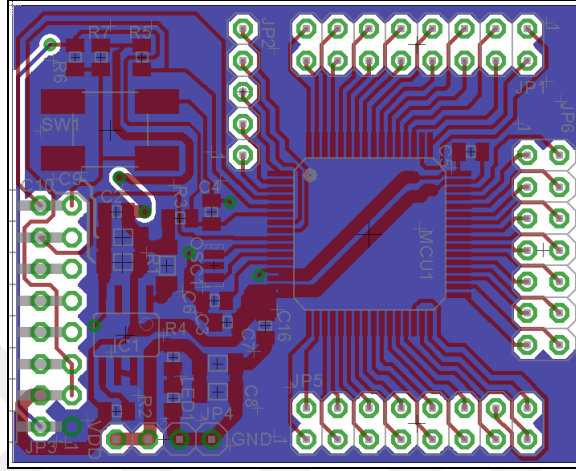


Şekil 5.46 Üretim ve dizgisi yapılmış kontrol PCB'si

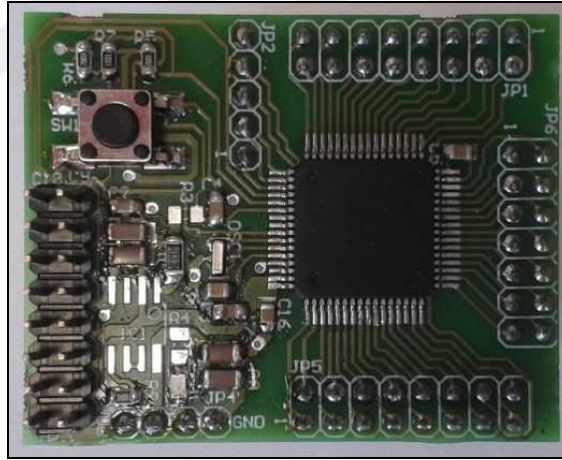
5.2.3 Mikrokontrolör PCB'sinin Tasarımı

78K0 mikrokontrolör ailesinden 64kB Flash ROM, 3kB RAM, 20MHz saat hızına sahip μ PD78F1235 parça numaralı mikrokontrolör seçilmiştir [67].

Şekil 5.47'de tasarlanmış mikrokontrolör PCB'sinin üst ve alt yüzü çizimi görülmektedir. Şekil 5.48'de üretimi ve dizgisi tamamlanmış PCB görülmektedir.



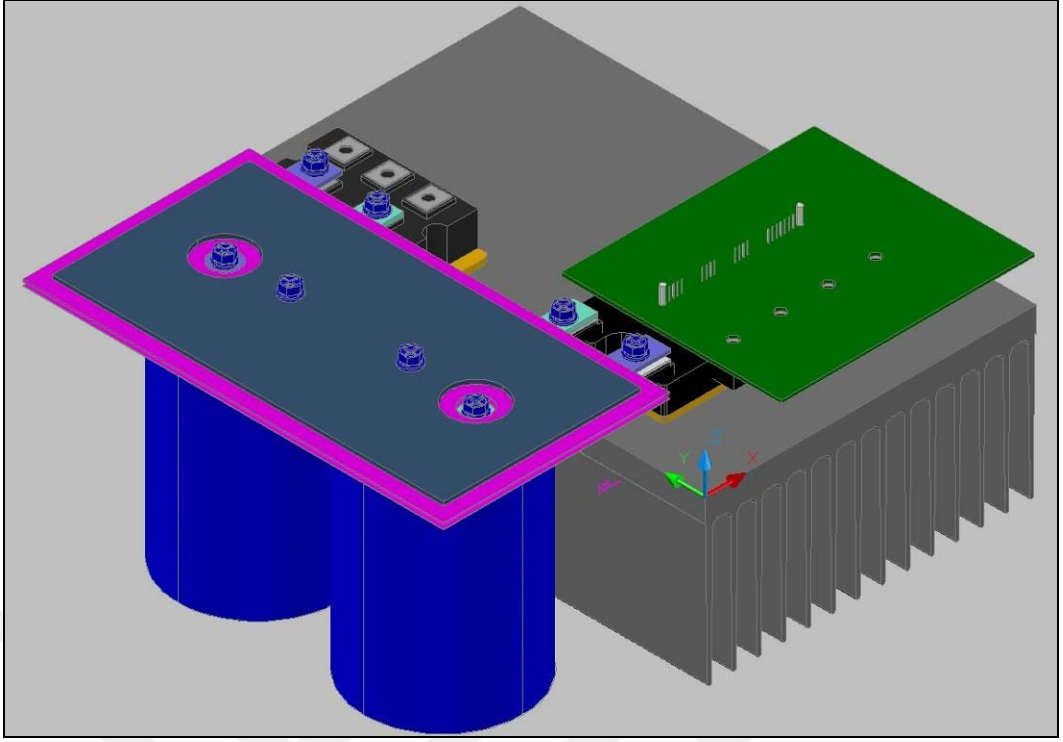
Şekil 5.47 Mikrokontrolör PCB'si üst ve alt yüzü çizimi



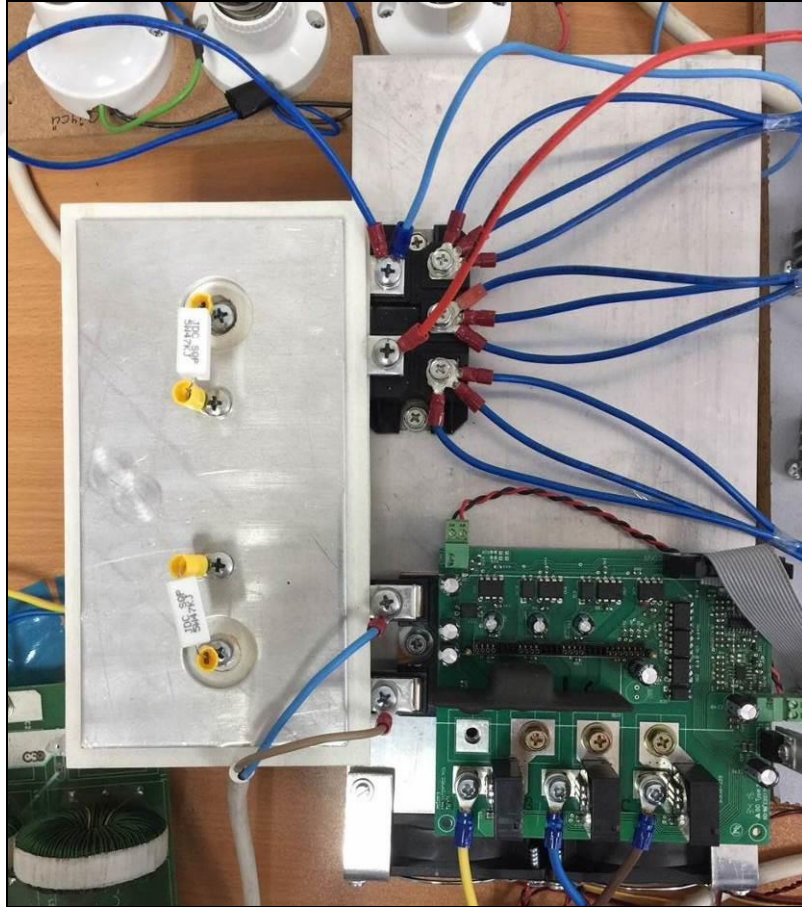
Şekil 5.48 Üretimi ve dizgisi tamamlanmış mikrokontrolör PCB'si

5.2.4 DC Bara Hattının Tasarlanması

Üç boyutlu çizim programı ile Şekil 5.49'da gösterilen DC bara hattının tasarımı yapılmıştır. Şekil 5.50'de üretimi gerçekleştirilen DC bara hattı gösterilmektedir.



Şekil 5.49 DC bara hattının CAD çizimi

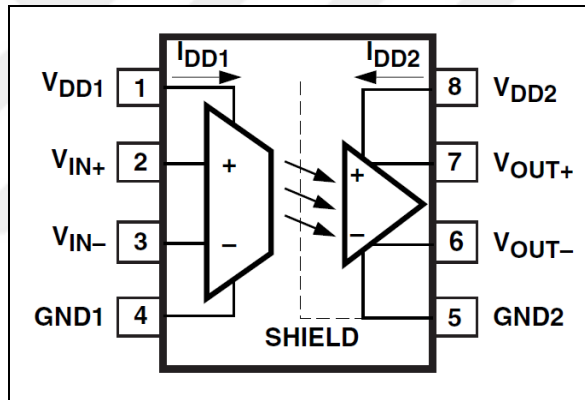


Şekil 5.50 Üretimi gerçekleştirilen DC bara hattı

5.2.5 Mikrokontrolör Tabanlı PLL Uygulaması İçin Devre Tasarımı

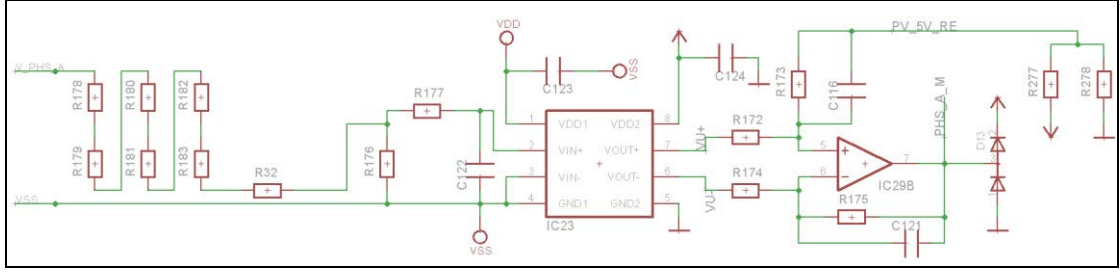
Şebeke faz geriliminin ölçülmesi ve mikrokontrolör girişi için uygun genlik seviyesine çekilebilmesi için izoleli gerilim kuvvetlendiricisi ve işlemsel kuvvetlendirici devresi kullanılmıştır.

İzole gerilim kuvvetlendiricisi olarak Şekil 5.51’de gösterilen HCPL-7840 kodlu tüm-devre yapısı seçilmiştir. Bu tüm-devrede Sigma Delta (Σ - Δ) Analog Sayısal Dönüştürücü (ADC) teknolojisi kullanılarak girişteki gerilim değeri, önce sayısal değere dönüştürülmektedir. Arada bulunan optik bariyer ile birincil taraf ve ikincil taraf arasında izolasyon (3750Vrms/1dakika) sağlanmaktadır. Optik bariyerin ikincil tarafında, fark gerilimi olarak giriş gerilimi ile orantılı gerilim elde edilmektedir. Bu fark gerilimi, bir fark kuvvetlendiricisi yardımıyla tek kutuplu seviyeye çekilerek mikrokontrolör ADC devresi için giriş gerilimi haline getirilebilir.



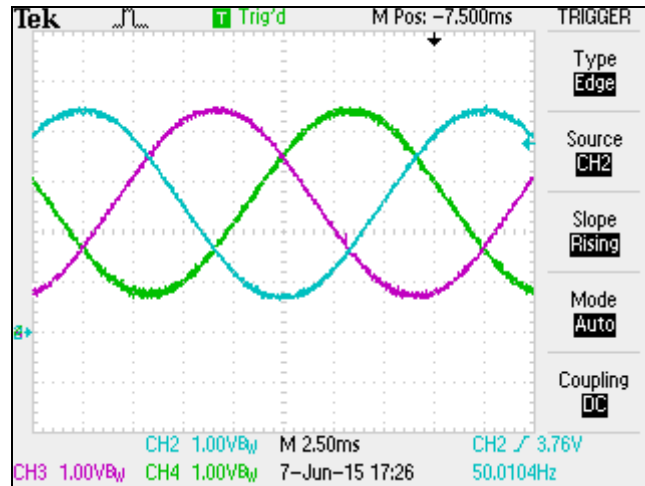
Şekil 5.51 HCPL-7840’ın yapısı

HCPL-7840 için maksimum giriş gerilimi $\pm 200\text{mV}$ olup en yüksek doğruluklu ölçüm için giriş geriliminin $\pm 100\text{mV}$ ile sınırlandırılması önerilmektedir. Bu tüm-devrenin yapısında sabit kazançlı (tipik olarak 8V/V) kuvvetlendirici devresi bulunmaktadır. Çıkışta elde edilen fark gerilimi, fark kuvvetlendiricisinin kazancı ayarlanarak ve bir offset gerilimi uygulanarak çift kutuplu giriş geriliminden, tek kutuplu ve mikrokontrolörün ADC referans gerilimi ile uyumlu maksimum çözünürlüklü seviyeye çekilmektedir [68].



Şekil 5.52 Şebeke faz geriliminin ölçülmesi için kurulan devre şeması

Şebeke faz gerilimi ölçümü için kurulan devre yapısı Şekil 5.52’de gösterilmektedir. Bu devre yalnızca bir faz için kurulmuş olup üç fazın ölçümü için üç adet devre kullanılmaktadır. $R_1...R_9$ dirençleri gerilim bölücü devresine ait olup, giriş gerilimini HCPL-7840 girişi için uygun seviyeye düşürmektedir. $R_{10}-C_1$ devresi alçak geçiren filtre olarak kullanılmakta ve giriş geriliminin fazını belirgin bir biçimde etkilemeyecek şekilde yüksek frekans gürültüsüne karşı etkiyi azaltmaktadır. $R_{11}...R_{14}$ dirençleri ile IC2 işlemsel kuvvetlendiricisi kullanılarak kurulan fark kuvvetlendiricisinin kazancı belirlenmektedir. $R_{11}=R_{12}$ ve $R_{13}=R_{14}$ seçilerek kazanç istenildiği gibi bir katsayı olacak şekilde ayarlanabilmektedir. R_{15} ve R_{16} kullanılarak offset gerilimi oluşturulmaktadır. Bu offset geriliminin etrafında faz gerilimi salınabilecektir. D_1 diyodu mikrokontrolör girişini, olası ani gerilim yükselmelerine ya da çökmelerine (mikrokontrolör besleme gerilim referansının altındaki gerilim seviyesine düşme durumu) karşı korumak için kullanılmaktadır. Şekil 5.53’te üç faz için elde edilen çıkış gerilimleri gösterilmektedir.



Şekil 5.53 Üç faz çıkış gerilimlerinin değişimleri

5.2.5.1 Ölçüm Sonuçlarının İncelenmesi İçin Yapılan Ön Çalışma

Analog olarak elde edilen faz gerilim bileşenleri mikrokontrolörün ADC'sinde işlenerek sayısal veriye dönüştürülerek lojik '1' ve '0' değerleri haline geldiğinden fiziksel dünyada bu değerlerin algılanması zor olmaktadır. Bu verilerin duyularımızla tekrar algılanabilecek değerlere geri çevrilerek yorumlanması gerekmektedir. Bu amaçla, bir başka 16 bit mikrokontrolöre ait DAC kullanılarak bu sayısal değerler analog değerlere çevrilerek osiloskop yardımıyla ölçümler alınmıştır. Analog verilerin sayısal verilere dönüştürülmesi için kullanılan ADC 10 bit, sayısal verilerin analog verilere çevrilmesi için kullanılan DAC 8 bit'tir. Bu durumda, DAC kullanımı sonucu en düşük anlamlı 2 bit ölçümü yapılamamakta ve bazı veri kayıpları olmakla birlikte, buradaki amaç ölçüm sonuçlarının doğruluğu hakkında fikir sahibi olmak olduğundan bu eksiklik göz ardı edilmektedir.

Kullanılan DAC, 8 bitlik merdiven tipi DAC olup, çevrim için ilgili yazmaçlara (register) değer atandıktan yaklaşık 3µs sonra çevrim işlemini gerçekleştirmektedir. ADC ile yapılan işlemler için örnekler her 50µs'de alındığından dolayı DAC ölçüm hızı yeterince yüksektir ve eksiksiz veri almanın mümkün olduğu ortaya çıkmıştır.

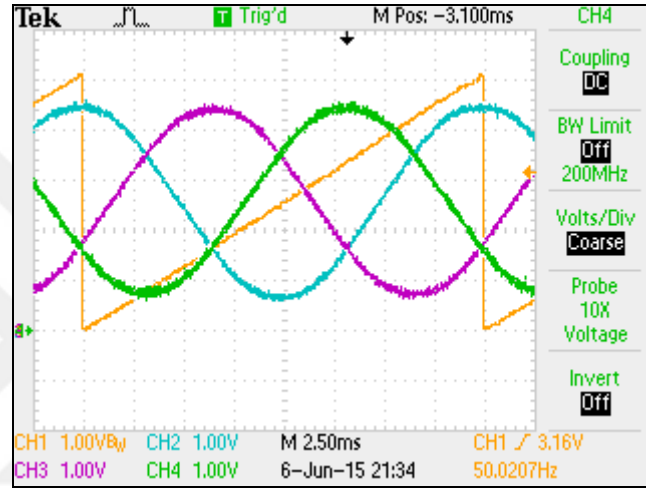
5.2.5.2 Senkron Referans Eksenli PLL Uygulaması

Kurulmuş faz gerilim ölçüm devreleri ile tek kutuplu ve en yüksek çözünürlüklü gerilim seviyesine çekilen şebeke faz gerilimleri, kullanılmakta olan mikrokontrolörün 10 bitlik ADC girişlerine uygulanmış ve 10 bitlik sayısal veriye çevrilmiştir. Bu değerlere ilk olarak Clarke dönüşümü daha sonrada Park dönüşümü uygulanmıştır. Elde edilen d ve q bileşenlerinden q bileşeni, bir sayısal PI devresi ile değeri sıfır olacak şekilde döngüye sokulmuştur. Amaç q bileşenini sıfır yaparken kullanılacak olan dönme açısını şebekenin açısal hızına eşitlemektir.

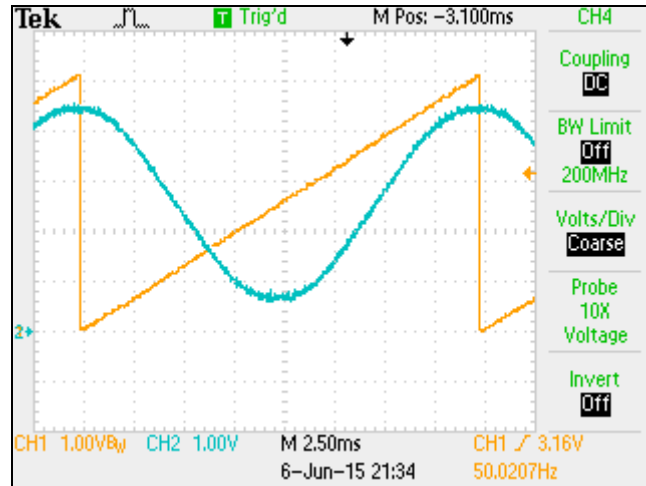
Kullanılan mikrokontrolör 16 bit'lik yapıya sahiptir. Yapısında donanımsal işaretli 16x16 bit çarpma ve 32/32 bit bölme devresi bulundurmaktadır. ADC girişine verilen gerilim seviyeleri tek kutupludur. Bu şartlar dikkate alınarak yapılan hesaplamalarda işaretli tamsayı kullanımı yerine (tamsayıya ait işaret biti kullanılmadan) işaretli tamsayı yaklaşımı ve dışarıdan işaret biti ataması yapılmıştır. Bu durum sonucunda DAC

çıkışında elde edilen analog veriler tek kutuplu gerilim ile elde edilebilmiştir. Buna karşılık negatif değerlerin de gösterilebilmesi için bir offset gerilimi değeri tanımlanmıştır. Aşağıdaki şekillerde gösterilen gerilim seviyeleri 2,5V offset değerine sahip olup, 2,5V üstündeki değerler pozitif, altındaki değerler ise negatif olarak dikkate alınmalıdır.

Şekil 5.54'te 3 faz şebeke gerilimleri ve A fazına kilitlenmiş θ açısı görülmektedir. Şekil 5.55'de ise yalnızca A fazı (mavi sinyal) ve bu faza kilitlenmiş θ açısı (sarı sinyal) görülmektedir.



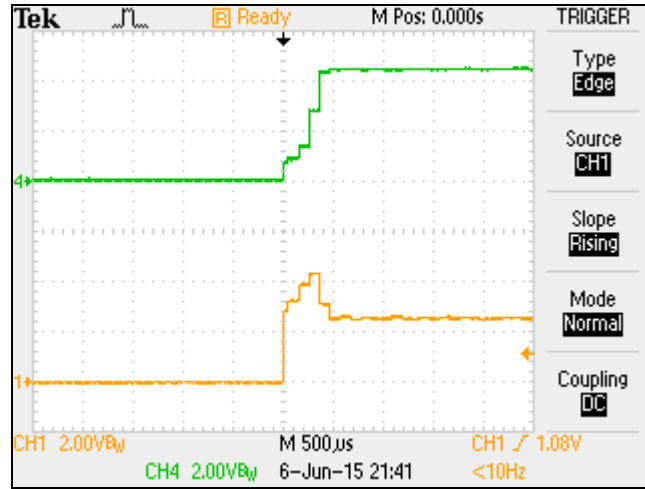
Şekil 5.54 Üç faz şebeke gerilimi (mavi, mor, yeşil sinyaller) ve kilitlenmiş faz açısı (sarı sinyal)



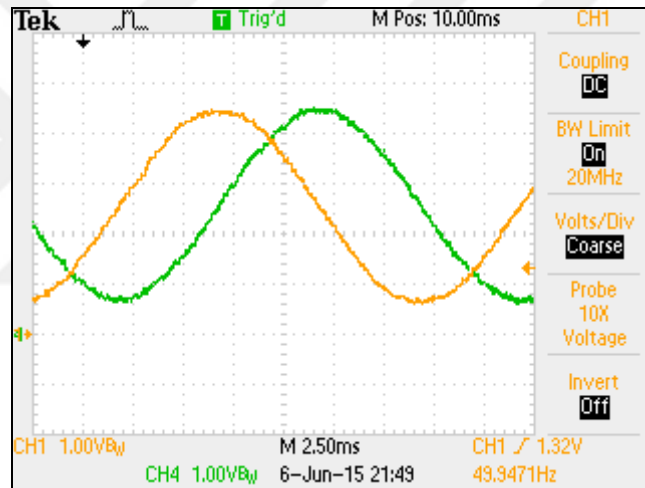
Şekil 5.55 Kilitlenilen faz gerilimi (mavi sinyal) ve kilitlenmiş faz açısı (sarı sinyal)

Şekil 5.56'da Park dönüşümü sonucu elde edilen d (yeşil sinyal) ve q (sarı sinyal) bileşenleri görülmektedir. 'q' bileşeni bir sıçrama yapıp sonrasında da 2,5V offset (sıfır

değerine) değerine oturmaktadır. Sıfır değerine oturma süresi yaklaşık olarak $500\mu s$ 'dir.



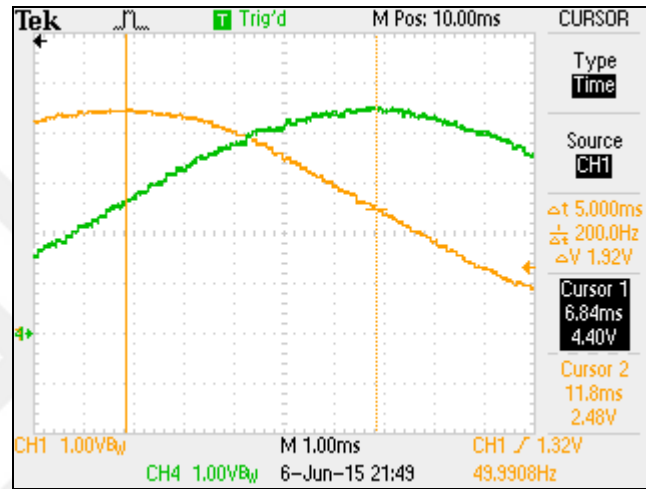
Şekil 5.56 Kilitlenme sonucu elde edilen d (yeşil sinyal) ve q (sarı sinyal) bileşenleri



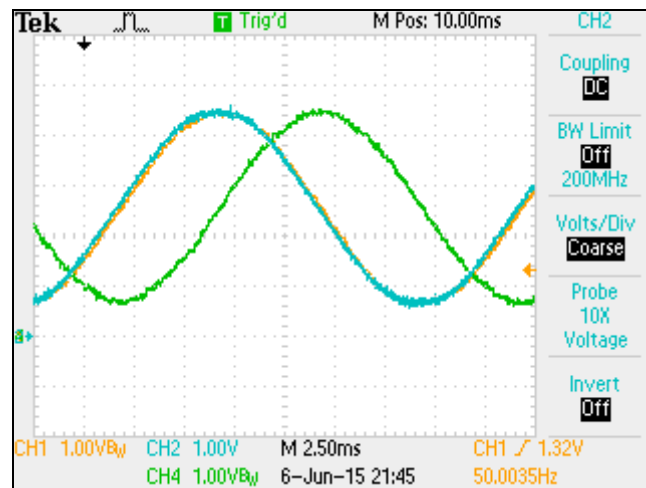
Şekil 5.57 Ters Park dönüşümü ile elde edilmiş sabit eksendeki α (sarı sinyal) ve β (yeşil sinyal) bileşenleri

Şekil 5.57'de d ve q bileşenlerinin Ters Park dönüşümü alındıktan sonra sabit eksendeki α (sarı sinyal) ve β (yeşil sinyal) bileşenleri görülmektedir. Şekil 5.58'de ise faz farklarının görülmesi için α (sarı sinyal) ve β (yeşil sinyal) bileşenleri büyütülerek gösterilmiştir. Tepe noktaları arasındaki fark 5ms kadar olup 90 derece faz farkı olduğu görülmektedir. Şekil 5.59'da Carke dönüşümü sonucu elde edilen α (mavi sinyal) bileşeni Ters Park dönüşümü ile elde edilen α (sarı sinyal) ve β (yeşil sinyal) bileşenleri ile birlikte görülmektedir.

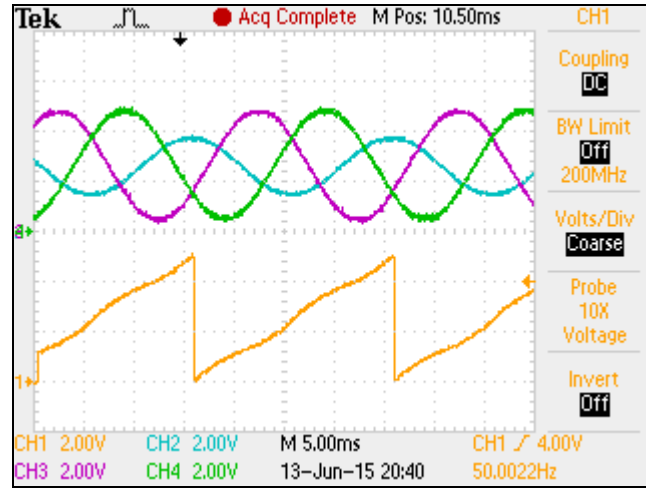
Dengesiz şebeke giriş gerilimleri altında SRF-PLL'in yetersizliğinin görülmesi amacıyla, dengesiz şebeke gerilimi girişi için ayrıca test yapılmıştır. Şebeke gerilimlerinin dengeli olmasından dolayı, dengesizlik yapay olarak oluşturulmuştur. Bu amaçla Şekil 5.52'de kullanılan çıkış diferansiyel kuvvetlendirici devrelerinden birisinin kazancı, diğerlerine göre yarı seviyeye düşecek şekilde, direnç değerleri seçilmiştir. SRF-PLL algoritmasının, negatif bileşenleri pozitif bileşenlerden ayırmamasından dolayı faz kilitlenmesi gerçekleşmiş olsa da, dengesizliği oluşturan bileşenlerden dolayı faz açısı üzerindeki salınım Şekil 5.60'da görülmektedir.



Şekil 5.58 Ters Park dönüşümü ile elde edilmiş sabit eksendeki α (sarı sinyal) ve β (yeşil sinyal) bileşenlerin faz farkı



Şekil 5.59 Ters Park dönüşümü ile elde edilmiş sabit eksendeki α (sarı sinyal) ve β (yeşil sinyal) bileşenleri ile Clarke dönüşümü sonucu elde edilmiş olan α (mavi sinyal)



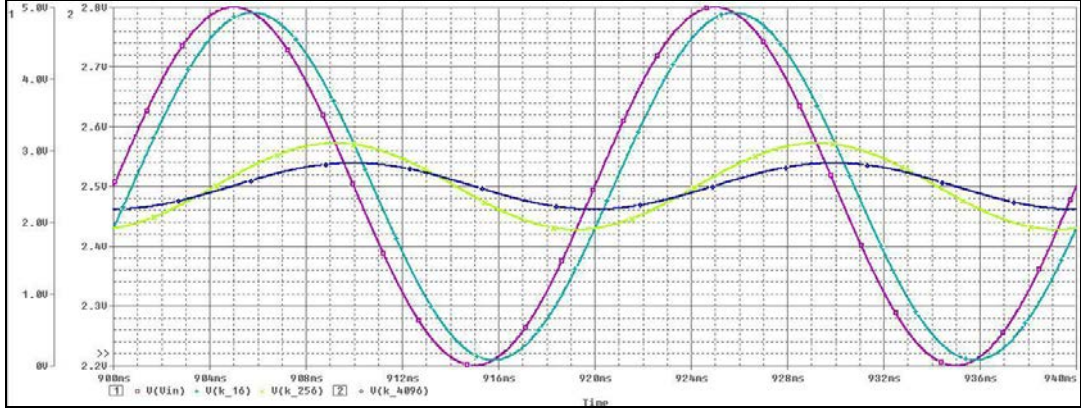
Şekil 5.60 Şebeke faz gerilimleri (mor, mavi, yeşil sinyal), kilitlenmiş faz açısı (sarı sinyal)

5.2.5.3 Alçak Geçiren Filtre Uygulaması

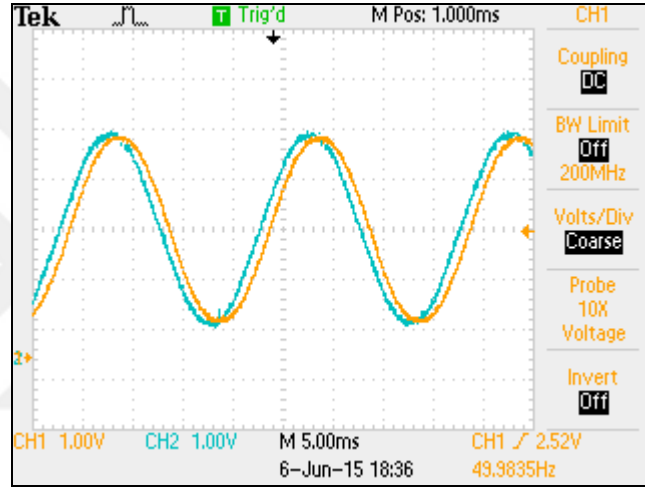
Bu alçak geçiren filtre algoritmasını 16 bitlik bir mikrokontrolör devresine taşıdığımız zaman 'k' katsayısını bölme işlemi yerine öteleme işlemi yaparak tanımlamak uygun olacaktır. Aşağıda tanımlanmış bazı 'k' değerleri için filtre performansı hem simülasyon programı ile benzetim yapılarak, hem de 16 bitlik mikrokontrolör kullanılarak gerçekleştirilmiştir. $\nabla T = 50\mu s$ olarak mikrokontrolörde tanımlanmıştır.

- $K=1/16$ olduğu durumda, RC zaman sabiti 0,8 ms, filtrenin köşe frekansı 5,62Hz olmaktadır.
- $K=1/256$ olduğu durumda, RC zaman sabiti 12,8 ms, filtrenin köşe frekansı 1,64Hz olmaktadır.
- $K=1/4096$ olduğu durumda, RC zaman sabiti 204,8 ms, filtrenin köşe frekansı 0,351Hz olmaktadır.

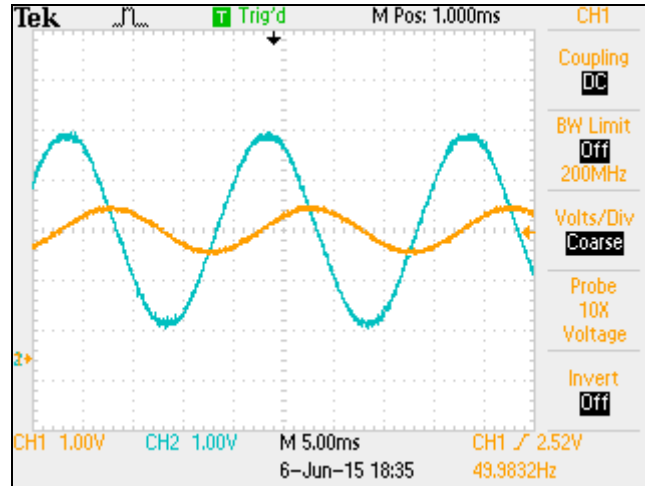
Şekil 5.61'de, yukarıda belirtilen zaman sabitlerine denk gelecek R ve C değerleri seçilerek benzetimi yapılmıştır. Şekil 5.62, Şekil 5.63 ve Şekil 5.64'da ise mikrokontrolör ile 'k' değerlerine bağlı elde edilen gerilim çıkış sinyalleri verilmiştir. Şekiller karşılaştırıldığında, algoritmanın doğru çalıştığı görülmektedir.



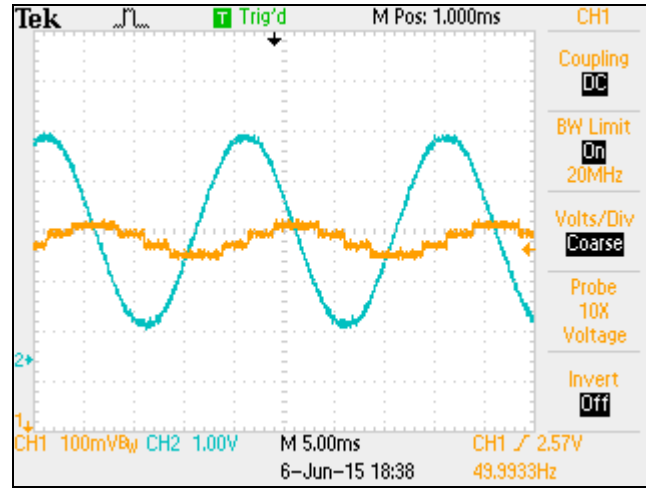
Şekil 5.61 Giriş sinyali (mor sinyal), $k=1/16$ seçilen filtre için çıkış sinyali (mavi sinyal), $k=1/256$ seçilen filtre için çıkış sinyali (yeşil sinyal), $k=1/4096$ seçilen filtre için çıkış sinyali (lacivert sinyal)



Şekil 5.62 Giriş sinyali (mavi sinyal) ve $k=1/16$ seçilen filtre için çıkış sinyali (sarı sinyal)



Şekil 5.63 Giriş sinyali (mavi sinyal) ve $k=1/256$ seçilen filtre için çıkış sinyali (sarı sinyal)

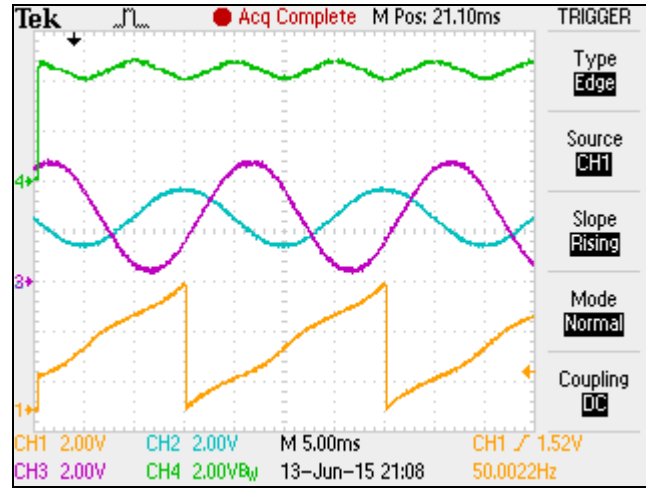


Şekil 5.64 Giriş sinyali (mavi sinyal) ve $k=1/4096$ seçilen filtre için çıkış sinyali (sarı sinyal)

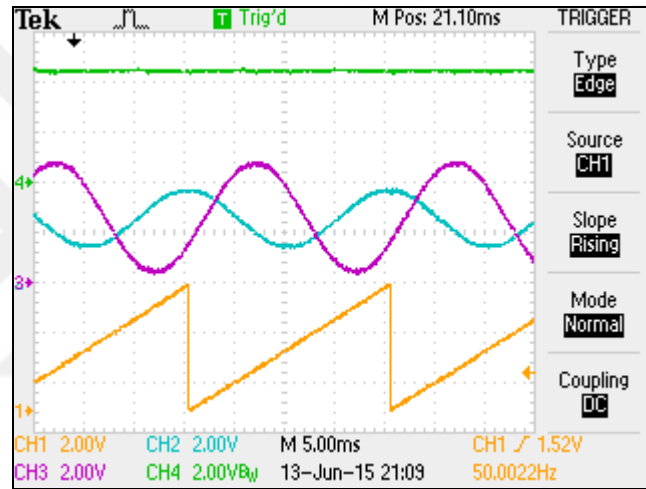
5.2.5.4 Çoklu Referans PLL'in 16 Bit Mikrokontrolör ile Uygulaması

Şekil 5.3'te gösterilmiş olan blok şema için uygun algoritma kurulmuş ve dengesiz giriş gerilimleri göz önüne alınarak uygulanmıştır. Şebeke gerilimleri dengeli olduğundan ve çoklu referans PLL'in uygulaması için öncelikle deneysel çalışmada mikrokontrolör içinde sinüzoidal gerilim değerleri kaydedilmiş ve kullanılan algorithmadan bağımsız olarak rastgele bir açı değerinden başlatılarak denemeler yapılmıştır.

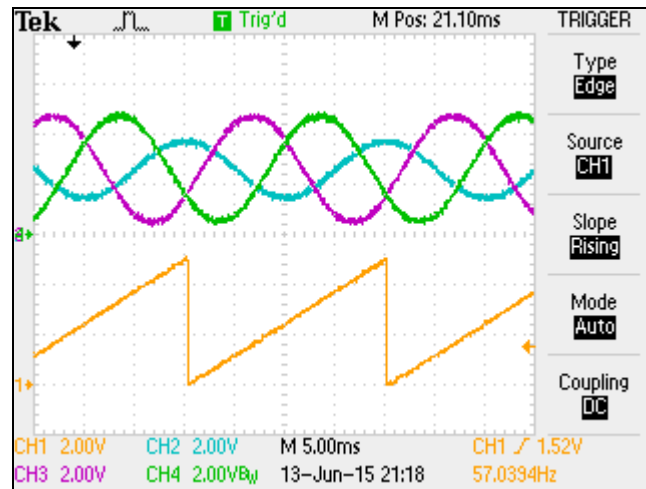
Çoklu referans PLL uygulamasının dengesiz şebeke testi de gerçekleştirilmiştir. Şebeke gerilimlerinin dengeli olmasından dolayı, SRF-PLL algoritmasının testinde yapıldığı gibi, dengesizlik suni olarak oluşturulmuştur. Bu amaçla, fazlardan bir tanesine bağlı ölçüm devresinin çıkış kuvvetlendiricisinin kazancı, diğer devrelerin kazancının yaklaşık yarısı kadar değer alacak şekilde, uygun direnç değerleri seçilerek, değiştirilmiştir. Şekil 5.65, Şekil 5.66 ve Şekil 5.67'de, %50'lik dengesizlik için yapılan test sonuçları görülmektedir. Buna göre, %50'lik dengesizlik durumu söz konusu olsa bile çoklu referans PLL kilitlemeyi gerçekleştirmiştir.



Şekil 5.65 %50'lik dengesizlik – geçici hal sırasında kilitlenmeden önce faz açısının durumu



Şekil 5.66 %50'lik dengesizlik olduğu durumda faz kilitlenmesi gerçekleşmiş iken faz açısının durumu



Şekil 5.67 %50'lik dengesizlik – kilitlenme gerçekleşmiş durumda (3 faz ve θ açısı gösterimi)

5.2.6 Güç Kaynağı Devresinin Tasarlanması

Kontrol ve sürme devrelerinin beslemesinin gerçekleştirilmesi için toplam ihtiyaç duyulacak gücün hesaplaması yapılmıştır. Çizelge 5.3 ve Çizelge 5.4'te sırasıyla iki seviyeli ve üç seviyeli sistemlerin kurulmasında kullanılacak kontrol ve sürme devreleri için ayrı ayrı gerilim, akım değerleri ile güç ihtiyaçları gösterilmektedir.

Çizelge 5.3 İki seviyeli dönüştürücü kontrol devresinin beslemelerinin güç ihtiyacı

PCB	Devre	Besleme	Akım (A)	Gerekli Güç (W)
IPM Arayüz PCB'si	IPM güç kaynağı	24V-besleme	0,31	7,44
	Opto arayüzü	8V-besleme	0,07	0,56
	Akım algılama		0,132	1,06
Kontrol PCB'si	DC-hat gerilimi	8V-besleme	0,034	0,27
	Faz gerilimi		0,053	0,42
	Sıcaklık algılama		0,001	0,01
	Mikrokontrolör		0,015	0,12
	EEPROM		0,003	0,02
	2 Seviyeli sürme arayüzü		0,001	0,01
	3 Seviyeli sürme arayüzü		0,007	0,06
	RS232 – RS485	8V-SELV (kontrol izole)	0,02	0,16
	RS232 – RS485		0,026	0,21
	Dijital Giriş	8V-besleme (DC-hat)	0,048	0,38
	DC-hat gerilimi		0,03	0,24
	Faz gerilimi	8V-besleme (faz)	0,045	0,36

İki seviyeli ve üç seviyeli sistemlerin kontrol kartları aynı olup, güç katında kullanılan yarı iletkenlerin sürme devreleri için gerekli besleme yapıları birbirinden farklılık göstermektedir. Bu farklılığa rağmen tasarımda ortak noktalar bulunarak, tek bir tasarım ile her iki farklı devrenin beslemesinin oluşturulması sağlanmıştır.

Çizelge 5.4 Üç seviyeli dönüştürücü kontrol devresinin beslemelerinin güç ihtiyacı

PCB	Devre	Besleme	Akım (A)	Gerekli Güç (W)
IGBT Sürücü Devresi	DC-DC dönüştürücü	24V-besleme	0,5712	13,71
	Sürücü arayüzü	8V-besleme	0,264	2,11
	Akım algılama		0,132	1,06
Kontrol PCB'si	DC-hat gerilimi	8V-besleme	0,034	0,27
	Faz gerilimi		0,053	0,42
	Sıcaklık algılama		0,001	0,01
	Mikrokontrolör		0,015	0,12
	EEPROM		0,003	0,02
	2 Seviyeli sürme arayüzü		0,001	0,01
	3 Seviyeli sürme arayüzü		0,007	0,06
	RS232 – RS485	8V-SELV (kontrol izole)	0,02	0,16
	RS232 – RS485		0,026	0,21
	Dijital Giriş		0,048	0,38
	DC-hat gerilimi	8V-besleme (DC-hat)	0,03	0,24
	Faz gerilimi	8V-besleme (faz)	0,045	0,36

İki seviyeli dönüştürücü besleme katı için gerekli toplam güç miktarı 11,32W, üç seviyeli dönüştürücü besleme katı için gerekli güç miktarı ise 19,14W'tır. Tasarlanacak güç kaynağının her iki güç seviyesini karşılayacak şekilde 20W olması planlanmıştır.

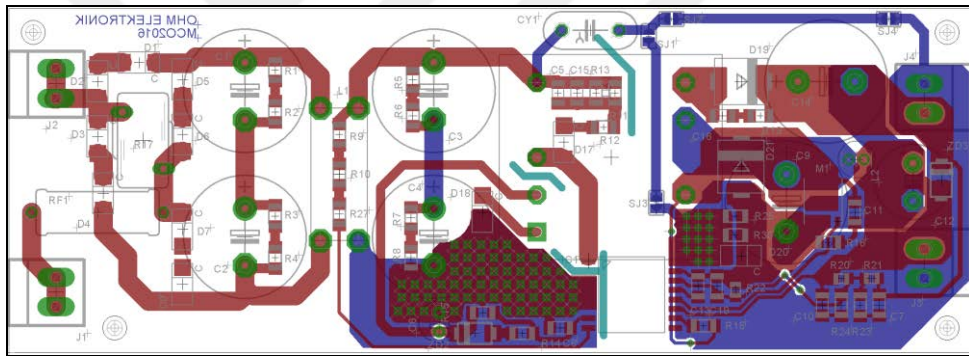
Bunun yanı sıra, 8V-SELV (kontrol izole) beslemesine bu çalışma kapsamında gerek duyulmadığından ilgili güç değerleri dikkate alınmayacaktır. DC 8V besleme ve faz 8V beslemelerinin kontrol devrelerinden elektriksel olarak tamamen yalıtılmış olma gereksinimi mevcuttur. Bu devrelerin de güç tüketimleri düşük olduğundan 9V'luk pil ile beslenmeleri düşünülmüş ve uygulamada bu şekilde bir yöntem kullanılmıştır. Bu gereklilikler dikkate alındığında çift çıkışlı güç kaynağı kullanımı yeterli olacaktır.

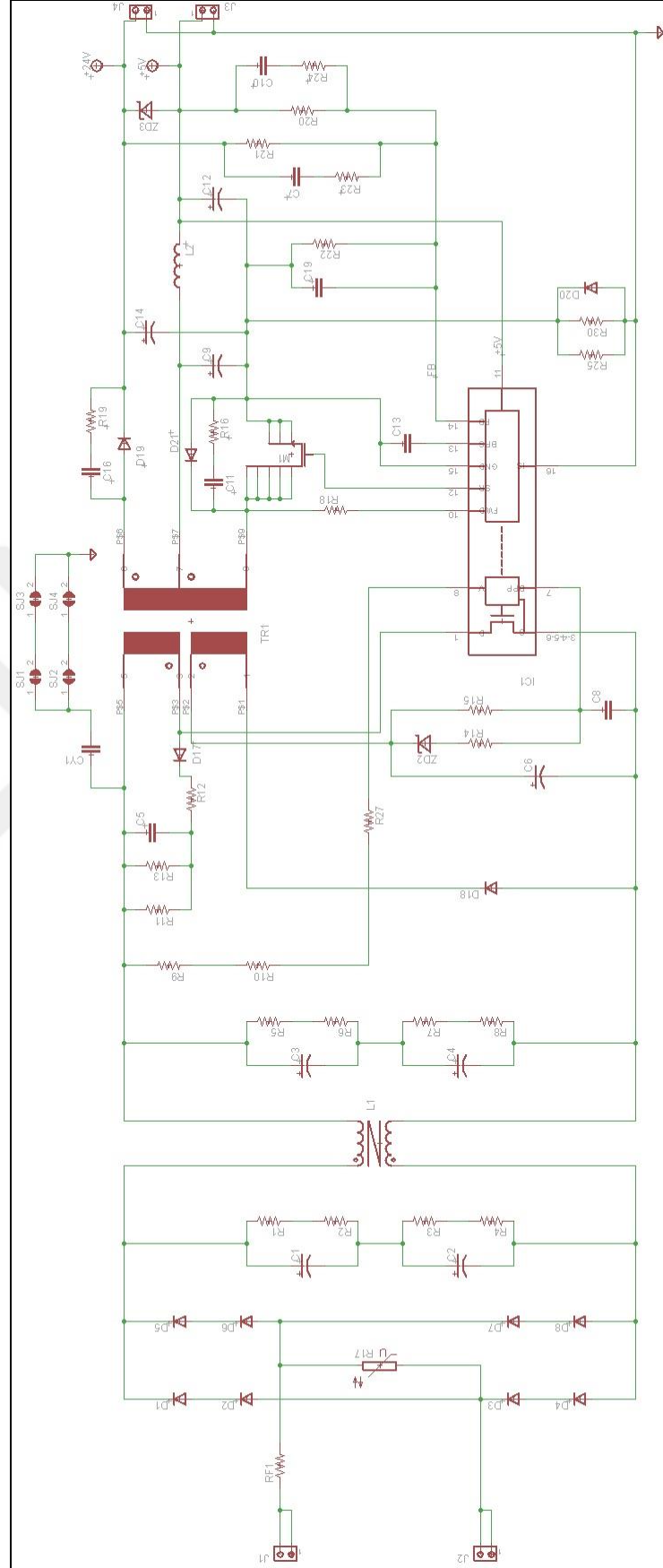
Çift çıkışlı güç kaynağında, dahili MOSFET yapılı, ikincil taraf regülasyonlu INNOSWITCH-EP ailesine ait INN2904K kullanılmıştır. INN2904K, dahili 900V MOSFET bulunduran ikincil taraf regülasyonlu kontrol tüm-devresidir. Bünyesinde bulunan magnetik akı bağı haberleşme devresi sayesinde ikincil taraftan birincil tarafa geri besleme opto-kuplör yardımı olmadan sağlanabilmektedir. Dolayısıyla geri besleme döngüsü içinde bulunan

opto-kuplör akım transfer oranı parametresi ortadan kaldırılarak uzun vadede geri besleme döngü kararlılığı sorunu da ortadan kaldırılmaktadır.

INN2904K'nın içinde bulunan ikincil taraf kontrol devresi, dahili SRFET sürücü yapısıyla çıkış doğrultucu diyot kayıplarını azaltmak mümkün olmakta, dolayısıyla da devrenin verimi arttırılmaktadır [69].

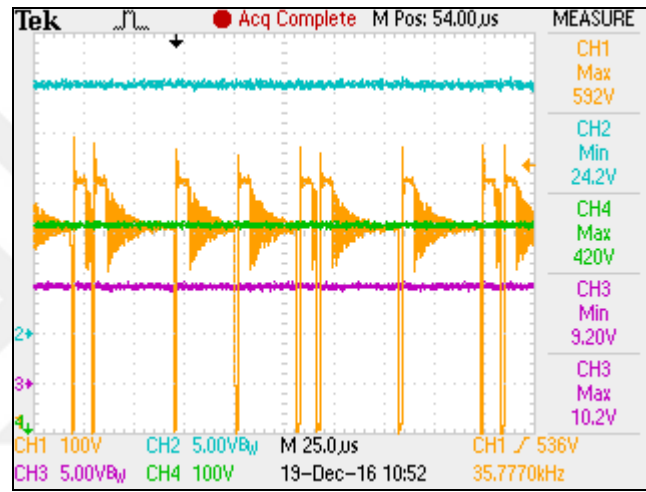
Bu tasarımda amaç; 560VDC giriş için, girişten elektriksel olarak yalıtılmış fakat birbirinden elektriksel olarak yalıtılmamış 24V ve 8V çıkışlı güç kaynağı tasarımının gerçekleştirilmesidir. Anahtarlama güç kaynağı şeması çizilmiş ve anahtarlama güç kaynağı trafo hesapları yapılmıştır. Şekil 5.68'de anahtarlama güç kaynağı PCB'sinin üst ve alt yüzü çizimi gösterilmektedir. Şekil 5.69'da dizgisi yapılmış anahtarlama güç kaynağı katının, INN2904K'nın lehimlendiği yüzü gösterilmektedir. Şekil 5.70'de anahtarlama güç kaynağının devre şeması gösterilmektedir.





Şekil 5.70 INN2904K ile gerçekleştirilen güç kaynağının devre şeması

Şekil 5.71’de yüksek gerilim MOSFET’inin savak-kaynak gerilimi, giriş DC hat gerilimi ve 24V ile 8V çıkış gerilimleri gösterilmektedir. Çıkış regülasyonu hem 24V hem de 8V çıkışından alınmış olmakla birlikte ağırlıklı olarak 24V regülasyonu üzerinde durulmuştur. Bunun nedeni, IPM besleme devresinde kullanılan 24V girişli, dört adet birbirinden izole çıkışlı güç kaynağının sıkı regülasyon ihtiyacıdır. 8V çıkışı, kontrol devresinde 5V’luk lineer regülatör devreleri ile kullanılacağından 8V yerine 9,2V’luk çıkış, genel anlamda diğer devrelerin çalışmasını engellemeyecektir. Çıkış değerleri dikkate alındığında iki seviyeli ve üç seviyeli dönüştürücülerin kontrol ve sürme devrelerinin toplam güç ihtiyaçları sırasıyla Çizelge 5.5 ve Çizelge 5.6’te verilmektedir.



Şekil 5.71 MOSFET savak-kaynak gerilimi (sarı sinyal), giriş gerilimi (yeşil sinyal) ve 24V (mavi sinyal) ile 8V (mor sinyal) çıkış gerilimlerinin değişimleri

Çizelge 5.5 İki seviyeli dönüştürücü kontrol ve sürme devrelerinin güç ihtiyacı

Besleme	Kullanılan Güç (W)
24V-besleme	7,44
8V-besleme	3,09
Toplam	10,53

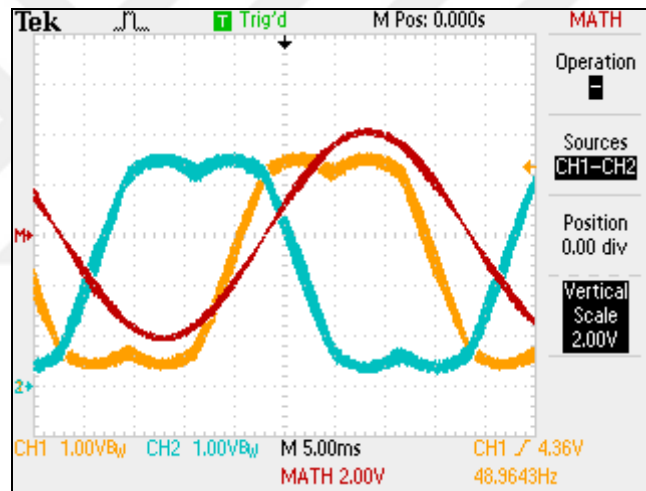
Çizelge 5.6 Üç seviyeli dönüştürücü kontrol ve sürme devrelerinin güç ihtiyacı

Besleme	Kullanılan Güç (W)
24V-besleme	13,71
8V-besleme	4,88

5.2.7 İki Seviyeli Şebeke Bağlantılı Dönüştürücünün Uygulama Devresinden Elde Edilen Sonuçlar

5.2.7.1 Açık Çevrim SVPWM Sinyalinin Kontrolü

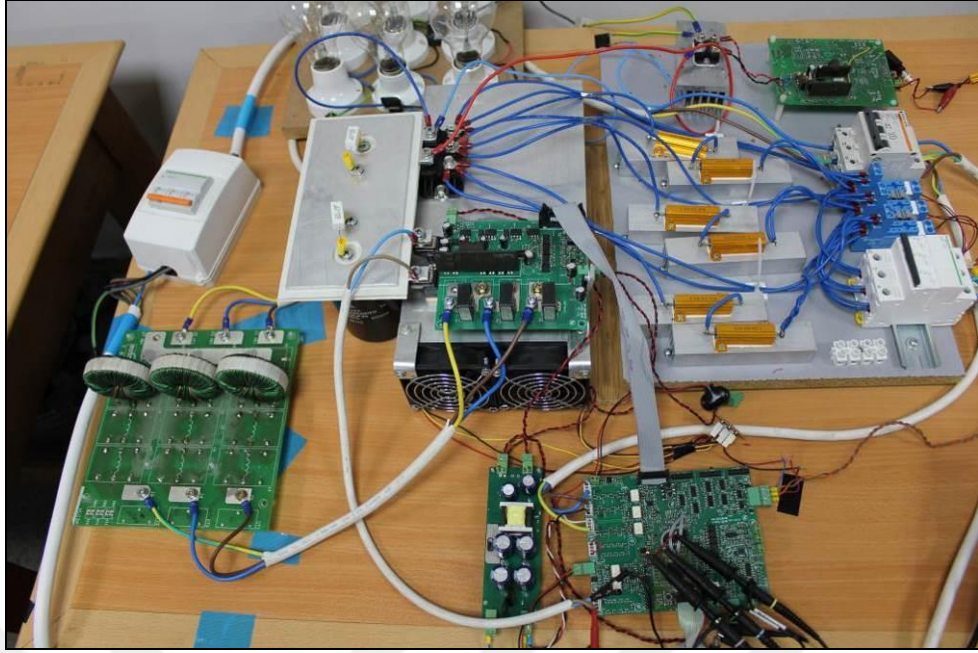
Devre tasarımları gerçekleştirilip ve fonksiyonellikleri test edildikten sonra, iki seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücü uygulamasının çalıştırılarak sonuçların elde edilmesi aşamasına geçilmiştir. Bu aşamada, ilk olarak uygulanan uzay vektör modülasyonunun kontrolü gerçekleştirilmiştir. Mikrokontrolörün PWM çıkışlarından elde edilen darbelerin basit bir RC filtreden geçirilerek SVPWM referans sinyali olarak gözlemlenecek duruma gelmeleri sağlanmıştır. Şekil 5.72’de, iki faz için süzölmüş SVPWM sinyalleri ve fark sinyali görülmektedir. Beklendiği üzere fark, sinüzoidal sinyal olarak elde edilmiştir.



Şekil 5.72 İki faz için gösterilen SVPWM referans işareti ve fark gerilimi

5.2.7.2 Sistemin Kurulumu ve Devrenin Çalıştırılması

Şekil 5.73’te kurulumu gerçekleştirilmiş iki seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücü devresi gösterilmektedir.



Şekil 5.73 İki seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücünün uygulama devresi

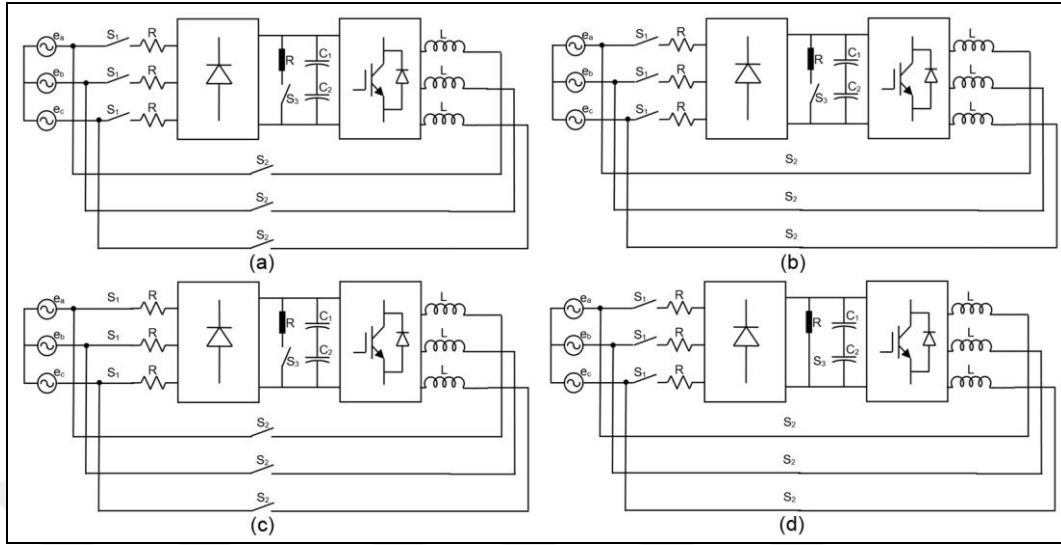
Çizelge 5.7’de uygulama devresinde kullanılan elemanlar ve çalışma koşulları belirtilmektedir. Güç devresi, güç faktörü “1” olacak şekilde, doğrultucu olarak çalıştırılmış ve DC bara kondansatörlerine paralel bağlı omik yükler devreye alınarak, yükleme işlemi gerçekleştirilmiştir.

Çizelge 5.7 Uygulama devresinde kullanılan elemanlar ve çalışma koşulları

Çıkış gücü	1,8 kW
DC hat gerilimi	700 V
Şebeke frekansı	50 Hz
Fazlar arası gerilim	420Vrms
DC hat kondansatörü kapasitansı	1350 μ F
DC hat kondansatörü ESR değeri	92 m Ω
Güç faktörü	1
Giriş filtre endüktansı	5 mH
Dönüştürücü anahtarlama frekansı	8 kHz

Şekil 5.74’da devrenin çalışma adımları gösterilmektedir. 5.74(a)’da enerjilendirilmeden önce güç katının bağlantıları bloklar halinde gösterilmektedir. İlk durumda sistemdeki tüm anahtarlar açıktır. Şekil 5.74(b)’de gösterildiği gibi ilk olarak S_1 anahtarı kapatılmakta ve diyot doğrultucu üstünden 420Vrms şebeke gerilimi C_1 - C_2 elektrolitik kondansatörlerini 600VDC gerilimine şarj etmektedir. Her bir kondansatör

2700 μF kapasitans değerine sahip olup toplam DC bara kondansatör sığası 1350 μF olmaktadır.

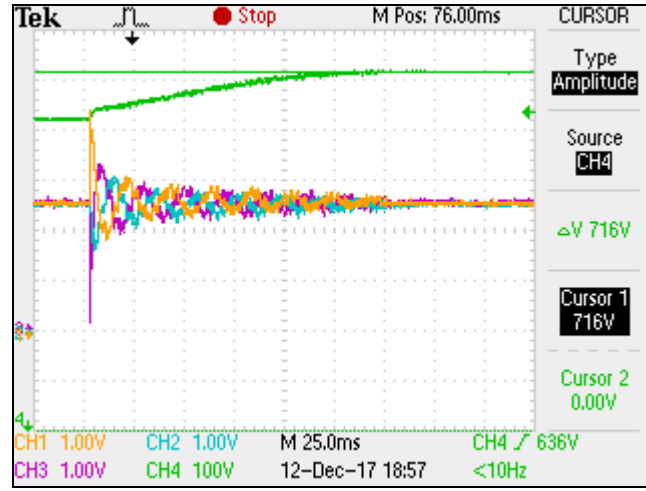


Şekil 5.74 Devrenin çalışma adımları (a) Enerjilendirilmeden önce (b) DC hat kondansatörlerinin şarj olması (c) İki seviyeli dönüştürücünün devreye alınması (d) Yükenin devreye alınması

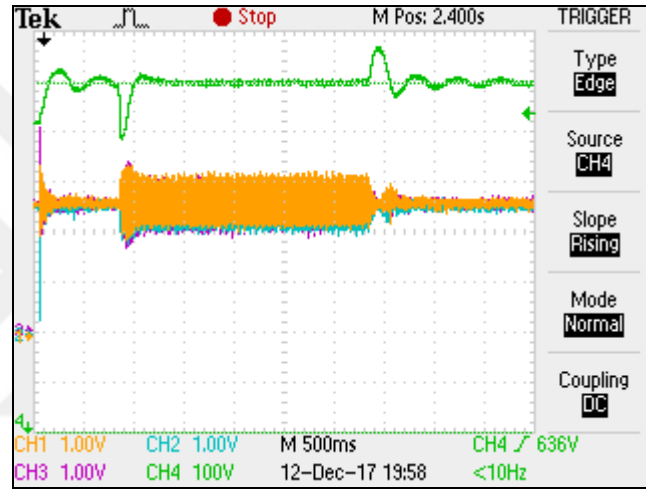
Şekil 5.74(c)'de, DC bara kondansatörleri şarj olduktan sonra, S_1 anahtarının açıldığı ve sonrasında S_2 anahtarı kapatılarak iki seviyeli dönüştürücü devresi ile C_1 - C_2 kondansatörlerinin 700VDC'ye şarj edilecek şekilde sistemin devreye girdiği gösterilmektedir.

Şekil 5.74(d)'de DC bara kondansatörlerinin 700VDC'ye şarj olmasından sonra S_3 anahtarı da devreye alınarak iki seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücü ile şebekeden enerji çekilmesinin sağlandığı gösterilmektedir.

Şekil 5.75, Şekil 5.76 ve Şekil 5.77 iki seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücü devresinin çalıştırılması ile elde edilen sonuçları göstermektedir. Şekil 5.75'te dönüştürücünün devreye alınması ile DC bara geriliminin, 600V'tan 700V'a doğru rampa halinde çıkması (yeşil sinyal) ve ilgili faz akımları (mavi, pembe, sarı sinyaller) gösterilmektedir.

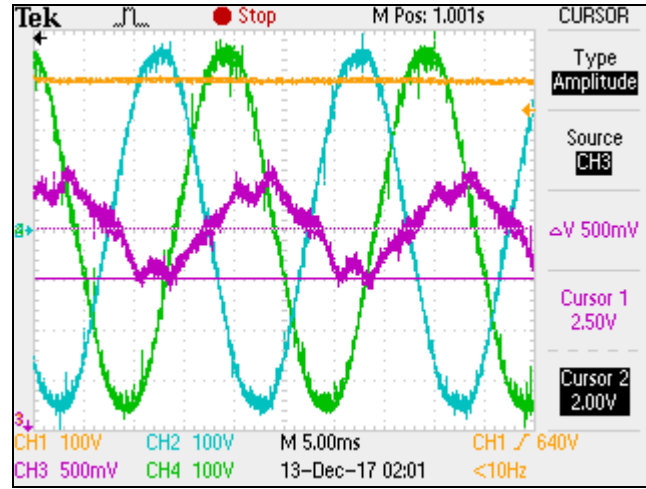


Şekil 5.75 DC hat geriliminin 600V'tan 700V'a şarj edilmesi ve faz akımları



Şekil 5.76 Dönüştürücünün yüklenmesi ve yükten çıkması durumlarında üç faz şebeke akımları (mavi, pembe, sarı sinyaller) ve DC hat geriliminin (yeşil sinyal) değişimi

Şekil 5.76'da, dönüştürücünün yüke girmesi ve çıkması durumlarında üç faz şebeke akımları (mavi, pembe, sarı sinyaller) ve DC bara geriliminin (yeşil sinyal) değişimi verilmektedir. Yüke girme anında (çalışma başladıktan yaklaşık 800ms sonra) DC bara gerilimi anlık olarak çökmüş ve kontrol devresi, atanmış 700VDC değerine hızlı bir şekilde geri yükseltmiştir. Çalışmaya başladıktan yaklaşık 6500ms sonra yük devreden çıkarılmıştır. Bu durumda, akım hemen kesilemediğinden DC bara kondansatörleri şarj olmaya devam etmiş ve gerilim sıçraması oluşmuştur. Kontrol algoritması tekrar toparlayarak DC bara gerilimini 700VDC değerine geri çekmiş ve regülasyon sağlanmıştır.



Şekil 5.77 Dönüştürücünün yüklü durumdayken iki faz için şebeke gerilimleri (A ve B fazı yeşil ve mavi sinyaller), A faz akımı (pembe sinyal) ve DC bara gerilimi (sarı sinyal)

Şekil 5.77’de, dönüştürücünün yüklü durumdayken iki faz için şebeke gerilimleri (A ve B fazı sırasıyla yeşil ve mavi sinyaller ile), A faz akımı (pembe sinyal) ve DC hat gerilimi (sarı sinyal) gösterilmektedir.

Şekil 5.78’te iki seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücü devresinin çalıştırılarak yükleme işleminin gerçekleştirildiği gösterilmektedir.



Şekil 5.78 İki seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücünün devreye alınması

ÇOK SEVİYELİ DÖNÜŞTÜRÜLER İÇİN GENELLEŞTİRİLMİŞ YENİ BİR SVPWM YÖNTEMİNİN GELİŞTİRİLMESİ

Bu tezde, çok seviyeli dönüştürücüler için genelleştirilmiş yeni bir SVPWM yöntemi önerilmiştir. Geliştirilen yöntem, iki seviyeli uzay vektör modülasyonu referans alınarak ek aritmetik işlemler ile kontrol döngüsü için özkaynak kullanımını azaltıp, çok seviyeli dönüştürücüler için kullanılabilir. Bu bölümde, yeni algoritma için geliştirilen matematiksel yöntem ayrıntılı bir şekilde işlenecektir.

6.1 Geliştirilen Yöntem ile Çok Seviyeli Uzay Vektör Diyagramında Referans Vektörün Uç Noktasının Bulunması

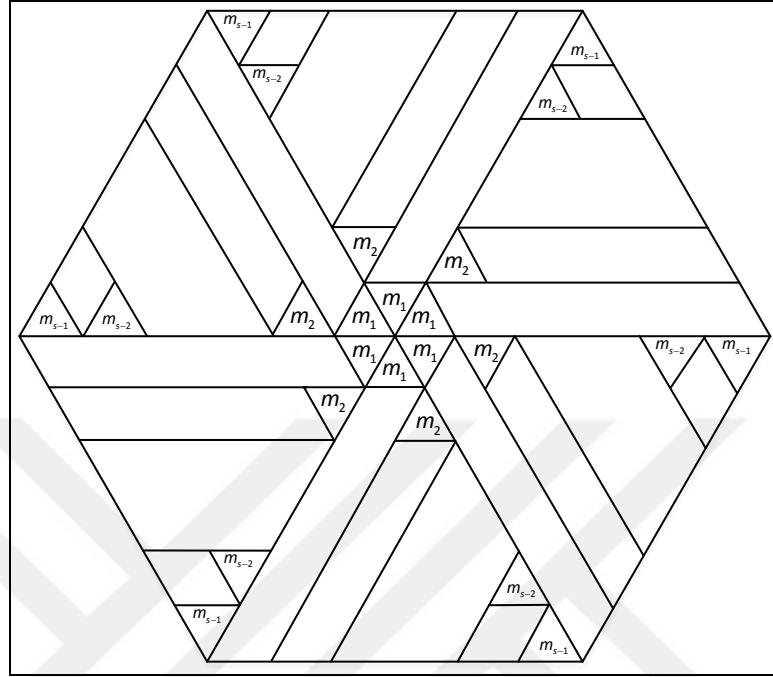
6.1.1 Çok Seviyeli Uzay Vektör Diyagramının Oluşturulması

Şekil 6.1’de “s” seviyeli uzay vektör diyagramı gösterilmiştir. Bu uzay vektör diyagramı, iki seviyeli uzay vektör diyagramından türetilmiş olup, eşkenar üçgenlerden oluşan 6 ana sektöre ayrılabilir. Her sektör kendi içinde $(s-1)^2$ adet alt üçgene ayrılmaktadır.

Her seviye için çizilen altıgenlerin merkezi ortak olup, α - β koordinat sisteminde orijin noktasında yer almaktadır. Şekil 6.1’de gösterildiği üzere, bir köşesi orijin üstünde olan üçgeni 1 numaralı olarak tanımlamamız durumunda, orijinden başlanarak üst seviyelere gidildikçe ilk karşılaşılan üçgenin sıra numarası (6.1) ile hesaplanabilmektedir.

$$m_k = m_{k-1} + (2(s-k) + 1) \quad (6.1)$$

Burada, “k” satır sayısını temsil etmekte ve $k=2,3,\dots,(s-2),(s-1)$ şeklinde değerler almaktadır. “s” değeri aynı zamanda, yukarıda belirtildiği gibi, dönüştürücünün seviyesini belirtmektedir. m_1 , her zaman için 1 numaralı üçgendir.



Şekil 6.1 Çok seviyeli dönüştürücüde her sektör için 1 numaralı alt üçgenlerin gösterilmesi

Örneğin, yedi seviyeli bir dönüştürücü de toplam altı adet satır olup, her satırdaki üçgen numarası şu şekilde hesaplanmaktadır. İlk olarak, k değerlerinin ataması yapılmalıdır. Bu durumda $k=2,3,4,5,6$ değerlerini alabilmektedir.

$$\left. \begin{aligned} m_1 &= 1 \\ m_2 &= m_1 + (2(7-2)+1) = 12 \\ m_3 &= m_2 + (2(7-3)+1) = 21 \\ m_4 &= m_3 + (2(7-4)+1) = 28 \\ m_5 &= m_4 + (2(7-5)+1) = 33 \\ m_6 &= m_5 + (2(7-5)+1) = 36 \end{aligned} \right\} \quad (6.2)$$

Elde edilen bu değerler, bulundukları satırlara bağlı olarak (6.3) gibi bir diziye kaydedilebilir.

$$\text{ilk_üçgen}[6] = \{1, 12, 21, 28, 33, 36\} \quad (6.3)$$

Her satır başındaki üçgen numarası, dönüştürücünün seviyesine göre değişiklik göstermektedir, buna karşılık tasarlanacak bir dönüştürücünün seviye sayısı tasarımın en başında belirlendiğinden, o tasarım için her satırdaki birinci üçgenin numarası sabit olacaktır. Bu nedenle bu değerler, bir dizinin elemanları olarak ilgili kontrol döngüsünde gerektiğinde çağırılmak üzere en başta kaydedilebilir.

6.1.2 Referans Vektörün Uç Noktasının Bulunması

Referans vektörün uç noktasının bulunması için $V_{\alpha,\beta}$ bileşenlerinden yararlanılarak durum diyagramında mevcut olan altı sektörden hangisinde olduğu bulunmalıdır. $V_{\alpha,\beta}$ bileşenleri kullanılarak, (6.4), (6.5), (6.6), (6.7) ve (6.8) ile verilen değişkenler tanımlanabilir. Bu değişkenler aslında, referans vektörün içinde bulunduğu sektörü oluşturan vektörler üzerine gelen izdüşümlerinin bulunmasında ve ayrıca vektör sürelerinin hesabında da kullanılacaktır.

$$II_{işaret} = (3V_{\alpha} - \sqrt{3}V_{\beta})(s-1)\frac{1}{2}\frac{1}{V_{dc}} \quad (6.4)$$

$$III_{işaret} = (3V_{\alpha} + \sqrt{3}V_{\beta})(s-1)\frac{1}{2}\frac{1}{V_{dc}} \quad (6.5)$$

$$II' = |II_{işaret}| \quad (6.6)$$

$$III' = |III_{işaret}| \quad (6.7)$$

$$I' = \left| (\sqrt{3}V_{\beta})(s-1)\frac{1}{V_{dc}} \right| \quad (6.8)$$

I' için kullanılan bölme işleminden kaçınılmak istenir ise $|3V_{\alpha}|$ ve $|\sqrt{3}V_{\beta}|$ arasındaki ilişkiye göre aşağıdaki gibi de hesaplama yapılabilir. Temel olarak, sektör bazında incelendiğinde de, sektör I-III-IV-VI için (6.9), Sektör II - V için (6.10) geçerlidir.

$$|3V_{\alpha}| > |\sqrt{3}V_{\beta}| \Rightarrow I' = |III_{işaret} - II_{işaret}| \quad (6.9)$$

$$|3V_\alpha| < |\sqrt{3}V_\beta| \Rightarrow I' = |III_{işaret}| + |II_{işaret}| \quad (6.10)$$

Bu denklemlerde kullanılan s, çok seviyeli dönüştürücünün seviye sayısı, V_{dc} ise çok seviyeli dönüştürücüye uygulanan toplam DC hat gerilimidir.

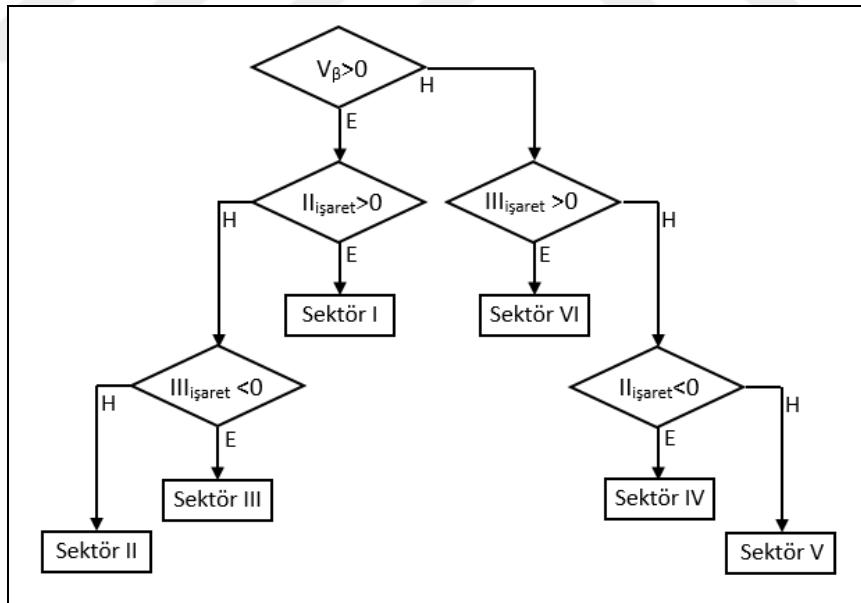
Şekil 6.2’de, uzay vektör diyagramı içinde dönmekte olan gerilim vektörünün içinde bulunduğu sektörün V_β ve $II_{işaret}$ ile $III_{işaret}$ değerlerinin pozitif ya da negatif olmasına bağlı olarak nasıl bulunacağı ile ilgili işaret akış şeması gösterilmektedir.

Sektörün belirlenmesinden sonra, sektör içindeki alt üçgenin bulunması gerekmektedir. Bu amaçla ampirik bir formülden yararlanılmaktadır. Formül içinde kullanılan değişkenler, I', II' ve III' değişkenlerinin tamsayı değerleridir.

$$I_{tam} = \text{tamsayı}(I') \quad (6.11)$$

$$II_{tam} = \text{tamsayı}(II') \quad (6.12)$$

$$III_{tam} = \text{tamsayı}(III') \quad (6.13)$$



Şekil 6.2 Uzay vektör diyagramı içinde gerilim vektörünün içinde olduğu sektörün bulunmasına ait akış şeması

Şekil 6.1’de görüldüğü üzere birinci sektörde, s-1 adet satır bulunmaktadır. Her satırın başında bulunan üçgenin numarası biliniyor ise, hesaplanacak offset değeri ile vektör ucunun hangi alt üçgen içinde olduğu bulunacaktır. Offset değerinin hesaplama

gerekliliği, geri kalan beş sektör için de geçerlidir. Bahsedilen bu offset değeri, (6.11), (6.12) ve (6.13) ile elde edilecek çeşitli kombinasyonlar ile altı sektör için bulunabilir. Offset değerinin bulunmasından sonra ilk üçgen numarasına bu değeri eklenecektir. İlk üçgen numarasının bir dizide kaydedildiği durumda, yine (6.11), (6.12) ya da (6.13) ile elde edilen değerlerden birisi kullanılarak bu dizinin elemanı bulunabilir. Bu hesaplamanın sektör bazında nasıl yapılacağı Çizelge 6.1’de gösterilmiştir. Kullanılan ampirik formülün sağlaması dört seviyeli bir dönüştürücüye uygulanmış ve Çizelge 6.2’de ayrıntılı olarak gösterilmiştir.

Çizelge 6.1 Alt sektör için alt üçgen hesaplamasında kullanılacak formüller

Sektör	Üçgen Numarası
I	$ilk_üçgen[I_{tam}] + III_{tam} + II_{tam} - I_{tam}$
II	$ilk_üçgen[II_{tam}] + III_{tam} + I_{tam} - II_{tam}$
III	$ilk_üçgen[III_{tam}] + II_{tam} + I_{tam} - III_{tam}$
IV	$ilk_üçgen[I_{tam}] + III_{tam} + II_{tam} - I_{tam}$
V	$ilk_üçgen[II_{tam}] + III_{tam} + I_{tam} - II_{tam}$
VI	$ilk_üçgen[III_{tam}] + II_{tam} + I_{tam} - III_{tam}$

Çizelge 6.1’de verilen formüllerin sağlaması aşağıda Şekil 6.3’de verilen dört seviyeli uzay vektör diyagramı referans alınarak yapılmıştır. Örneğin, birinci sektörde seçilmiş olan işaretli nokta koordinatları $(1/3V_{dc}, \sqrt{3}/6V_{dc})$ şeklinde olsun. İlk_üçgen isimli olarak tanımlayacağımız dizinin elemanları (6.2) kullanılarak (6.14) ile ifade edilebilir. (6.4), (6.5), (6.6), (6.7) ve (6.8) ile I', II', ve III' değışkenleri (6.15) ile gösterildiği gibi elde edilir. Üçgen numarası ise Çizelge 6.1’de belirtilen formüllerden birisinin sonucu, uygun sektör numarası seçilerek (6.16) ile verildiği gibi hesaplanabilir. Çizelge 6.2’de alt sektör için alt üçgen hesaplamasında kullanılacak parametreler detaylı olarak verilmiştir.

$$ilk_üçgen[3] = \{1, 6, 9\} \quad (6.14)$$

$$(I', II', III') = \left(\frac{3}{2}, \frac{3}{4}, \frac{9}{4} \right) \quad (6.15)$$

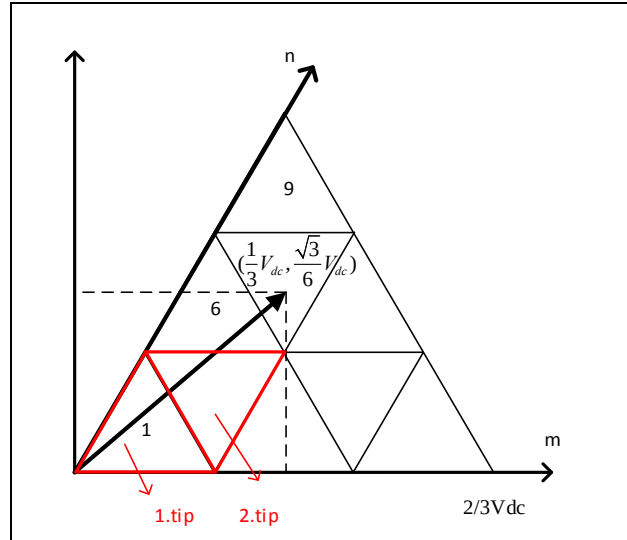
$$üçgen_no = 6 + 2 + 0 - 1 = 7 \quad (6.16)$$

Çizelge 6.2 Alt sektör için alt üçgen hesaplamasında kullanılacak parametreler

Sektör I – Sektör IV					Sektör II – Sektör IV					Sektör III – Sektör VI				
I_{tam}	II_{tam}	III_{tam}	ilk	Üçgen	I_{tam}	II_{tam}	III_{tam}	ilk	Üçgen	I_{tam}	II_{tam}	III_{tam}	ilk	Üçgen
0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1
0	0	1	1	2	1	0	0	1	2	0	1	0	1	2
0	1	1	1	3	1	0	1	1	3	1	1	0	1	3
0	1	2	1	4	2	0	1	1	4	1	2	0	1	4
0	2	2	1	5	2	0	2	1	5	2	2	0	1	5
1	0	1	6	6	1	1	0	6	6	0	1	1	6	6
1	0	2	6	7	2	1	0	6	7	0	2	1	6	7
1	1	2	6	8	2	1	1	6	8	1	2	1	6	8
2	0	2	9	9	2	2	0	9	9	0	2	2	9	9

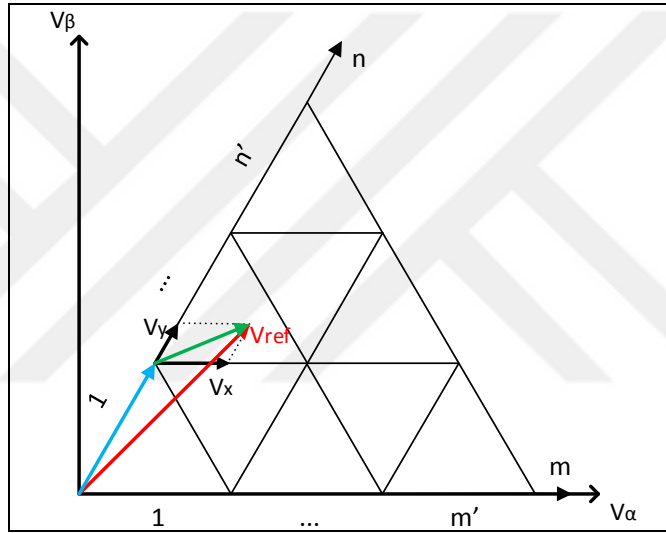
6.1.3 Referans Vektör İçin Sürelerin Hesaplanması

Referans vektörün uç noktasının hangi alt üçgen içinde olduğu bulunduğundan sonra vektör sürelerinin hesaplaması yapılabilir. Şekil 6.3'te gösterildiği gibi alt üçgenler kendi içinde iki tip olarak tanımlanır. Bunlardan birincisi, alt kenarı m vektörü ile paralel olan "1.tip" üçgendir. Diğer tip ise "1. tip" üçgenin yanında bulunan ve "2. tip" olarak adlandırılan üçgendir. "1.tip" üçgenler, her satır için bulunan offsetin çift olan değeri, "2.tip" üçgen ise offset değerinin tek olan değerine karşılık gelmektedir.

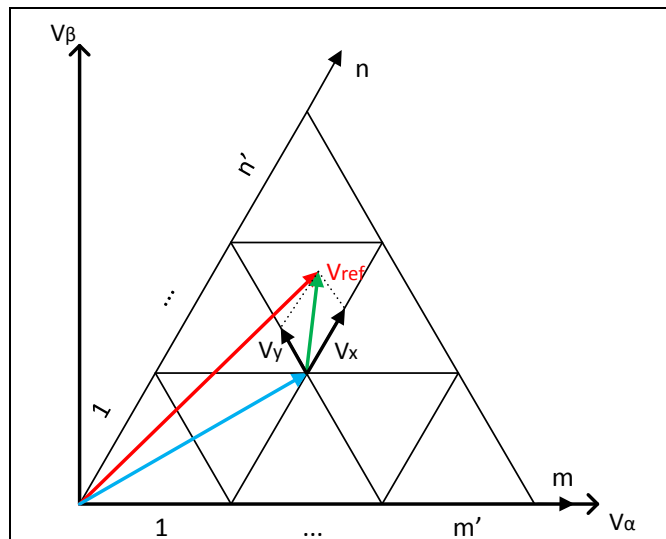


Şekil 6.3 Alt üçgen tiplerinin gösterimi

Alt üçgen tespiti yapıldıktan sonra, referans vektörün içinde bulunduğu üçgene en yakın vektörler ile tekrar oluşturularak zaman sürelerinin hesaplanması gerekmektedir. Şekil 6.4'te, referans vektörün "1.tip" üçgenler içinde olması durumunda, vektör zamanlarının hesaplanması için seçilecek vektör tipi gösterilmektedir. Görüleceği üzere, mavi vektör ile yeşil vektörün vektörel toplamaları kırmızı renkli referans gerilim vektörünü sağlamaktadır. Şekil 6.5 ve Şekil 6.6'da "2.tip" üçgenler için referans vektörün nasıl oluşturulacağı vektörel olarak gösterilmektedir. "2.tip" üçgende iki farklı seçenek bulunmaktadır. Hangi seçeneğin uygun olacağı, kondansatör orta nokta gerilim dengesi için oluşturulacak algoritma ile belirlenmektedir ve 7. Bölümde bu konuya değinilecektir.



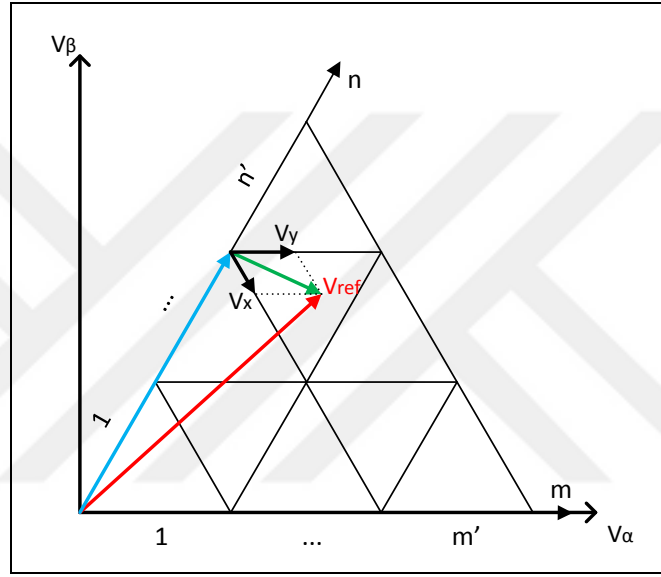
Şekil 6.4 "1.tip" üçgen için referans vektörün oluşturulması



Şekil 6.5 "2.tip.a" üçgen için referans vektörün oluşturulması

Referans vektörün bulunması, birinci sektör için gösterilmiş olmakla birlikte geri kalan diğer sektörler için de aynı olacaktır. Tek koşul; Şekil 6.4'ten Şekil 6.6'ya kadar olan çizimler, saat yönünün tersine altmışar derece döndürülmelidir, dolayısıyla offset vektörleri de bu dönüşe bağlı olarak altmışar derece dönmektedir. Döndürme işlemi sırasında m ve n vektörleri de dönmektedir ve saat yönünün tersine dönme işlemi gerçekleştiğinden, her seferinde m vektörü n vektörünü takip etmektedir.

Yeşil ile gösterilen vektörlerin başlangıç noktalarının bulunduğu üçgenleri kullanarak tanımlanan t_a ve t_b süreleri vektörler için zamanların elde edilmesini sağlamaktadır.



Şekil 6.6 “2.tip.b” üçgen için referans vektörün oluşturulması

S-seviyeli bir dönüştürücü için durum vektör diyagramındaki her bir alt üçgenin kenar uzunluğunu (6.17) ile tanımlamak mümkündür.

$$V_r = \frac{2}{3} V_{dc} \frac{T_s}{(s-1)} \quad (6.17)$$

Bu durumda, m vektörü üzerinde gidilmesi gereken offset vektörü miktarını m' ve n vektörü üzerinde gidilmesi gereken offset vektörü miktarını n' olarak tanımlamamız durumunda, $V_{\alpha,\beta}$ vektörleri sektör bazında ve bu sektörlerdeki üçgen tipine göre aşağıdaki formüllerle yazılabilir.

Sektör 1:

Bu sektörde, $m'=II_{tam}$ ve $n'=I_{tam}$ eşitliği mevcuttur. “2.tip” üçgenler için (6.18) geçerlidir.

$$III_{tam} = m' + n' + 1 \quad (6.18)$$

“1.tip” üçgen için (6.17) denklemi, (6.19) ve (6.20)’de yerine konulup denklem çözülür ise (6.21) ve (6.22) elde edilir.

$$V_{\alpha} = \left(m' + \frac{n'}{2} \right) V_{\tau} + \frac{t_x}{T_s} V_{\tau} + \frac{1}{2} \frac{t_y}{T_s} V_{\tau} \quad (6.19)$$

$$V_{\beta} = \sqrt{3} \left(\frac{n'}{2} \right) V_{\tau} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{t_y}{T_s} V_{\tau} \quad (6.20)$$

$$t_x = \left(3V_{\alpha} - \sqrt{3}V_{\beta} \right) \frac{1}{2} (s-1) \frac{T_s}{V_{dc}} - m' T_s \quad (6.21)$$

$$t_y = \left(\sqrt{3}V_{\beta} \right) (s-1) \frac{T_s}{V_{dc}} - n' T_s \quad (6.22)$$

“2.tip.a” üçgen için (6.17) denklemi, (6.23) ve (6.24)’te yerine konulup denklem çözülür ise (6.25) ve (6.26) elde edilir.

$$V_{\alpha} = \left(m' + 1 + \frac{n'}{2} \right) V_{\tau} + \frac{1}{2} \frac{t_x}{T_s} V_{\tau} - \frac{1}{2} \frac{t_y}{T_s} V_{\tau} \quad (6.23)$$

$$V_{\beta} = \sqrt{3} \left(\frac{n'}{2} \right) V_{\tau} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{t_x}{T_s} V_{\tau} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{t_y}{T_s} V_{\tau} \quad (6.24)$$

$$t_x = \left(3V_{\alpha} + \sqrt{3}V_{\beta} \right) \frac{1}{2} (s-1) \frac{T_s}{V_{dc}} - (m' + n' + 1) T_s \quad (6.25)$$

$$t_y = (m' + 1) T_s - \left(3V_{\alpha} - \sqrt{3}V_{\beta} \right) \frac{1}{2} (s-1) \frac{T_s}{V_{dc}} \quad (6.26)$$

“2.tip.b” üçgen için (6.17) denklemi, (6.27) ve (6.28)’de yerine konulup denklem çözülür ise (6.29) ve (6.30) elde edilir.

$$V_{\alpha} = \left(m' + \frac{n'+1}{2} \right) V_{\tau} + \frac{1}{2} \frac{t_x}{T_s} V_{\tau} + \frac{t_y}{T_s} V_{\tau} \quad (6.27)$$

$$V_{\beta} = \sqrt{3} \left(\frac{n'+1}{2} \right) V_{\tau} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{t_x}{T_s} V_{\tau} \quad (6.28)$$

$$t_x = (n'+1)T_s - \left(\sqrt{3}V_{\beta} \right) (s-1) \frac{T_s}{V_{dc}} \quad (6.29)$$

$$t_y = \left(3V_{\alpha} + \sqrt{3}V_{\beta} \right) \frac{1}{2} (s-1) \frac{T_s}{V_{dc}} - (m' + n' + 1)T_s \quad (6.30)$$

Sektör 2:

Bu sektörde, $m' = III_{tam}$ ve $n' = II_{tam}$ eşitliği mevcuttur. “2.tip” üçgenler için (6.31) geçerlidir.

$$I_{tam} = m' + n' + 1 \quad (6.31)$$

“1.tip” üçgen için (6.17) denklemi, (6.32) ve (6.33)’de yerine konulup denklem çözülür ise (6.34) ve (6.35) elde edilir.

$$V_{\alpha} = \left(\frac{m' - n'}{2} \right) V_{\tau} + \frac{1}{2} \frac{t_x}{T_s} V_{\tau} - \frac{1}{2} \frac{t_y}{T_s} V_{\tau} \quad (6.32)$$

$$V_{\beta} = \sqrt{3} \left(\frac{m' + n'}{2} \right) V_{\tau} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{t_x}{T_s} V_{\tau} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{t_y}{T_s} V_{\tau} \quad (6.33)$$

$$t_x = \left(3V_{\alpha} + \sqrt{3}V_{\beta} \right) \frac{1}{2} (s-1) \frac{T_s}{V_{dc}} - m'T_s \quad (6.34)$$

$$t_y = \left(3V_{\alpha} - \sqrt{3}V_{\beta} \right) \frac{1}{2} (s-1) \frac{T_s}{V_{dc}} - n'T_s \quad (6.35)$$

“2.tip.a” üçgen için (6.17) denklemi, (6.36) ve (6.37)’de yerine konulup denklem çözülür ise (6.38) ve (6.39) elde edilir.

$$V_{\alpha} = \left(\frac{m' - n' + 1}{2} \right) V_{\tau} - \frac{1}{2} \frac{t_x}{T_s} V_{\tau} - \frac{t_y}{T_s} V_{\tau} \quad (6.36)$$

$$V_{\beta} = \sqrt{3} \left(\frac{m' + n' + 1}{2} \right) V_{\tau} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{t_x}{T_s} V_{\tau} \quad (6.37)$$

$$t_x = \left(\sqrt{3} V_{\beta} \right) (s - 1) \frac{T_s}{V_{dc}} - (m' + n' + 1) T_s \quad (6.38)$$

$$t_y = (m' + 1) T_s - \left(3V_{\alpha} + \sqrt{3} V_{\beta} \right) \frac{1}{2} (s - 1) \frac{T_s}{V_{dc}} \quad (6.39)$$

“2.tip.b” üçgen için (6.17) denklemi, (6.40) ve (6.41)’de yerine konulup denklem çözülür ise (6.42) ve (6.43) elde edilir.

$$V_{\alpha} = \left(\frac{m' - n' - 1}{2} \right) V_{\tau} + \frac{t_x}{T_s} V_{\tau} + \frac{1}{2} \frac{t_y}{T_s} V_{\tau} \quad (6.40)$$

$$V_{\beta} = \sqrt{3} \left(\frac{m' + n' + 1}{2} \right) V_{\tau} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{t_y}{T_s} V_{\tau} \quad (6.41)$$

$$t_x = (n' + 1) T_s - \left(3V_{\alpha} - \sqrt{3} V_{\beta} \right) \frac{1}{2} (s - 1) \frac{T_s}{V_{dc}} \quad (6.42)$$

$$t_y = \left(\sqrt{3} V_{\beta} \right) (s - 1) \frac{T_s}{V_{dc}} - (m' + n' + 1) T_s \quad (6.43)$$

Sektör 3:

Bu sektörde, $m' = I_{tam}$ ve $n' = III_{tam}$ eşitliği mevcuttur. “2.tip” üçgenler için (6.44) geçerlidir.

$$II_{tam} = m' + n' + 1 \quad (6.44)$$

“1.tip” üçgen için (6.17) denklemi, (6.45) ve (6.46)’da yerine konulup denklem çözülür ise (6.47) ve (6.48) elde edilir.

$$V_{\alpha} = -\left(\frac{m'}{2} + n'\right)V_{\tau} - \frac{1}{2}\frac{t_x}{T_s}V_{\tau} - \frac{t_y}{T_s}V_{\tau} \quad (6.45)$$

$$V_{\beta} = \sqrt{3}\left(\frac{m'}{2}\right)V_{\tau} + \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{t_x}{T_s}V_{\tau} \quad (6.46)$$

$$t_x = -\left(3V_{\alpha} + \sqrt{3}V_{\beta}\right)\frac{1}{2}(s-1)\frac{T_s}{V_{DC}} - n'T_s \quad (6.47)$$

$$t_y = \left(\sqrt{3}V_{\beta}\right)(s-1)\frac{T_s}{V_{dc}} - m'T_s \quad (6.48)$$

“2.tip.a” üçgen için (6.17) denklemi, (6.49) ve (6.50)’de yerine konulup denklem çözülür ise (6.51) ve (6.52) elde edilir.

$$V_{\alpha} = -\left(\frac{m'+1}{2} + n'\right)V_{\tau} - \frac{t_x}{T_s}V_{\tau} - \frac{1}{2}\frac{t_y}{T_s}V_{\tau} \quad (6.49)$$

$$V_{\beta} = -\sqrt{3}\left(\frac{m'+1}{2}\right)V_{\tau} - \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{t_y}{T_s}V_{\tau} \quad (6.50)$$

$$t_x = -\left(3V_{\alpha} - \sqrt{3}V_{\beta}\right)\frac{1}{2}(s-1)\frac{T_s}{V_{dc}} - (m' + n' + 1)T_s \quad (6.51)$$

$$t_y = (m' + 1)T_s - \left(\sqrt{3}V_{\beta}\right)(s-1)\frac{T_s}{V_{dc}} \quad (6.52)$$

“2.tip.b” üçgen için (6.17) denklemi, (6.53) ve (6.54)’de yerine konulup denklem çözülür ise (6.55) ve (6.56) elde edilir.

$$V_{\alpha} = -\left(\frac{m'}{2} + n' + 1\right)V_{\tau} + \frac{1}{2}\frac{t_x}{T_s}V_{\tau} - \frac{1}{2}\frac{t_y}{T_s}V_{\tau} \quad (6.53)$$

$$V_{\beta} = \sqrt{3} \left(\frac{m'}{2} \right) V_{\tau} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{t_x}{T_s} V_{\tau} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{t_y}{T_s} V_{\tau} \quad (6.54)$$

$$t_x = (n'+1)T_s + \left(3V_{\alpha} + \sqrt{3}V_{\beta} \right) \frac{1}{2} (s-1) \frac{T_s}{V_{dc}} \quad (6.55)$$

$$t_y = - \left(3V_{\alpha} - \sqrt{3}V_{\beta} \right) \frac{1}{2} (s-1) \frac{T_s}{V_{dc}} - (m' + n' + 1)T_s \quad (6.56)$$

Sektör 4:

Bu sektörde, $m' = I_{\text{tam}}$ ve $n' = I_{\text{tam}}$ eşitliği mevcuttur. “2.tip” üçgenler için (6.57) geçerlidir.

$$III_{\text{tam}} = m' + n' + 1 \quad (6.57)$$

“1.tip” üçgen için (6.17) denklemi, (6.58) ve (6.59)’da yerine konulup denklem çözülür ise (6.60) ve (6.61) elde edilir.

$$V_{\alpha} = - \left(m' + \frac{n'}{2} \right) V_{\tau} - \frac{t_x}{T_s} V_{\tau} - \frac{1}{2} \frac{t_y}{T_s} V_{\tau} \quad (6.58)$$

$$V_{\beta} = - \sqrt{3} \left(\frac{n'}{2} \right) V_{\tau} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{t_y}{T_s} V_{\tau} \quad (6.59)$$

$$t_x = - \left(3V_{\alpha} - \sqrt{3}V_{\beta} \right) \frac{1}{2} (s-1) \frac{T_s}{V_{dc}} - m'T_s \quad (6.60)$$

$$t_y = - \left(\sqrt{3}V_{\beta} \right) (s-1) \frac{T_s}{V_{DC}} - n'T_s \quad (6.61)$$

“2.tip.a” üçgen için (6.17) denklemi, (6.62) ve (6.63)’de yerine konulup denklem çözülür ise (6.64) ve (6.65) elde edilir.

$$V_{\alpha} = - \left(m' + 1 + \frac{n'}{2} \right) V_{\tau} - \frac{1}{2} \frac{t_x}{T_s} V_{\tau} + \frac{1}{2} \frac{t_y}{T_s} V_{\tau} \quad (6.62)$$

$$V_{\beta} = -\sqrt{3}\left(\frac{n'}{2}\right)V_{\tau} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{t_x}{T_S} V_{\tau} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{t_y}{T_S} V_{\tau} \quad (6.63)$$

$$t_x = -\left(3V_{\alpha} + \sqrt{3}V_{\beta}\right)\frac{1}{2}(s-1)\frac{T_S}{V_{dc}} - (m' + n' + 1)T_S \quad (6.64)$$

$$t_y = (m' + 1)T_S + \left(3V_{\alpha} - \sqrt{3}V_{\beta}\right)\frac{1}{2}(s-1)\frac{T_S}{V_{dc}} \quad (6.65)$$

“2.tip.b” üçgen için (6.17) denklemi, (6.66) ve (6.67)’de yerine konulup denklem çözülür ise (6.68) ve (6.69) elde edilir.

$$V_{\alpha} = -\left(m' + \frac{n'+1}{2}\right)V_{\tau} - \frac{1}{2} \frac{t_x}{T_S} V_{\tau} - \frac{t_y}{T_S} V_{\tau} \quad (6.66)$$

$$V_{\beta} = -\sqrt{3}\left(\frac{n'+1}{2}\right)V_{\tau} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{t_x}{T_S} V_{\tau} \quad (6.67)$$

$$t_x = (n' + 1)T_S + \left(\sqrt{3}V_{\beta}\right)(s-1)\frac{T_S}{V_{dc}} \quad (6.68)$$

$$t_y = -\left(3V_{\alpha} + \sqrt{3}V_{\beta}\right)\frac{1}{2}(s-1)\frac{T_S}{V_{dc}} - (m' + n' + 1)T_S \quad (6.69)$$

Sektör 5:

Bu sektörde, $m' = I_{tam}$ ve $n' = I_{tam}$ eşitliği mevcuttur. “2.tip” üçgenler için (6.70) geçerlidir.

$$I_{tam} = m' + n' + 1 \quad (6.70)$$

“1.tip” üçgen için (6.17) denklemi, (6.71) ve (6.72)’de yerine konulup denklem çözülür ise (6.73) ve (6.74) elde edilir.

$$V_{\alpha} = \left(\frac{-m' + n'}{2}\right)V_{\tau} - \frac{1}{2} \frac{t_x}{T_S} V_{\tau} + \frac{1}{2} \frac{t_y}{T_S} V_{\tau} \quad (6.71)$$

$$V_{\beta} = -\sqrt{3}\left(\frac{m'+n'}{2}\right)V_{\tau} - \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{t_x}{T_s}V_{\tau} - \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{t_y}{T_s}V_{\tau} \quad (6.72)$$

$$t_x = -\left(3V_{\alpha} + \sqrt{3}V_{\beta}\right)\frac{1}{2}(s-1)\frac{T_s}{V_{dc}} - m'T_s \quad (6.73)$$

$$t_y = -\left(3V_{\alpha} - \sqrt{3}V_{\beta}\right)\frac{1}{2}(s-1)\frac{T_s}{V_{dc}} - n'T_s \quad (6.74)$$

2.tip.a" üçgen için (6.17) denklemi, (6.75) ve (6.76)'da yerine konulup denklem çözülür ise (6.77) ve (6.78) elde edilir.

$$V_{\alpha} = -\left(\frac{m'-n'+1}{2}\right)V_{\tau} + \frac{1}{2}\frac{t_x}{T_s}V_{\tau} + \frac{t_y}{T_s}V_{\tau} \quad (6.75)$$

$$V_{\beta} = -\sqrt{3}\left(\frac{m'+n'+1}{2}\right)V_{\tau} - \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{t_x}{T_s}V_{\tau} \quad (6.76)$$

$$t_x = -\left(\sqrt{3}V_{\beta}\right)(s-1)\frac{T_s}{V_{dc}} - (m'+n'+1)T_s \quad (6.77)$$

$$t_y = (m'+1)T_s + \left(3V_{\alpha} + \sqrt{3}V_{\beta}\right)\frac{1}{2}(s-1)\frac{T_s}{V_{dc}} \quad (6.78)$$

"2.tip.b" üçgen için (6.17) denklemi, (6.79) ve (6.80)'de yerine konulup denklem çözülür ise (6.81) ve (6.82) elde edilir.

$$V_{\alpha} = -\left(\frac{m'-n'-1}{2}\right)V_{\tau} - \frac{t_x}{T_s}V_{\tau} - \frac{1}{2}\frac{t_y}{T_s}V_{\tau} \quad (6.79)$$

$$V_{\beta} = -\sqrt{3}\left(\frac{m'+n'+1}{2}\right)V_{\tau} - \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{t_y}{T_s}V_{\tau} \quad (6.80)$$

$$t_x = (n'+1)T_s - \left(3V_{\alpha} - \sqrt{3}V_{\beta}\right)\frac{1}{2}(s-1)\frac{T_s}{V_{dc}} \quad (6.81)$$

$$t_y = -(\sqrt{3}V_\beta)(s-1)\frac{T_s}{V_{dc}} - (m' + n' + 1)T_s \quad (6.82)$$

Sektör 6:

Bu sektörde, $m' = I_{tam}$ ve $n' = III_{tam}$ eşitliği mevcuttur. “2.tip” üçgenler için (6.83) geçerlidir.

$$II_{tam} = m' + n' + 1 \quad (6.83)$$

“1.tip” üçgen için (6.17) denklemi, (6.84) ve (6.85)’de yerine konulup denklem çözülür ise (6.86) ve (6.87) elde edilir.

$$V_\alpha = \left(\frac{m'}{2} + n'\right)V_\tau + \frac{1}{2}\frac{t_x}{T_s}V_\tau + \frac{t_y}{T_s}V_\tau \quad (6.84)$$

$$V_\beta = -\sqrt{3}\left(\frac{m'}{2}\right)V_\tau - \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{t_x}{T_s}V_\tau \quad (6.85)$$

$$t_x = \left(3V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta\right)\frac{1}{2}(s-1)\frac{T_s}{V_{dc}} - n'T_s \quad (6.86)$$

$$t_y = -(\sqrt{3}V_\beta)(s-1)\frac{T_s}{V_{dc}} - m'T_s \quad (6.87)$$

“2.tip.a” üçgen için (6.17) denklemi, (6.88) ve (6.89)’da yerine konulup denklem çözülür ise (6.90) ve (6.91) elde edilir.

$$V_\alpha = \left(\frac{m'+1}{2} + n'\right)V_\tau + \frac{t_x}{T_s}V_\tau + \frac{1}{2}\frac{t_y}{T_s}V_\tau \quad (6.88)$$

$$V_\beta = -\sqrt{3}\left(\frac{m'+1}{2}\right)V_\tau + \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{t_y}{T_s}V_\tau \quad (6.89)$$

$$t_x = \left(3V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta\right)\frac{1}{2}(s-1)\frac{T_s}{V_{dc}} - (m' + n' + 1)T_s \quad (6.90)$$

$$t_y = (m'+1)T_s + (\sqrt{3}V_\beta)(s-1)\frac{T_s}{V_{dc}} \quad (6.91)$$

“2.tip.b” üçgen için (6.17) denklemi, (6.92) ve(6.93)’de yerine konulup denklem çözülür ise (6.94) ve (6.95) elde edilir.

$$V_\alpha = \left(\frac{m'}{2} + n' + 1\right)V_\tau - \frac{1}{2}\frac{t_x}{T_s}V_\tau + \frac{1}{2}\frac{t_y}{T_s}V_\tau \quad (6.92)$$

$$V_\beta = -\sqrt{3}\left(\frac{m'}{2}\right)V_\tau - \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{t_x}{T_s}V_\tau - \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{t_y}{T_s}V_\tau \quad (6.93)$$

$$t_x = (n'+1)T_s - \left(3V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta\right)\frac{1}{2}(s-1)\frac{T_s}{V_{dc}} \quad (6.94)$$

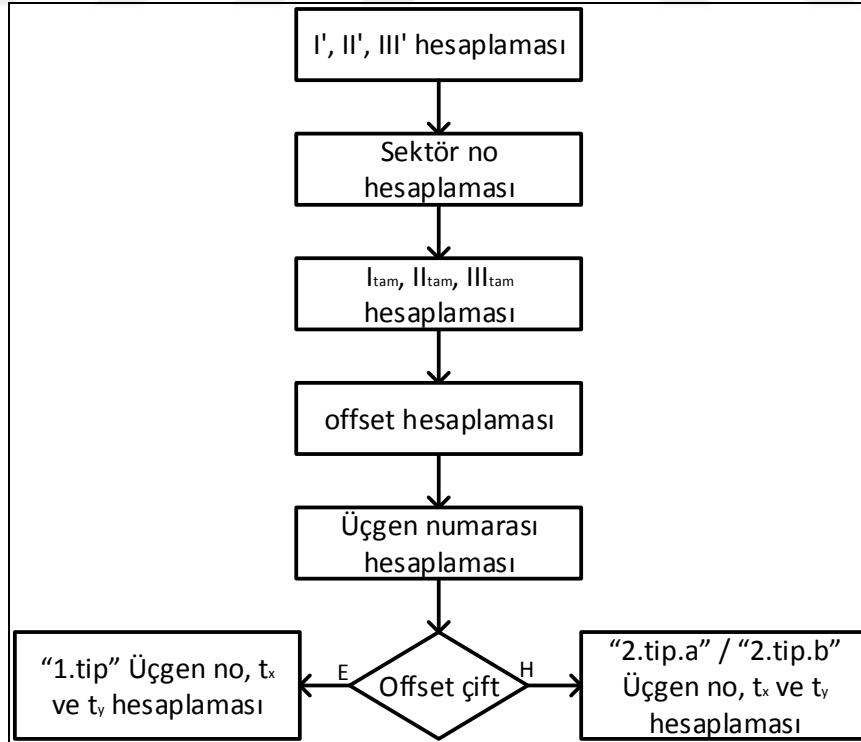
$$t_y = \left(3V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta\right)\frac{1}{2}(s-1)\frac{T_s}{V_{dc}} - (m' + n' + 1)T_s \quad (6.95)$$

Tüm sektörlerdeki üçgen tiplerine göre hesaplanan vektör süreleri, m' ve n' değişkenlerinin değerlerinin I_{tam} , II_{tam} ya da III_{tam} değerleri belirtilerek Çizelge 6.3’te gösterilmiştir. Görüleceği üzere, I', II' ve III' değerlerinin hesaplaması ile sektör içindeki üçgenin bulunması ve bu değerlerden elde edilen I_{tam} , II_{tam} ve III_{tam} değerleri ile vektör sürelerinin hesaplanması olabildiğince kolaylaşmıştır.

Çizelge 6.3 Tüm sektörlerdeki üçgen tiplerine göre hesaplanan vektör süreleri

Sektör	"1.tip" Üçgen	"2.tip.a" Üçgen	"2.tip.b" Üçgen
I	$t_x = (II' - II_{tam})T_s$ $t_y = (I' - I_{tam})T_s$	$t_x = (III' - III_{tam})T_s$ $t_y = (II_{tam} + 1 - II')T_s$	$t_x = (I_{tam} + 1 - I')T_s$ $t_y = (III' - III_{tam})T_s$
II	$t_x = (III' - III_{tam})T_s$ $t_y = (II' - II_{tam})T_s$	$t_x = (I' - I_{tam})T_s$ $t_y = (III_{tam} + 1 - III')T_s$	$t_x = (II_{tam} + 1 - II')T_s$ $t_y = (I' - I_{tam})T_s$
III	$t_x = (I' - I_{tam})T_s$ $t_y = (III' - III_{tam})T_s$	$t_x = (II' - II_{tam})T_s$ $t_y = (I_{tam} + 1 - I')T_s$	$t_x = (III_{tam} + 1 - III')T_s$ $t_y = (II' - II_{tam})T_s$
IV	$t_x = (II' - II_{tam})T_s$ $t_y = (I' - I_{tam})T_s$	$t_x = (III' - III_{tam})T_s$ $t_y = (II_{tam} + 1 - II')T_s$	$t_x = (I_{tam} + 1 - I')T_s$ $t_y = (III' - III_{tam})T_s$
V	$t_x = (III' - III_{tam})T_s$ $t_y = (II' - II_{tam})T_s$	$t_x = (I' - I_{tam})T_s$ $t_y = (III_{tam} + 1 - III')T_s$	$t_x = (II_{tam} + 1 - II')T_s$ $t_y = (I' - I_{tam})T_s$
VI	$t_x = (I' - I_{tam})T_s$ $t_y = (III' - III_{tam})T_s$	$t_x = (II' - II_{tam})T_s$ $t_y = (I_{tam} + 1 - I')T_s$	$t_x = (III_{tam} + 1 - III')T_s$ $t_y = (II' - II_{tam})T_s$

Şekil 6.7’de, anlatılan ve bu tezde geliştirilmiş olan çok seviyeli dönüştürücüler için genelleştirilmiş uzay vektör modülasyonu algoritmasının işaret akış şeması gösterimi bulunmaktadır.



Şekil 6.7 Çok seviyeli dönüştürücüler için genelleştirilmiş uzay vektör modülasyonu yönteminin akış şeması

GELİŞTİRİLEN YENİ SVPWM YÖNTEMİ İLE ÜÇ SEVİYELİ ŞEBEKE BAĞLANTILI DÖNÜŞTÜRÜCÜ UYGULAMA DEVRESİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Bu tezde önerilen çok seviyeli dönüştürücüler için geliştirilmiş uzay vektör modülasyonu hesap algoritmasına ait yeni matematiksel yöntemini gerçeklenmesi amacıyla üç seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücü tasarımı ve uygulaması yapılmıştır.

İki seviyeli dönüştürücü devresindeki kontrol kartı ve güç kaynağı, üç seviyeli dönüştürücü devresi gerçeklenirken de aynen kullanılmıştır. Bu sayede, bu tezde önerilen çok seviyeli dönüştürücüler için geliştirilmiş uzay vektör modülasyonu yönteminin, gerçekten de, kaynakların ciddi anlamda harcanmasına gerek kalmadan basit bir şekilde yalnızca kullanılacak topoloji değiştirilerek, iki seviyeli dönüştürücü tasarımıyla türetilebileceği gösterilebilmektedir.

Bu bölümde, ilk önce önerilen yöntem için üç seviyeli dönüştürücünün benzetim çalışması yapılmıştır. Devamında ise, gerçekleştirilen tasarım ile ilgili bilgiler verilmiş ve devrenin çalıştırılması ile elde edilen deneysel sonuçlar sunulmuştur.

7.1 Üç Seviyeli Şebeke Bağlantılı Dönüştürücünün Benzetimi

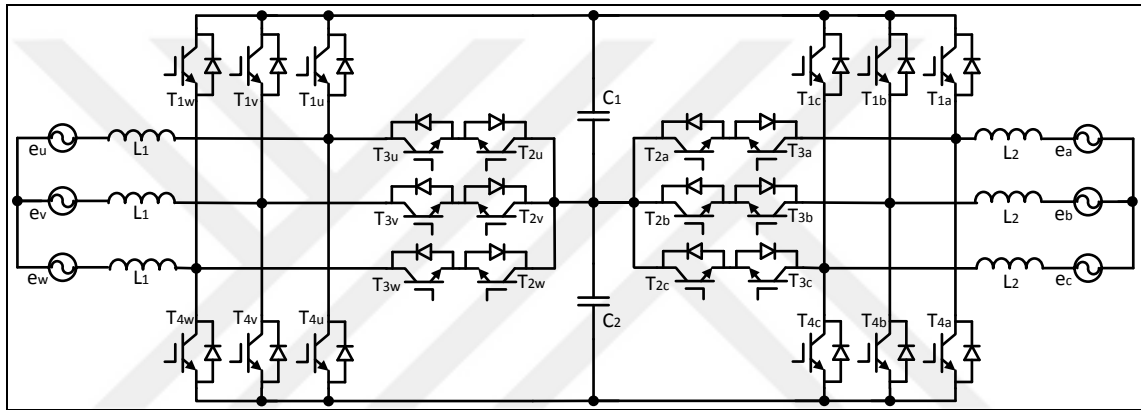
7.1.1 Üç Seviyeli Şebeke Bağlantılı Dönüştürücünün Kapalı Çevrim Benzetimi

Topolojisi Şekil 7.1’de verilen üç seviyeli sırt sırta bağlı iki adet dönüştürücü ile oluşturulan sistemin benzetimi gerçekleştirilmiştir. Bu dönüştürücülerden birincisi, gerilim kaynaklı akım kontrollü dönüştürücü olarak çalışmaktadır. Görevi, şebekeden reaktif güç çekilmesine izin vermeden ve şebekeye olabildiğince az harmonik yayılımını

sağlayacak şekilde DC hat kondansatörünün gerilimini sabit tutmaktır. Gerilim kaynaklı akım kontrollü dönüştürücünün en büyük avantajı çift yönlü çalıştırılarak, DC hat gerilimindeki azalma/artmaya bağlı olarak şebekeden güç faktörünü -1/1 yapacak şekilde akım çekilmesini/aktarılmasını sağlayabilmesidir.

İkinci dönüştürücü ise, gerilim kontrollü akım kaynağı olarak çalıştırılmaktadır. Görevi, şebekeden aktif veya reaktif akım çekilerek DC hat kondansatör gerilimini değiştirmek, dolayısıyla gerilim kaynaklı akım kontrollü dönüştürücünün hangi çalışma modunda olacağı konusunda sistemin test edilmesini sağlamaktır.

Kontrol stratejisi, iki seviyeli dönüştürücü için kullanılan kontrol stratejisi ile aynıdır.



Şekil 7.1 Üç seviyeli sırt sırta bağlı dönüştürücü

7.1.1.1 Üç Seviyeli SVPWM'in Elde Edilmesi

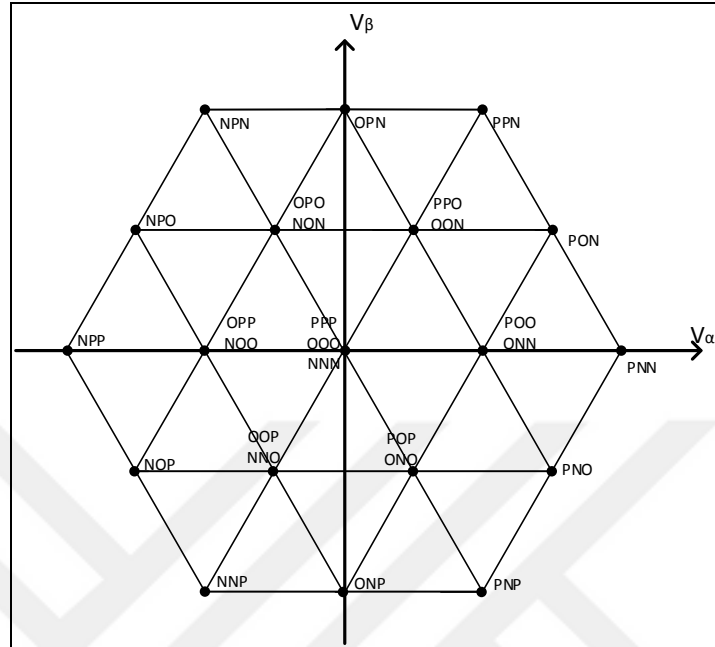
Üç seviyeli topoloji için SVPWM uygulaması, bu tezde önerilen çok seviyeli dönüştürücüler için genelleştirilmiş uzay vektör modülasyonu yöntemi ile sağlanmıştır. İlk olarak, uzay vektör diyagramında, her satırın başında bulunan "1.tip" üçgen numaraları (6.2) formülü ile bulunmuştur. Elde edilen sonuç (7.1)'de gösterilmiştir.

$$\text{ilk_üçgen}[2] = \{1, 4\} \quad (7.1)$$

(6.4), (6.5), (6.6), (6.7) ve (6.8) kullanılarak; I', II' ve III', I_{ışaret} ve III_{ışaret} değişkenleri, her nahtarlama periyodu için kontrol devresi tarafından hesaplanmıştır. I', II' ve III' kullanılarak I_{tam}, II_{tam} ve III_{tam} değerleri hesaplanmıştır.

V_β, I_{ışaret} ve III_{ışaret} değişkenleri kullanılarak sektör değeri elde edilmiştir. Ardından, referans vektörün uç noktasının yeri, içinde bulunan sektöre bağlı olarak ve I_{tam}, II_{tam} ile

I_{tam} değerleri kullanılarak önce offset değeri sonrasında da Çizelge 6.1’de verilen formüllerden birisi kullanılarak üçgen numarası bulunmuştur. Çizelge 6.3’te verilen formüller kullanılarak vektör süreleri bulunmuştur.



Şekil 7.2 Üç seviyeli dönüştürücü için uzay vektör diyagramı

Her alt üçgen için, vektör sürelerinden yararlanılarak üç seviyeli dönüştürücüde anahtar elemanların görev süreleri belirlenmelidir. Bu işlemde referans vektörün içinde bulunduğu en yakın vektörleri oluşturan durum değişkenlerinden, her seferinde yalnızca bir adet durumun değişmesi göz önüne alınarak durum değişken sırası takip edilir.

Şekil 7.2’de üç seviyeli dönüştürücü için verilen durum diyagramı dikkate alındığında her sektördeki üçgen için vektörlere bağlı anahtarlama sırası Çizelge 7.1’de verilmiştir.

Çizelge 7.1 Her sektördeki üçgen için vektörlere bağlı anahtarlama sırası

Sektör	Üçgen 1		Üçgen 2 ("2.tip.a")	Üçgen 2 ("2.tip.b")	Üçgen 3	Üçgen 4
I	OPPPPPPO OOPPPPOO OOOPPOOO	NOOOOOON NNOOOOON NNNOONNN	OOPPPPOO NOOOOOON NNNOONNN	OPPPPPPO OOOPPOOO NNOOOOON	OPPPPPPO NNOOOOON NNNOONNN	OPPPPPPO OOPPPPOO NNNOONNN
II	OOPPPPOO OPPPPPPO OOOPPOOO	NNOOOOON NOOOOOON NNNOONNN	OOOPPOOO OPPPPPPO NNOOOOON	NOOOOOON OOPPPPOO NNNOONNN	OOPPPPOO OPPPPPPO NNNOONNN	NNOOOOON OPPPPPPO NNNOONNN
III	OOOPPOOO OPPPPPPO OOPPPPOO	NNNOONNN NOOOOOON NNOOOOON	NNNOONNN OOPPPPOO NOOOOOON	NNOOOOON OPPPPPPO OOOPPOOO	NNNOONNN OPPPPPPO NNOOOOON	NNNOONNN OPPPPPPO OOPPPPOO
IV	OOOPPOOO OOPPPPOO OPPPPPPO	NNNOONNN NNOOOOON NOOOOOON	NNOOOOON OOOPPOOO OPPPPPPO	NNNOONNN NOOOOOON OOPPPPOO	NNNOONNN OOPPPPOO OPPPPPPO	NNNOONNN NNOOOOON OPPPPPPO
V	OOPPPPOO OOOPPOOO OPPPPPPO	NNOOOOON NNNOONNN NOOOOOON	NNOOOOON NNNOONNN OOPPPPOO	OOOPPOOO NNOOOOON OPPPPPPO	NNOOOOON NNNOONNN OPPPPPPO	OOPPPPOO NNNOONNN OPPPPPPO
VI	OPPPPPPO OOOPPOOO OOPPPPOO	NOOOOOON NNNOONNN NNOOOOON	OPPPPPPO NNOOOOON OOOPPOOO	OOPPPPOO NNNOONNN NOOOOOON	OPPPPPPO NNNOONNN OOPPPPOO	OPPPPPPO NNNOONNN NNOOOOON

Durum değişkenleri sırası seçilerek, üç faz için PWM sürelerinin hesabı yapılabilmektedir. D_a , D_b ve D_c sırasıyla A, B ve C fazlarında kullanılan anahtarların görev sürelerini gösterecek şekilde PWM süreleri, Çizelge 7.2’de verilen formüllerle hesaplanabilir.

Bu formüllerde kullanılan t_z değişkeni, durum değişkenleri için tanımlanan sıfır vektörlerini temsil edip (7.2) ile bulunur. T_s anahtarlama periyodunu göstermektedir.

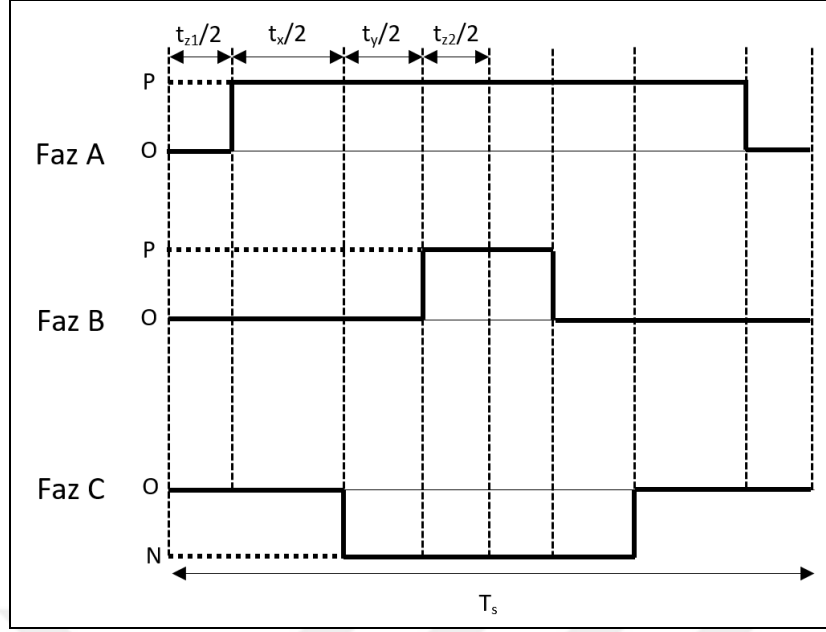
$$t_z = T_s - t_x + t_y \quad (7.2)$$

$$t_z = t_{z1} + t_{z2} \quad (7.3)$$

Şekil 7.3’de uzay vektör modülasyonu uygulanmış üç seviyeli dönüştürücü için elde edilmiş anahtar görev süreleri gösterilmektedir.

Çizelge 7.2 Anahtarların nötr nokta dengesi gözetilmeden görev sürelerinin hesaplanması

	Üçgen 1	Üçgen 2 ("2.tip.a")	Üçgen 2 ("2.tip.b")	Üçgen 3	Üçgen 4
I	$D_a = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_c = \frac{t_z}{2}$	$D_a = t_x + \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_c = \frac{t_z}{2}$	$D_a = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_b = \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_x + \frac{t_z}{2}$	$D_a = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_c = \frac{t_z}{2}$	$D_a = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_c = \frac{t_z}{2}$
II	$D_a = t_x + \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_c = \frac{t_z}{2}$	$D_a = \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_y + \frac{t_z}{2}$	$D_a = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_c = \frac{t_z}{2}$	$D_a = t_x + \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_c = \frac{t_z}{2}$	$D_a = t_x + \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_c = \frac{t_z}{2}$
III	$D_a = \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_y + \frac{t_z}{2}$	$D_a = \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_x + \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$	$D_a = t_x + \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_c = \frac{t_z}{2}$	$D_a = \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_y + \frac{t_z}{2}$	$D_a = \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_y + \frac{t_z}{2}$
IV	$D_a = \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_x + \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$	$D_a = t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_b = \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$	$D_a = \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_y + \frac{t_z}{2}$	$D_a = \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_x + \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$	$D_a = \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_x + \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$
V	$D_a = t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_b = \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$	$D_a = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_b = \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_x + \frac{t_z}{2}$	$D_a = \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_x + \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$	$D_a = t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_b = \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$	$D_a = t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_b = \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$
VI	$D_a = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_b = \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_x + \frac{t_z}{2}$	$D_a = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_b = t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_c = \frac{t_z}{2}$	$D_a = t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_b = \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$	$D_a = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_b = \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_x + \frac{t_z}{2}$	$D_a = t_x + t_y + \frac{t_z}{2}$ $D_b = \frac{t_z}{2}$ $D_c = t_x + \frac{t_z}{2}$



Şekil 7.3 Sektör 1 Üçgen 2 (2.tip.b) için anahtarlama sinyalleri

7.1.1.2 Üç Seviyeli Dönüştürücünün Nötr Nokta Gerilimi Dengesinin Sağlanması

İki seviyeli dönüştürücülerde kullanılan yarı iletken elemanlar, toplam DC hat gerilimini karşılayacak şekilde nominal gerilim değerine uygun olarak seçilmelidir. Anahtarlama elemanları, seri hattaki diğer elemanlar anahtarlendiği anda toplam DC hat geriliminin tamamını üzerlerine almaktadırlar. Bu nedenle iki seviyeli dönüştürücülerin çalışma gerilimleri sınırlıdır.

Diğer taraftan, çok seviyeli dönüştürücüler, toplam çıkış geriliminin belirli bir kısmını oluşturacak şekilde çeşitli ara gerilim seviyelerini referans alan gruplardan oluştuklarından, bu dönüştürücülerde kullanılan elemanlar daha düşük nominal gerilim değeri olan anahtarlama elemanlarından seçilebilmektedir. Örneğin, Şekil 7.1’de gösterilen üç seviyeli T-NPC tipi dönüştürücülerde, yarım köprüyü oluşturan elemanlar tam DC hat gerilimini, nötr hat ile çıkış arasına bağlanan AC anahtar yapıdaki yarı iletken elemanlar ise DC hat geriliminin yarısını karşılayacak şekilde seçilmektedir. Buna karşılık, burada nötr olarak ifade edilen “O” nokta geriliminin kontrol altında tutulması gerekmektedir. Bunun nedeni ise nötr noktaya akacak akım değerlerinin oluşturacağı gerilim değişimlerinin, kullanılan anahtarlama elemanlarının ve kondansatörlerin nominal dayanma gerilimlerini aşabilme ihtimalidir. Aşması durumunda, kullanılan elemanlar zarar görerek, sistem işlevsiz kalacaktır.

Bölüm 4.3.1’de belirtildiği gibi, üç seviyeli uzay vektör diyagramında üç adet sıfır gerilim vektörü (V_0) mevcuttur. Küçük gerilim vektörlerinin (V_1 - V_6) ikişer durumu, orta gerilim vektörlerinin ($V_8, V_{10}, V_{12}, V_{14}, V_{16}, V_{18}$) ve büyük gerilim vektörlerinin ($V_7, V_9, V_{11}, V_{13}, V_{15}, V_{17}$) ise birer durumu bulunmaktadır. Sıfır vektörler ve uzun vektörler, DC hat üstünde bulunan seri kapasitörlerin gerilimlerinin birbirinden bağımsız değişmesine neden olacak şekilde doğrudan nötr noktaya akım akmasına izin vermediklerinden nötr nokta dengesine etkileri bulunmamaktadır. Kısa vektörler ve orta vektörler ise nötr nokta gerilimini doğrudan etkilemektedirler.

Nötr nokta dengesi için üç yöntem uygulamak mümkündür:

- Referans vektörün, bir köşesi altıgenin merkezinde olan birinci üçgen içinde olması durumunda, kondansatör gerilimlerinin eşitlikten sapmasına bağlı olarak negatif DC ile nötr ya da pozitif DC ile nötr arasında anahtarlama yapılır.
- Aynı alt üçgen için tanımlanmış küçük gerilim vektörleri birbirlerinin alternatifi olarak kullanılabilir. Bu kısa vektörler, nötr nokta gerilimine birbirlerinden farklı şekilde etki edebildiklerinden nötr nokta dengesine katkı sağlamaktadırlar.
- Anahtarlama sıralamasında, sıfır vektör olarak tanımlanan vektör süreleri (t_{z1} ya da t_{z2}) değiştirilerek nötr nokta dengesi sağlanmaktadır.

Yukarıda bahsedildiği üzere, nötr nokta dengesinin değişimi, nötr hat üstünden nötr noktasına akan faz akımlarından kaynaklanmaktadır. Bu akımların belirlenmesi ve DC hata bağlı üst ve alt kondansatörlerin arasındaki gerilim farkının hangi tarafa doğru dengesinin bozulduğunun bilinmesi durumunda; referans gerilimin o an içinde bulunduğu alt üçgene, dolayısıyla en yakın vektörlerin oluşturduğu durum değişkenlerine bağlı olarak nötr nokta dengesi sağlanabilir.

Ayrıca bu gereklilik dikkate alınarak, bu tez çalışmasında, nötr nokta gerilimi dengesinin sağlanması için bir algoritma geliştirilmiştir. Algoritma açıklanmadan önce, faz akımlarının birbirlerine göre büyüklüklerinin ve her sektör için durum değişkenlerine göre nötr hattına hangi fazların bağlandığı özetlenecektir. Çizelge 7.3’te, faz akımlarının pozitif/negatif ve birbirlerinden büyük/küçük olmalarına göre gruplandırma yapılmıştır.

Çizelge 7.3 Faz akımlarının gruplandırılması

Durum numaraları	Faz akımlarının büyüklük durumları
1A	$i_a > 0, i_b < 0, i_c < 0, i_c < i_b $
2A	$i_a > 0, i_b < 0, i_c < 0, i_b < i_c $
1B	$i_a < 0, i_b > 0, i_c > 0, i_c < i_b $
2B	$i_a < 0, i_b > 0, i_c > 0, i_b < i_c $
3A	$i_a < 0, i_b > 0, i_c < 0, i_c < i_a $
4A	$i_a < 0, i_b > 0, i_c < 0, i_a < i_c $
3B	$i_a > 0, i_b < 0, i_c > 0, i_c < i_a $
4B	$i_a > 0, i_b < 0, i_c > 0, i_a < i_c $
5A	$i_a < 0, i_b < 0, i_c > 0, i_b < i_a $
6A	$i_a < 0, i_b < 0, i_c > 0, i_a < i_b $
5B	$i_a > 0, i_b > 0, i_c < 0, i_b < i_a $
6B	$i_a > 0, i_b > 0, i_c < 0, i_a < i_b $

Çizelge 7.3 referans alınıp, her sektör için durum değişkenlerine bağlı olarak nötr noktanın yük akımı yönü ile ilişkilendirilmesi ve buna bağlı, C_1 ile C_2 kondansatörlerinin gerilim değişiklikleri her sektör için Çizelge 7.4'ten Çizelge 7.21'e kadar verilmiştir. Bu elde edilen bilgi, nötr nokta dengesi için geliştirilen algoritmanın inşa edilmesi için kullanılmıştır. Her sektör için elde edilen algoritma yapısı, Şekil 7.4'ten Şekil 7.9'a kadar özetlenerek verilmiştir. Bu algoritmalarda " t_{z1+} ", t_{z1} 'in arttırılması gerektiği, " t_{z2+} ", t_{z2} 'nin arttırılması gerektiği anlamına gelmektedir.

Çizelge 7.4 Sektör-1 için durum değişkenlerine bağlı olarak nötr noktanın yük akımı yönü ile ilişkilendirilmesi

Üç Seviyeli Dönüştürücü Çıkış Bağlantıları	1A/2A Durumu	1B/2B Durumu	3A/4A Durumu	3B/4B Durumu	5A/6A Durumu	5B/6B Durumu
(ONN): A fazı: O, B fazı: N, C Fazı: N						
(OON): A fazı: O, B fazı: O, C Fazı: N						
(PON): A fazı: P, B fazı: O, C Fazı: N						
(POO): A fazı: P, B fazı: O, C Fazı: O						
(PPO): A fazı: P, B fazı: P, C Fazı: O						

Çizelge 7.5 Sektör-1 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin değişimi

Faz akımı durumları	ONN	OON	PON	POO	PPO
1A Durumu	C_2 - fazla	C_2 - az	C_1 - fazla	C_1 - fazla	C_1 - az
2A Durumu	C_2 - fazla	C_2 - fazla	C_1 - az	C_1 - fazla	C_1 - fazla
1B Durumu	C_2 + fazla	C_2 + az	C_1 + fazla	C_1 + fazla	C_1 + az
2B Durumu	C_2 + fazla	C_2 + fazla	C_1 + az	C_1 + fazla	C_1 + fazla
3A Durumu	C_2 + fazla	C_2 - az	C_1 + fazla	C_1 + fazla	C_1 - az
4A Durumu	C_2 + az	C_2 - fazla	C_2 - fazla	C_1 + az	C_1 - fazla
3B Durumu	C_2 - fazla	C_2 + az	C_1 - fazla	C_1 - fazla	C_1 + az
4B Durumu	C_2 + az	C_2 - fazla	C_2 - fazla	C_1 + az	C_1 - fazla
5A Durumu	C_2 + fazla	C_2 + fazla	C_2 + az	C_1 + fazla	C_1 + fazla
6A Durumu	C_2 + az	C_2 + fazla	C_2 + fazla	C_1 + az	C_1 + fazla
5B Durumu	C_2 - fazla	C_2 - fazla	C_2 - az	C_1 - fazla	C_1 - fazla
6B Durumu	C_2 - az	C_2 - fazla	C_2 - fazla	C_1 - az	C_1 - fazla

Çizelge 7.6 Sektör-1 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin bir periyot boyunca değişimi

Sektör-1	Üçgen 2 ("2.tip.a")	Üçgen 2 ("2.tip.b")	Üçgen 3	Üçgen 4
Faz akımları ve etkileri	OOPPPPOO NOOOOONN NNNOONNN	OPPPPPPO OOOPPOOO NNOOOONN	OPPPPPPO NNOOOONN NNNOONNN	OPPPPPPO OOOPPPPO NNNOONNN
1A Durumu	$C_{2--}, C_{2-}, C_{1--}, C_{1--}$	$C_{2-}, C_{1--}, C_{1--}, C_{1-}$	$C_{2--}, NE, C_{1--}, C_{1-}$	$C_{2-}, C_{1--}, NE, C_{1-}$
2A Durumu	$C_{2--}, C_{2--}, C_{1-}, C_{1--}$	$C_{2--}, C_{1-}, C_{1--}, C_{1--}$	$C_{2--}, NE, C_{1-}, C_{1--}$	$C_{2--}, C_{1-}, NE, C_{1--}$
1B Durumu	$C_{2++}, C_{2+}, C_{1++}, C_{1++}$	$C_{2+}, C_{1++}, C_{1++}, C_{1++}$	$C_{2++}, NE, C_{1++}, C_{1+}$	$C_{2+}, C_{1++}, NE, C_{1+}$
2B Durumu	$C_{2++}, C_{2++}, C_{1+}, C_{1++}$	$C_{2++}, C_{1+}, C_{1++}, C_{1++}$	$C_{2++}, NE, C_{1+}, C_{1++}$	$C_{2++}, C_{1+}, NE, C_{1++}$
3A Durumu	$C_{2++}, C_{2-}, C_{1++}, C_{1++}$	$C_{2-}, C_{1++}, C_{1++}, C_{1-}$	$C_{2++}, NE, C_{1++}, C_{1++}$	$C_{2-}, C_{1++}, NE, C_{1-}$
4A Durumu	$C_{2+}, C_{2--}, C_{2--}, C_{1+}$	$C_{2--}, C_{2--}, C_{1+}, C_{1--}$	$C_{2+}, NE, C_{2--}, C_{1+}$	$C_{2--}, C_{2--}, NE, C_{1--}$
3B Durumu	$C_{2--}, C_{2+}, C_{1--}, C_{1--}$	$C_{2+}, C_{1--}, C_{1--}, C_{1+}$	$C_{2--}, NE, C_{1--}, C_{1--}$	$C_{2++}, C_{1--}, NE, C_{1+}$
4B Durumu	$C_{2-}, C_{2++}, C_{2++}, C_{1-}$	$C_{2++}, C_{2++}, C_{1-}, C_{1++}$	$C_{2-}, NE, C_{2++}, C_{1-}$	$C_{2++}, C_{2++}, NE, C_{1++}$
5A Durumu	$C_{2++}, C_{2++}, C_{2+}, C_{1++}$	$C_{2++}, C_{2+}, C_{1++}, C_{1++}$	$C_{2++}, NE, C_{2+}, C_{1++}$	$C_{2++}, C_{2+}, NE, C_{1++}$
6A Durumu	$C_{2+}, C_{2++}, C_{2++}, C_{1+}$	$C_{2++}, C_{2++}, C_{1+}, C_{1++}$	$C_{2+}, NE, C_{2++}, C_{1+}$	$C_{2++}, C_{2++}, NE, C_{1++}$
5B Durumu	$C_{2--}, C_{2--}, C_{2-}, C_{1--}$	$C_{2--}, C_{2-}, C_{1--}, C_{1--}$	$C_{2--}, NE, C_{2-}, C_{1--}$	$C_{2--}, C_{2-}, NE, C_{1--}$
6B Durumu	$C_{2-}, C_{2--}, C_{2--}, C_{1-}$	$C_{2--}, C_{2--}, C_{1-}, C_{1--}$	$C_{2-}, NE, C_{2--}, C_{1-}$	$C_{2--}, C_{2--}, NE, C_{1--}$

Çizelge 7.7 Sektör-2 için durum değişkenlerine bağlı olarak nötr noktanın yük akımı yönü ile ilişkilendirilmesi

Üç Seviyeli Dönüştürücü Çıkış Bağlantıları	1A/2A Durumu	1B/2B Durumu	3A/4A Durumu	3B/4B Durumu	5A/6A Durumu	5B/6B Durumu
(NON): A fazı: N, B fazı: O, C Fazı: N						
(OON): A fazı: O, B fazı: O, C Fazı: N						
(OPN): A fazı: O, B fazı: P, C Fazı: N						
(OPO): A fazı: O, B fazı: P, C Fazı: O						
(PPO): A fazı: P, B fazı: P, C Fazı: O						

Çizelge 7.8 Sektör-2 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin değişimi

Faz akımı durumları	NON	OON	OPN	OPO	PPO
1A Durumu	C_2+ fazla	C_2- az	C_1+ fazla	C_1+ fazla	C_1- az
2A Durumu	C_2+ az	C_2- fazla	C_2- fazla	C_1+ az	C_1- fazla
1B Durumu	C_2- fazla	C_2+ az	C_1- fazla	C_1- fazla	C_1+ az
2B Durumu	C_2- az	C_2+ fazla	C_2+ fazla	C_1- az	C_1+ fazla
3A Durumu	C_2- fazla	C_2- az	C_1- fazla	C_1- fazla	C_1- az
4A Durumu	C_2- fazla	C_2- fazla	C_1- az	C_1- fazla	C_1- fazla
3B Durumu	C_2+ fazla	C_2+ az	C_1+ fazla	C_1+ fazla	C_1+ az
4B Durumu	C_2+ fazla	C_2+ fazla	C_1+ az	C_1+ fazla	C_1+ fazla
5A Durumu	C_2+ az	C_2+ fazla	C_2+ fazla	C_1+ az	C_1+ fazla
6A Durumu	C_2+ fazla	C_2+ fazla	C_2+ az	C_1+ fazla	C_1+ fazla
5B Durumu	C_2- az	C_2- fazla	C_2- fazla	C_1- az	C_1- fazla
6B Durumu	C_2- fazla	C_2- fazla	C_2- az	C_1- fazla	C_1- fazla

Çizelge 7.9 Sektör-2 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin bir periyot boyunca değişimi

Sektör-2	Üçgen 2 ("2.tip.a")	Üçgen 2 ("2.tip.b")	Üçgen 3	Üçgen 4
Faz akımları ve etkileri	OOOPPOOO OPPPPPPO NNOOOONN	NOOOOOON OOPPPPOO NNNOONNN	OOPPPPOO OPPPPPPO NNNOONNN	NNOOOONN OPPPPPPO NNNOONNN
1A Durumu	C_2-, C_1++, C_1++, C_1-	$C_2++, C_2-, C_1++, C_1++$	C_2-, C_1++, NE, C_1-	C_2++, NE, C_1++, C_1++
2A Durumu	$C_2--, C_2--, C_1+, C_1--$	C_2+, C_2--, C_2--, C_1+	C_2--, C_2--, NE, C_1--	C_2+, NE, C_2--, C_1+
1B Durumu	C_2+, C_1--, C_1--, C_1+	$C_2--, C_2+, C_1--, C_1--$	C_2+, C_1--, NE, C_1+	C_2--, NE, C_1--, C_1--
2B Durumu	$C_2++, C_2++, C_1-, C_1++$	C_2-, C_2++, C_2++, C_1-	C_2++, C_2++, NE, C_1++	C_2-, NE, C_2++, C_1-
3A Durumu	C_2-, C_1--, C_1--, C_1-	$C_2--, C_2-, C_1--, C_1--$	C_2-, C_1--, NE, C_1-	C_2--, NE, C_1--, C_1--
4A Durumu	$C_2--, C_1-, C_1--, C_1--$	$C_2--, C_2--, C_1-, C_1--$	C_2--, C_1-, NE, C_1--	C_2--, NE, C_1-, C_1--
3B Durumu	C_2+, C_1++, C_1++, C_1+	$C_2++, C_2+, C_1++, C_1++$	C_2+, C_1++, NE, C_1+	C_2++, NE, C_1++, C_1++
4B Durumu	$C_2++, C_1+, C_1++, C_1++$	$C_2++, C_2++, C_1+, C_1++$	C_2++, C_1+, NE, C_1++	C_2++, NE, C_1+, C_1++
5A Durumu	$C_2++, C_2++, C_1+, C_1++$	C_2+, C_2++, C_2++, C_1+	C_2++, C_2++, NE, C_1++	C_2+, NE, C_2++, C_1+
6A Durumu	$C_2++, C_2+, C_1++, C_1++$	$C_2++, C_2++, C_2+, C_1++$	C_2++, C_2+, NE, C_1++	C_2++, NE, C_2+, C_1++
5B Durumu	$C_2--, C_2--, C_1-, C_1--$	C_2-, C_2--, C_2--, C_1-	C_2--, C_2--, NE, C_1--	C_2-, NE, C_2--, C_1-
6B Durumu	$C_2--, C_2-, C_1--, C_1--$	$C_2--, C_2--, C_2-, C_1--$	C_2--, C_2-, NE, C_1--	C_2--, NE, C_2-, C_1--

Çizelge 7.10 Sektör-3 için durum değişkenlerine bağlı olarak nötr noktanın yük akımı yönü ile ilişkilendirilmesi

Üç Seviyeli Dönüştürücü Çıkış Bağlantıları	1A/2A Durumu	1B/2B Durumu	3A/4A Durumu	3B/4B Durumu	5A/6A Durumu	5B/6B Durumu
(NON): A fazı: N, B fazı: O, C Fazı: N						
(NOO): A fazı: N, B fazı: O, C Fazı: O						
(NPO): A fazı: N, B fazı: P, C Fazı: O						
(OPO): A fazı: O, B fazı: P, C Fazı: O						
(OPP): A fazı: O, B fazı: P, C Fazı: P						

Çizelge 7.11 Sektör-3 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin değişimi

Faz akımı durumları	NON	OON	OPN	OPO	PPO
1A Durumu	C_2+ fazla	C_2+ fazla	C_1+ fazla	C_1+ fazla	C_1+ fazla
2A Durumu	C_2+ az	C_2+ fazla	C_2+ fazla	C_1+ az	C_1+ fazla
1B Durumu	C_2- fazla	C_2- fazla	C_1- fazla	C_1- fazla	C_1- fazla
2B Durumu	C_2- az	C_2- fazla	C_2- fazla	C_1- az	C_1- fazla
3A Durumu	C_2- fazla	C_2- fazla	C_1- az	C_1- fazla	C_1- fazla
4A Durumu	C_2- fazla	C_2- az	C_1- fazla	C_1- fazla	C_1- az
3B Durumu	C_2+ fazla	C_2+ fazla	C_1+ az	C_1+ fazla	C_1+ fazla
4B Durumu	C_2+ fazla	C_2+ az	C_1+ fazla	C_1+ fazla	C_1+ az
5A Durumu	C_2+ az	C_2- fazla	C_2- fazla	C_1+ az	C_1- fazla
6A Durumu	C_2+ fazla	C_2- az	C_1+ fazla	C_1+ fazla	C_1- az
5B Durumu	C_2- az	C_2+ fazla	C_2+ fazla	C_1- az	C_1+ fazla
6B Durumu	C_2- fazla	C_2+ az	C_1- fazla	C_1- fazla	C_1+ az

Çizelge 7.12 Sektör-3 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin bir periyot boyunca değişimi

Sektör-3	Üçgen 2 ("2.tip.a")	Üçgen 2 ("2.tip.b")	Üçgen 3	Üçgen 4
Faz akımları ve etkileri	NNNOONNN OOPPPPOO NOOOOOON	NNOOOONN OPPPPPPO OOOPPOOO	NNNOONNN OPPPPPPO NNOOOONN	NNNOONNN OPPPPPPO OOPPPPOO
1A Durumu	$C_{2++}, C_{2++}, C_{1++}, C_{1++}$	$C_{2++}, C_{1++}, C_{1++}, C_{1++}$	$C_{2++}, NE, C_{1++}, C_{1++}$	$C_{2++}, C_{1++}, NE, C_{1++}$
2A Durumu	$C_{2+}, C_{2++}, C_{2++}, C_{1+}$	$C_{2++}, C_{2++}, C_{1+}, C_{1++}$	$C_{2+}, NE, C_{2++}, C_{1+}$	$C_{2++}, C_{2++}, NE, C_{1++}$
1B Durumu	$C_{2--}, C_{2--}, C_{1--}, C_{1--}$	$C_{2--}, C_{1--}, C_{1--}, C_{1--}$	$C_{2--}, NE, C_{1--}, C_{1--}$	$C_{2--}, C_{1--}, NE, C_{1--}$
2B Durumu	$C_{2-}, C_{2--}, C_{2--}, C_{1-}$	$C_{2--}, C_{2--}, C_{1-}, C_{1--}$	$C_{2-}, NE, C_{2--}, C_{1-}$	$C_{2--}, C_{2--}, NE, C_{1--}$
3A Durumu	$C_{2--}, C_{2--}, C_{1-}, C_{1--}$	$C_{2--}, C_{1-}, C_{1--}, C_{1--}$	$C_{2--}, NE, C_{1-}, C_{1--}$	$C_{2--}, C_{1-}, NE, C_{1--}$
4A Durumu	$C_{2--}, C_{2-}, C_{1--}, C_{1--}$	$C_{2-}, C_{1--}, C_{1--}, C_{1-}$	$C_{2--}, NE, C_{1--}, C_{1--}$	$C_{2-}, C_{1--}, NE, C_{1-}$
3B Durumu	$C_{2++}, C_{2++}, C_{1+}, C_{1++}$	$C_{2++}, C_{1+}, C_{1++}, C_{1++}$	$C_{2++}, NE, C_{1+}, C_{1++}$	$C_{2++}, C_{1+}, NE, C_{1++}$
4B Durumu	$C_{2++}, C_{2+}, C_{1++}, C_{1++}$	$C_{2+}, C_{1++}, C_{1++}, C_{1+}$	$C_{2++}, NE, C_{1++}, C_{1++}$	$C_{2+}, C_{1++}, NE, C_{1+}$
5A Durumu	$C_{2+}, C_{2--}, C_{2--}, C_{1+}$	$C_{2--}, C_{2--}, C_{1+}, C_{1--}$	$C_{2+}, NE, C_{2--}, C_{1+}$	$C_{2--}, C_{2--}, NE, C_{1--}$
6A Durumu	$C_{2++}, C_{2-}, C_{1++}, C_{1++}$	$C_{2-}, C_{1++}, C_{1++}, C_{1-}$	$C_{2++}, NE, C_{1++}, C_{1++}$	$C_{2-}, C_{1++}, NE, C_{1-}$
5B Durumu	$C_{2-}, C_{2++}, C_{2++}, C_{1-}$	$C_{2++}, C_{2++}, C_{1-}, C_{1++}$	$C_{2-}, NE, C_{2++}, C_{1-}$	$C_{2++}, C_{2++}, NE, C_{1++}$
6B Durumu	$C_{2--}, C_{2+}, C_{1--}, C_{1--}$	$C_{2+}, C_{1--}, C_{1--}, C_{1+}$	$C_{2--}, NE, C_{1--}, C_{1--}$	$C_{2+}, C_{1--}, NE, C_{1+}$

Çizelge 7.13 Sektör-4 için durum değişkenlerine bağlı olarak nötr noktanın yük akımı yönü ile ilişkilendirilmesi

Üç Seviyeli Dönüştürücü Çıkış Bağlantıları	1A/2A Durumu	1B/2B Durumu	3A/4A Durumu	3B/4B Durumu	5A/6A Durumu	5B/6B Durumu
(NNO): A fazı: N, B fazı: N, C Fazı: O						
(NOO): A fazı: N, B fazı: O, C Fazı: O						
(NOP): A fazı: N, B fazı: O, C Fazı: P						
(OOP): A fazı: O, B fazı: O, C Fazı: P						
(OPP): A fazı: O, B fazı: P, C Fazı: P						

Çizelge 7.14 Sektör-4 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C₁ ve C₂ kapasitör gerilimlerinin değişimi

Faz akımı durumları	NNO	NOO	NOP	OOP	OPP
1A Durumu	C ₂ + az	C ₂ + fazla	C ₂ + fazla	C ₁ + az	C ₁ + fazla
2A Durumu	C ₂ + fazla	C ₂ + fazla	C ₁ + fazla	C ₁ + fazla	C ₁ + fazla
1B Durumu	C ₂ - az	C ₂ - fazla	C ₂ - fazla	C ₁ - az	C ₁ - fazla
2B Durumu	C ₂ - fazla	C ₂ - fazla	C ₁ - fazla	C ₁ - fazla	C ₁ - fazla
3A Durumu	C ₂ + az	C ₂ - fazla	C ₂ - fazla	C ₂ - fazla	C ₁ - fazla
4A Durumu	C ₂ + fazla	C ₂ - az	C ₁ + fazla	C ₁ + fazla	C ₁ - az
3B Durumu	C ₂ - az	C ₂ + fazla	C ₂ + fazla	C ₂ + fazla	C ₁ + fazla
4B Durumu	C ₂ - fazla	C ₂ + az	C ₁ - fazla	C ₁ - fazla	C ₁ + az
5A Durumu	C ₂ - fazla	C ₂ - fazla	C ₁ - az	C ₁ - fazla	C ₁ - fazla
6A Durumu	C ₂ - fazla	C ₂ - az	C ₁ - fazla	C ₁ - fazla	C ₁ - az
5B Durumu	C ₂ + fazla	C ₂ + fazla	C ₁ + az	C ₁ + fazla	C ₁ + fazla
6B Durumu	C ₂ + fazla	C ₂ + az	C ₁ + fazla	C ₁ + fazla	C ₁ + az

Çizelge 7.15 Sektör-4 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C₁ ve C₂ kapasitör gerilimlerinin bir periyot boyunca değişimi

Sektör-4	Üçgen 2 ("2.tip.a")	Üçgen 2 ("2.tip.b")	Üçgen 3	Üçgen 4
Faz akımları ve etkileri	NNOOOONN OOOPPOOO OPPPPPPO	NNNOONNN NOOOOOON OOPPPPOO	NNNOONNN OOPPPPOO OPPPPPPO	NNNOONNN NNOOOONN OPPPPPPO
1A Durumu	C ₂ ++,C ₂ ++,C ₁ +,C ₁ ++	C ₂ +,C ₂ ++,C ₂ ++,C ₁ +	C ₂ ++,C ₂ ++,NE,C ₁ ++	C ₂ +,NE,C ₂ ++,C ₁ +
2A Durumu	C ₂ ++,C ₁ ++,C ₁ ++,C ₁ ++	C ₂ ++,C ₂ ++,C ₁ ++,C ₁ ++	C ₂ ++,C ₁ ++,NE,C ₁ ++	C ₂ ++,NE,C ₁ ++,C ₁ ++
1B Durumu	C ₂ --,C ₂ --,C ₁ -,C ₁ --	C ₂ -,C ₂ --,C ₂ --,C ₁ -	C ₂ --,C ₂ --,NE,C ₁ --	C ₂ -,NE,C ₂ --,C ₁ -
2B Durumu	C ₂ --,C ₁ --,C ₁ --,C ₁ --	C ₂ --,C ₂ --,C ₁ --,C ₁ --	C ₂ --,C ₁ --,NE,C ₁ --	C ₂ --,NE,C ₁ --,C ₁ --
3A Durumu	C ₂ --,C ₂ --,C ₁ +,C ₁ --	C ₂ +,C ₂ --,C ₂ --,C ₁ +	C ₂ --,C ₂ --,NE,C ₁ --	C ₂ +,NE,C ₂ --,C ₁ +
4A Durumu	C ₂ -,C ₁ ++,C ₁ ++,C ₁ -	C ₂ ++,C ₂ -,C ₁ ++,C ₁ ++	C ₂ -,C ₁ ++,NE,C ₁ -	C ₂ ++,NE,C ₁ ++,C ₁ ++
3B Durumu	C ₂ ++,C ₂ ++,C ₁ -,C ₁ ++	C ₂ -,C ₂ ++,C ₂ ++,C ₁ -	C ₂ ++,C ₂ ++,NE,C ₁ ++	C ₂ -,NE,C ₂ ++,C ₁ -
4B Durumu	C ₂ +,C ₁ --,C ₁ --,C ₁ +	C ₂ --,C ₂ +,C ₁ --,C ₁ --	C ₂ +,C ₁ --,NE,C ₁ +	C ₂ --,NE,C ₁ --,C ₁ --
5A Durumu	C ₂ --,C ₁ -,C ₁ --,C ₁ --	C ₂ --,C ₂ --,C ₁ -,C ₁ --	C ₂ --,C ₁ -,NE,C ₁ --	C ₂ --,NE,C ₁ -,C ₁ --
6A Durumu	C ₂ -,C ₁ --,C ₁ --,C ₁ -	C ₂ --,C ₂ -,C ₁ --,C ₁ --	C ₂ -,C ₁ --,NE,C ₁ -	C ₂ --,NE,C ₁ --,C ₁ --
5B Durumu	C ₂ ++,C ₁ +,C ₁ ++,C ₁ ++	C ₂ ++,C ₂ ++,C ₁ +,C ₁ ++	C ₂ ++,C ₁ +,NE,C ₁ ++	C ₂ ++,NE,C ₁ +,C ₁ ++
6B Durumu	C ₂ +,C ₁ ++,C ₁ ++,C ₁ +	C ₂ ++,C ₂ +,C ₁ ++,C ₁ ++	C ₂ +,C ₁ ++,NE,C ₁ +	C ₂ ++,NE,C ₁ ++,C ₁ ++

Çizelge 7.16 Sektör-5 için durum değişkenlerine bağlı olarak nötr noktanın yük akımı yönü ile ilişkilendirilmesi

Üç Seviyeli Dönüştürücü Çıkış Bağlantıları	1A/2A Durumu	1B/2B Durumu	3A/4A Durumu	3B/4B Durumu	5A/6A Durumu	5B/6B Durumu
(NNO): A fazı: N, B fazı: N, C Fazı: O						
(ONO): A fazı: O, B fazı: N, C Fazı: O						
(ONP): A fazı: O, B fazı: N, C Fazı: P						
(OOP): A fazı: O, B fazı: O, C Fazı: P						
(POP): A fazı: P, B fazı: O, C Fazı: P						

Çizelge 7.17 Sektör-5 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin değişimi

Faz akımı durumları	NNO	ONO	ONP	OOP	POP
1A Durumu	C_2+ az	C_2- fazla	C_2- fazla	C_1+ az	C_1- fazla
2A Durumu	C_2+ fazla	C_2- az	C_1+ fazla	C_1+ fazla	C_1- az
1B Durumu	C_2- az	C_2+ fazla	C_2+ fazla	C_1- az	C_1+ fazla
2B Durumu	C_2- fazla	C_2+ az	C_1- fazla	C_1- fazla	C_1+ az
3A Durumu	C_2+ az	C_2+ fazla	C_2+ fazla	C_1+ az	C_1+ fazla
4A Durumu	C_2+ fazla	C_2+ fazla	C_2+ az	C_1+ fazla	C_1+ fazla
3B Durumu	C_2- az	C_2- fazla	C_2- fazla	C_1- az	C_1- fazla
4B Durumu	C_2- fazla	C_2- fazla	C_2- az	C_1- fazla	C_1- fazla
5A Durumu	C_2- fazla	C_2- az	C_1- fazla	C_1- fazla	C_1- az
6A Durumu	C_2- fazla	C_2- fazla	C_1- az	C_1- fazla	C_1- fazla
5B Durumu	C_2+ fazla	C_2+ az	C_1+ fazla	C_1+ fazla	C_1+ az
6B Durumu	C_2+ fazla	C_2+ fazla	C_1+ az	C_1+ fazla	C_1+ fazla

Çizelge 7.18 Sektör-5 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C_1 ve C_2 kapasitör gerilimlerinin bir peryot boyunca değişimi

Sektör-5	Üçgen 2 ("2.tip.a")	Üçgen 2 ("2.tip.b")	Üçgen 3	Üçgen 4
Faz akımları ve etkileri	NOOOOONN NNNOONNN OOPPPPOO	OOOPPOOO NNOOOONN OPPPPPPO	NNOOOONN NNNOONNN OPPPPPPO	OOPPPPOO NNNOONNN OPPPPPPO
1A Durumu	C_2+, C_2--, C_2--, C_1+	$C_2--, C_2--, C_1+, C_1--$	C_2+, NE, C_2--, C_1+	C_2--, C_2--, NE, C_1--
2A Durumu	$C_2++, C_2-, C_1++, C_1++$	C_2-, C_1++, C_2++, C_1-	C_2++, NE, C_1++, C_1++	C_2-, C_1++, NE, C_1-
1B Durumu	C_2-, C_2++, C_2++, C_1-	$C_2++, C_2++, C_1-, C_1++$	C_2-, NE, C_2++, C_1-	C_2++, C_2++, NE, C_1++
2B Durumu	$C_2--, C_2+, C_1--, C_1--$	C_2+, C_1--, C_2--, C_1+	C_2--, NE, C_1--, C_1--	C_2+, C_1--, NE, C_1+
3A Durumu	C_2+, C_2++, C_2++, C_1+	$C_2++, C_2++, C_1+, C_1++$	C_2+, NE, C_2++, C_1+	C_2++, C_2++, NE, C_1++
4A Durumu	$C_2++, C_2++, C_2+, C_1++$	$C_2++, C_2+, C_1++, C_1++$	C_2++, NE, C_2+, C_1++	C_2++, C_2+, NE, C_1+
3B Durumu	C_2-, C_2--, C_2--, C_1-	$C_2--, C_2--, C_1-, C_1--$	C_2-, NE, C_2--, C_1-	C_2--, C_2--, NE, C_1--
4B Durumu	$C_2--, C_2--, C_2-, C_1--$	$C_2--, C_2-, C_1--, C_1--$	C_2--, NE, C_2-, C_1--	C_2--, C_2-, NE, C_1-
5A Durumu	$C_2--, C_2-, C_1--, C_1--$	C_2-, C_1--, C_1--, C_1-	C_2--, NE, C_1--, C_1--	C_2-, C_1--, NE, C_1-
6A Durumu	$C_2--, C_2--, C_1-, C_1--$	$C_2--, C_1-, C_1--, C_1--$	C_2--, NE, C_1-, C_1--	C_2--, C_1-, NE, C_1--
5B Durumu	$C_2++, C_2+, C_1++, C_1++$	C_2+, C_1++, C_1++, C_1+	C_2++, NE, C_1++, C_1++	C_2+, C_1++, NE, C_1+
6B Durumu	$C_2++, C_2++, C_1+, C_1++$	$C_2++, C_1+, C_1++, C_1++$	C_2++, NE, C_1+, C_1++	C_2++, C_1+, NE, C_1++

Çizelge 7.19 Sektör-6 için durum değişkenlerine bağlı olarak nötr noktanın yük akımı yönü ile ilişkilendirilmesi

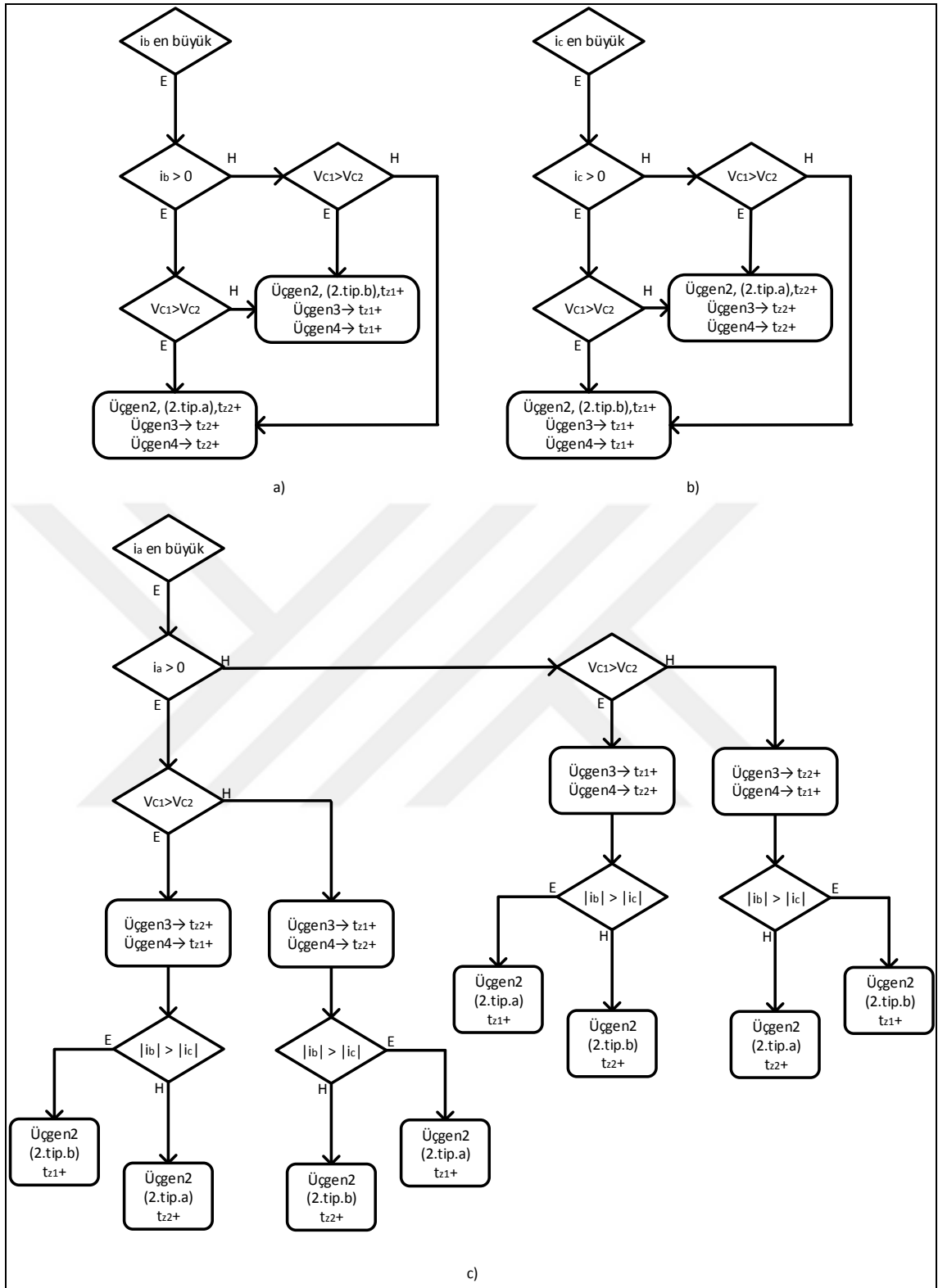
Üç Seviyeli Dönüştürücü Çıkış Bağlantıları	1A/2A Durumu	1B/2B Durumu	3A/4A Durumu	3B/4B Durumu	5A/6A Durumu	5B/6B Durumu
(ONN): A fazı: O, B fazı: N, C Fazı: N						
(ONO): A fazı: O, B fazı: N, C Fazı: O						
(PNO): A fazı: P, B fazı: N, C Fazı: O						
(POO): A fazı: P, B fazı: O, C Fazı: O						
(POP): A fazı: P, B fazı: O, C Fazı: P						

Çizelge 7.20 Sektör-6 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C₁ ve C₂ kapasitör gerilimlerinin değişimi

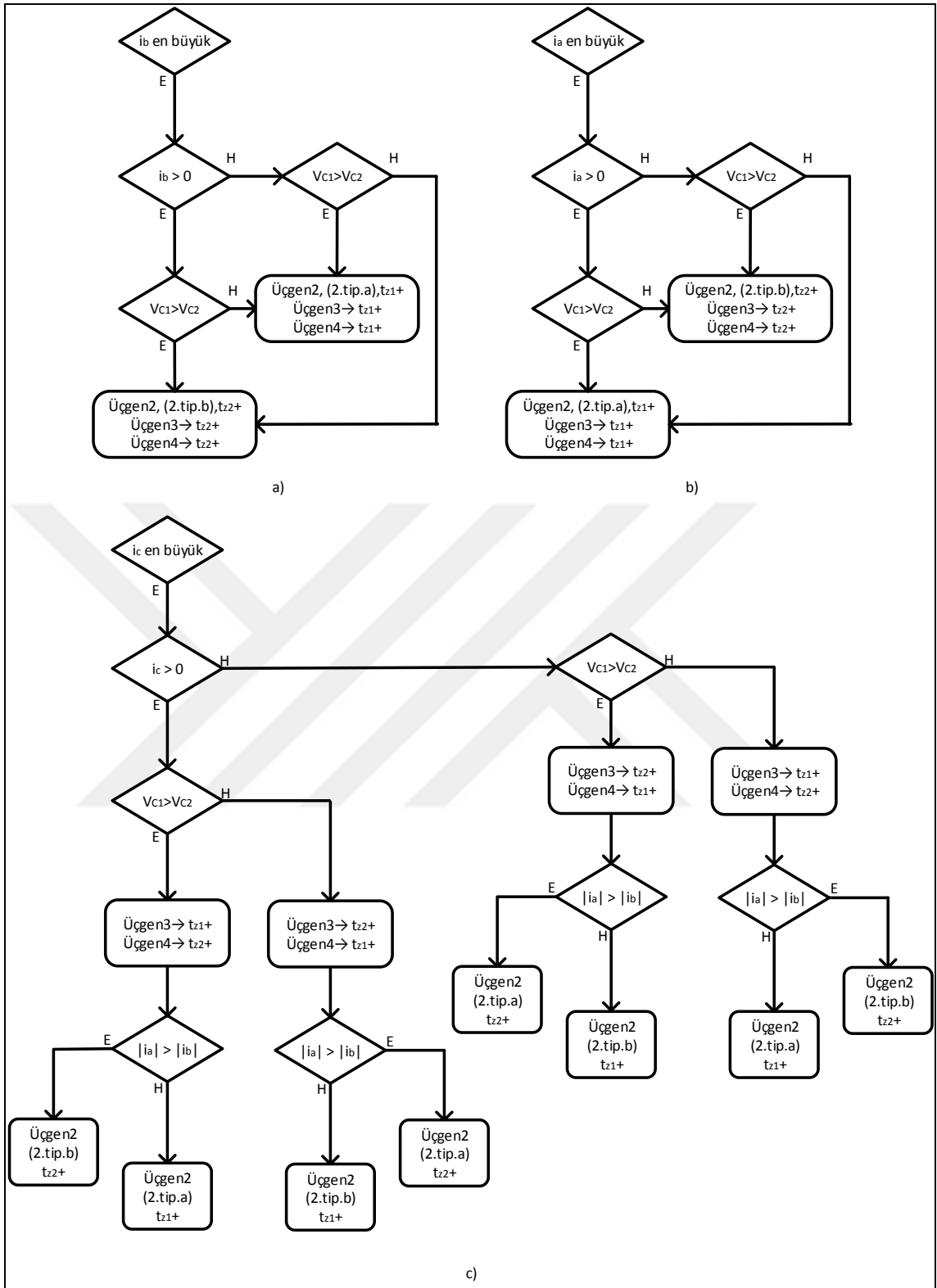
Faz akımı durumları	ONN	ONO	PNO	POO	POP
1A Durumu	C ₂ - fazla	C ₂ - fazla	C ₁ - az	C ₁ - fazla	C ₁ - fazla
2A Durumu	C ₂ - fazla	C ₂ - az	C ₁ - fazla	C ₁ - fazla	C ₁ - az
1B Durumu	C ₂ + fazla	C ₂ + fazla	C ₁ + az	C ₁ + fazla	C ₁ + fazla
2B Durumu	C ₂ + fazla	C ₂ + az	C ₁ + fazla	C ₁ + fazla	C ₁ + az
3A Durumu	C ₂ + fazla	C ₂ + fazla	C ₂ + az	C ₁ + fazla	C ₁ + fazla
4A Durumu	C ₂ + az	C ₂ + fazla	C ₂ + fazla	C ₁ + az	C ₁ + fazla
3B Durumu	C ₂ - fazla	C ₂ - fazla	C ₂ - az	C ₁ - fazla	C ₁ - fazla
4B Durumu	C ₂ - az	C ₂ - fazla	C ₂ - fazla	C ₁ - az	C ₁ - fazla
5A Durumu	C ₂ + fazla	C ₂ - az	C ₁ + fazla	C ₁ + fazla	C ₁ - az
6A Durumu	C ₂ + az	C ₂ - fazla	C ₂ - fazla	C ₁ + az	C ₁ - fazla
5B Durumu	C ₂ - fazla	C ₂ + az	C ₁ - fazla	C ₁ - fazla	C ₁ + az
6B Durumu	C ₂ - az	C ₂ + fazla	C ₂ + fazla	C ₁ - az	C ₁ + fazla

Çizelge 7.21 Sektör-6 için faz akımlarının yönü ve büyüklüğüne bağlı olarak C₁ ve C₂ kapasitör gerilimlerinin bir periyot boyunca değişimi

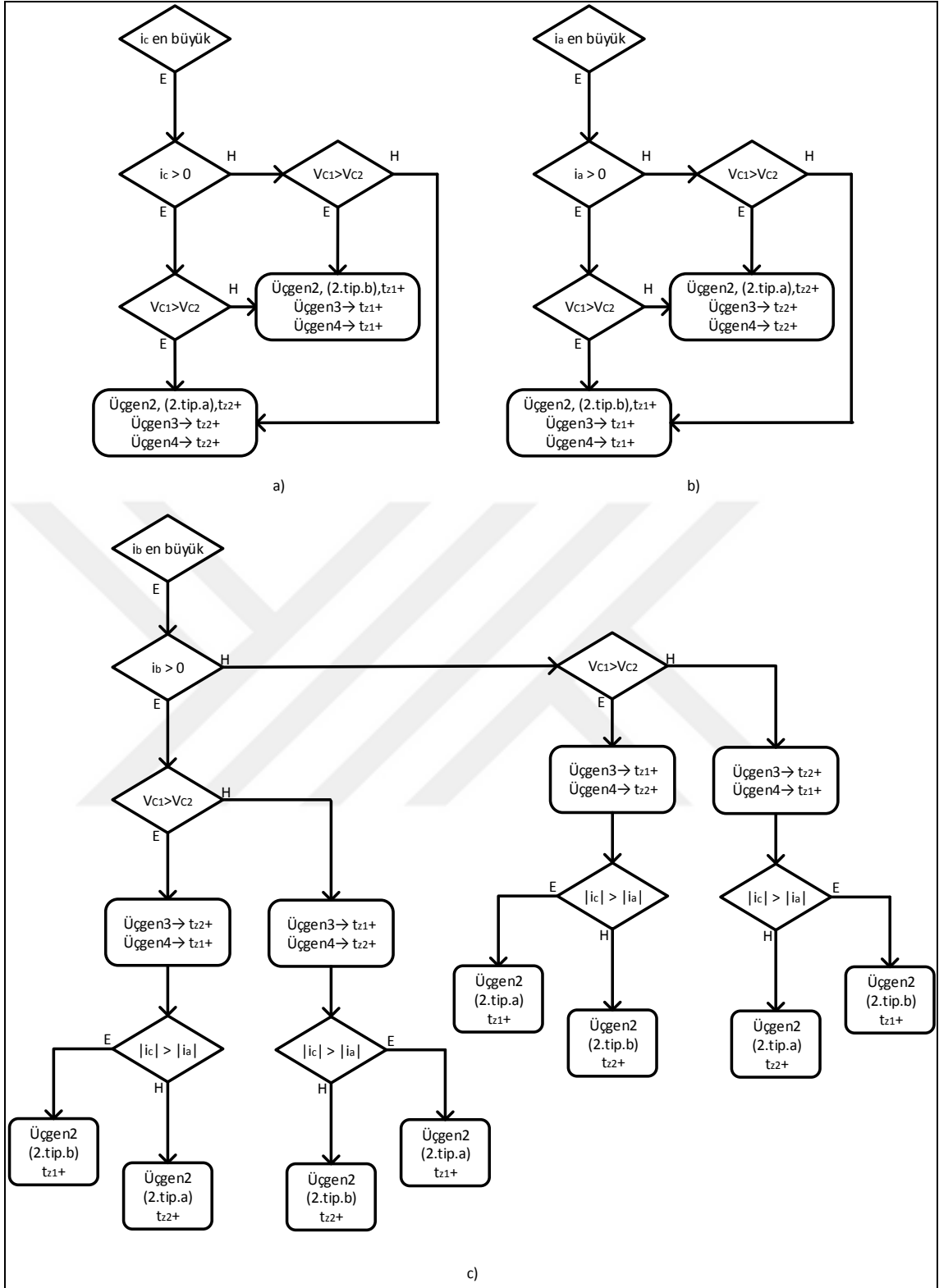
Sektör-6	Üçgen 2 ("2.tip.a")	Üçgen 2 ("2.tip.b")	Üçgen 3	Üçgen 4
Faz akımları ve etkileri	OPPPPPPO NNOOOONN OOOPPOOO	OOPPPPOO NNNOONNN NNOOOOON	OPPPPPPO NNNOONNN OOPPPPOO	OPPPPPPO NNNOONNN NNOOOONN
1A Durumu	C ₂ --,C ₁ -,C ₁ --,C ₁ --	C ₂ --,C ₂ --,C ₁ -,C ₁ --	C ₂ --,C ₁ -,NE,C ₁ --	C ₂ --,NE,C ₁ -,C ₁ --
2A Durumu	C ₂ -,C ₁ --,C ₁ --,C ₁ -	C ₂ --,C ₂ -,C ₁ --,C ₁ --	C ₂ -,C ₁ --,NE,C ₁ -	C ₂ --,NE,C ₁ --,C ₁ --
1B Durumu	C ₂ ++,C ₁ +,C ₁ ++,C ₁ ++	C ₂ ++,C ₂ ++,C ₁ +,C ₁ ++	C ₂ ++,C ₁ +,NE,C ₁ ++	C ₂ ++,NE,C ₁ +,C ₁ ++
2B Durumu	C ₂ +,C ₁ ++,C ₁ ++,C ₁ +	C ₂ ++,C ₂ +,C ₁ ++,C ₁ ++	C ₂ +,C ₁ ++,NE,C ₁ +	C ₂ ++,NE,C ₁ ++,C ₁ ++
3A Durumu	C ₂ ++,C ₂ +,C ₁ ++,C ₁ ++	C ₂ ++,C ₂ ++,C ₂ +,C ₁ ++	C ₂ ++,C ₂ +,NE,C ₁ ++	C ₂ ++,NE,C ₂ +,C ₁ ++
4A Durumu	C ₂ ++,C ₂ ++,C ₁ +,C ₁ ++	C ₂ +,C ₂ ++,C ₂ ++,C ₁ +	C ₂ ++,C ₂ ++,NE,C ₁ ++	C ₂ +,NE,C ₂ ++,C ₁ +
3B Durumu	C ₂ --,C ₂ -,C ₁ --,C ₁ --	C ₂ --,C ₂ --,C ₂ -,C ₁ --	C ₂ --,C ₂ -,NE,C ₁ --	C ₂ --,NE,C ₂ -,C ₁ --
4B Durumu	C ₂ --,C ₂ --,C ₁ -,C ₁ --	C ₂ -,C ₂ --,C ₂ --,C ₁ -	C ₂ --,C ₂ --,NE,C ₁ --	C ₂ -,NE,C ₂ --,C ₁ -
5A Durumu	C ₂ -,C ₁ ++,C ₁ ++,C ₁ -	C ₂ ++,C ₂ -,C ₁ ++,C ₁ ++	C ₂ -,C ₁ ++,NE,C ₁ -	C ₂ ++,NE,C ₁ ++,C ₁ ++
6A Durumu	C ₂ --,C ₂ --,C ₁ +,C ₁ --	C ₂ +,C ₂ --,C ₂ --,C ₁ +	C ₂ --,C ₂ --,NE,C ₁ --	C ₂ +,NE,C ₂ --,C ₁ +
5B Durumu	C ₂ +,C ₁ --,C ₁ --,C ₁ +	C ₂ --,C ₂ +,C ₁ --,C ₁ --	C ₂ +,C ₁ --,NE,C ₁ +	C ₂ --,NE,C ₁ --,C ₁ --
6B Durumu	C ₂ ++,C ₂ ++,C ₁ -,C ₁ ++	C ₂ -,C ₂ ++,C ₂ ++,C ₁ -	C ₂ ++,C ₂ ++,NE,C ₁ ++	C ₂ -,NE,C ₂ ++,C ₁ -



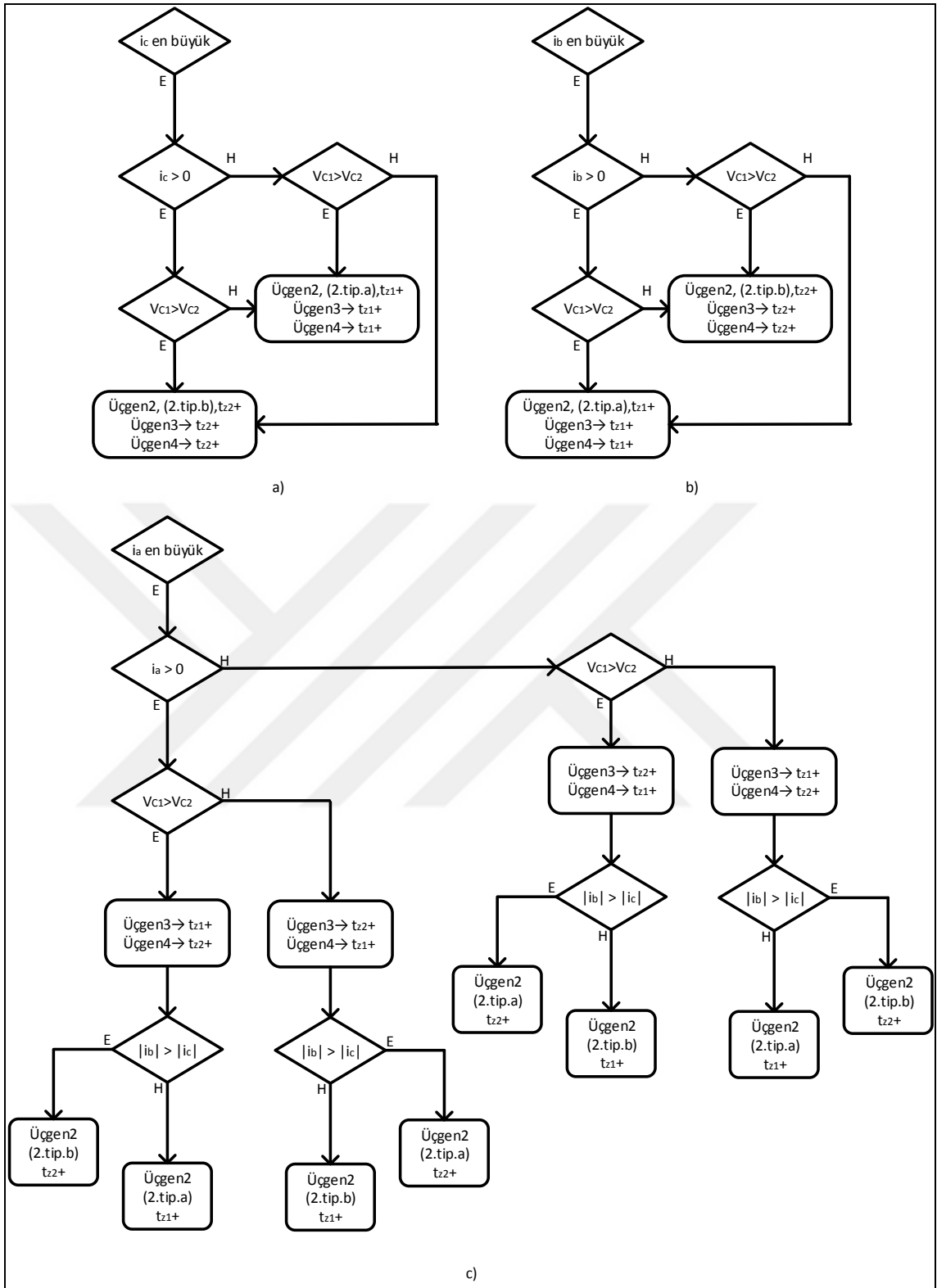
Şekil 7.5 Sektör-2 için nötr nokta dengesi için oluşturulan algoritma a) B faz akımının büyük olması durumu, b) C faz akımının büyük olması durumu, c) A faz akımının büyük olması durumu



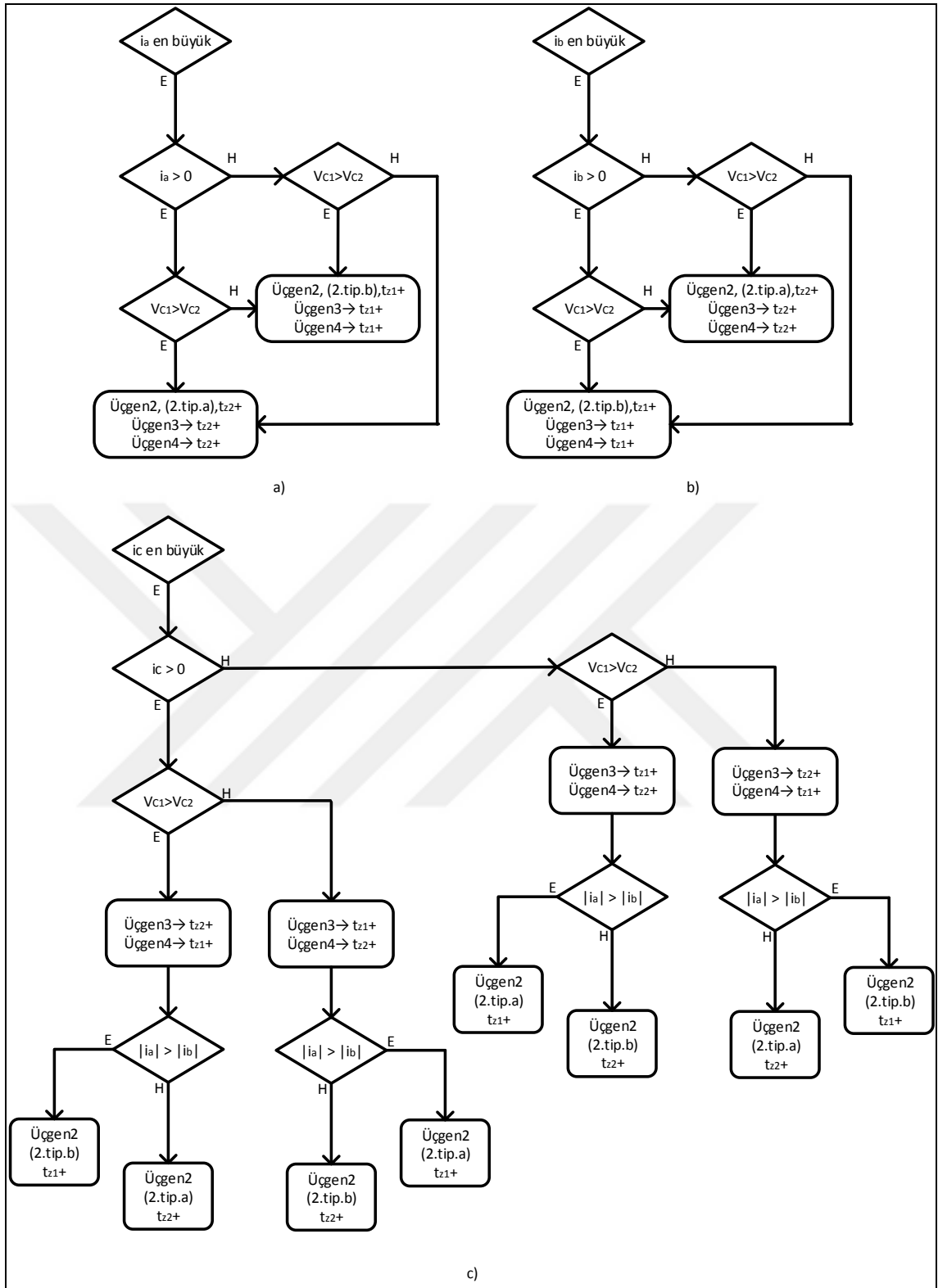
Şekil 7.6 Sektör-3 için nötr nokta dengesi için oluşturulan algoritma a) B faz akımının büyük olması durumu, b) A faz akımının büyük olması durumu, c) C faz akımının büyük olması durumu



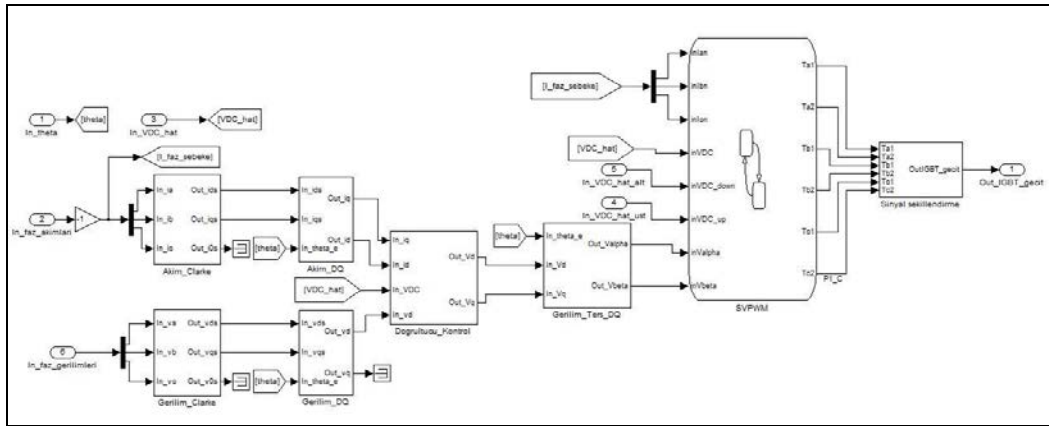
Şekil 7.7 Sektör-4 için nötr nokta dengesi için oluşturulan algoritma a) C faz akımının büyük olması durumu, b) A faz akımının büyük olması durumu, c) B faz akımının büyük olması durumu



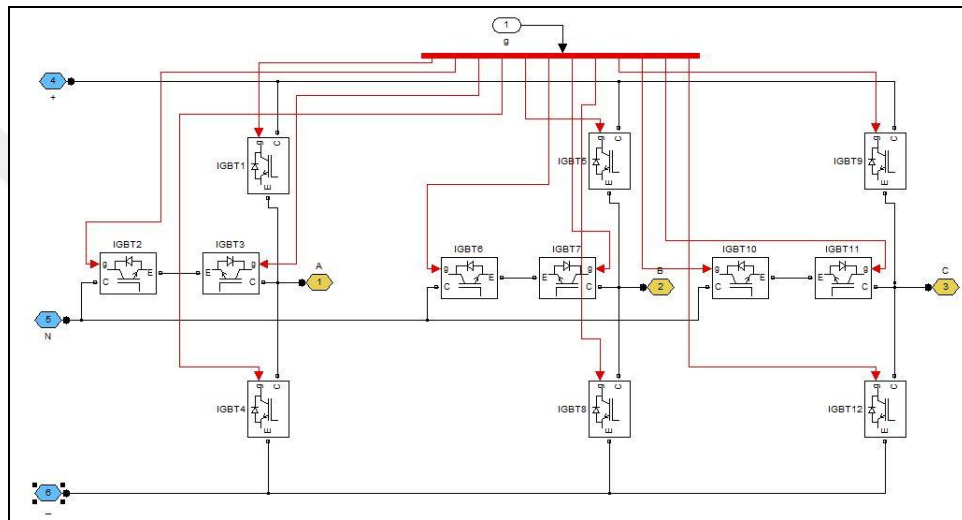
Şekil 7.8 Sektör-5 için nötr nokta dengesi için oluşturulan algoritma a) C faz akımının büyük olması durumu, b) B faz akımının büyük olması durumu, c) A faz akımının büyük olması durumu



Şekil 7.9 Sektör-6 için nötr nokta dengesi için oluşturulan algoritma a) A faz akımının büyük olması durumu, b) B faz akımının büyük olması durumu, c) C faz akımının büyük olması durumu



Şekil 7.11 Kontrol blokları



Şekil 7.12 T-NPC topoloji olarak hazırlanmış güç elemanlarını içeren blok

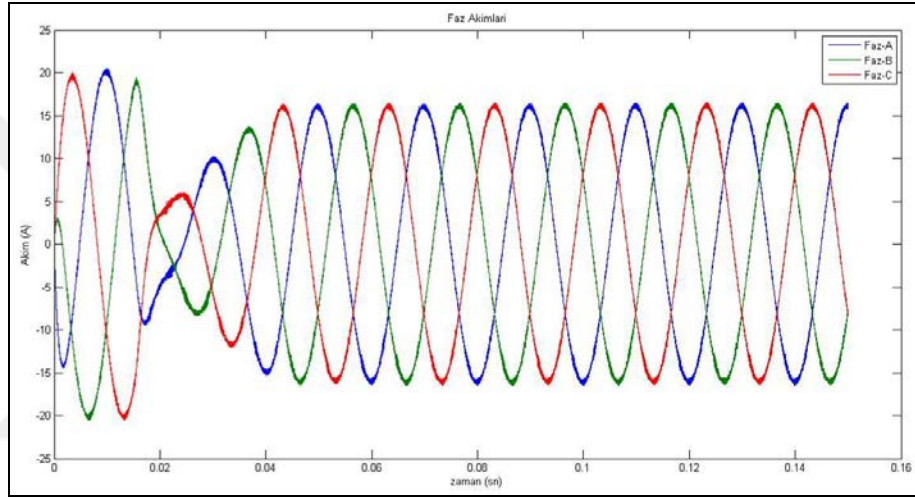
7.1.2.2 Benzetim Sonuçları

Benzetim için referans alınan eleman değerleri ve çalışma koşulları Çizelge 7.22’de gösterilmiştir. Gerilim kaynaklı akım kontrollü dönüştürücü devresinin doğrultucu olarak, gerilim kontrollü akım kaynağı dönüştürücüsünün ise şebekeye akım aktaracak şekilde parametreleri belirlenmiştir.

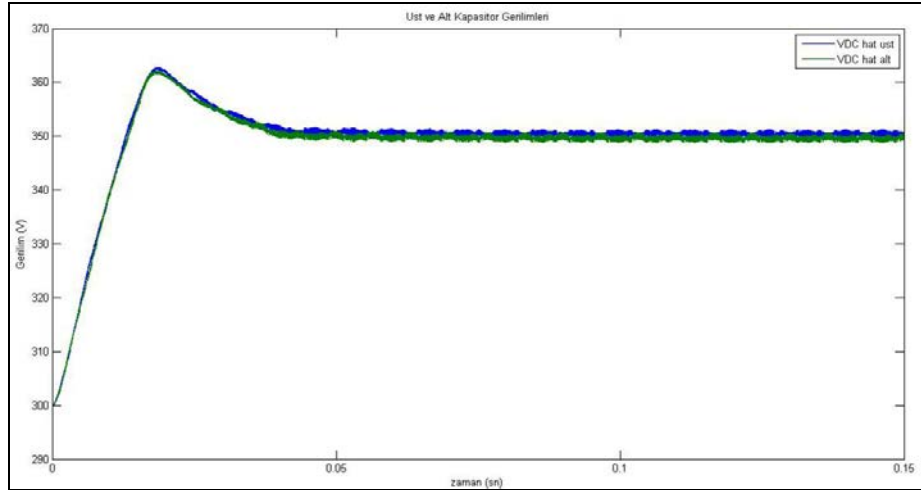
Akım kaynağı devresi, şebekeye 16A tepe değeri olan aktif akımı basmaktadır. Şekil 7.13'te, doğrultucu faz akımları, Şekil 7.14'te ise her kondansatör için gerilim seviyesi görülmektedir. Şekil 7.15'te kondansatör orta nokta geriliminin yakınlaştırılmış gösterimi bulunmaktadır.

Çizelge 7.22 Benzetim için referans alınan eleman değerleri ve çalışma koşulları

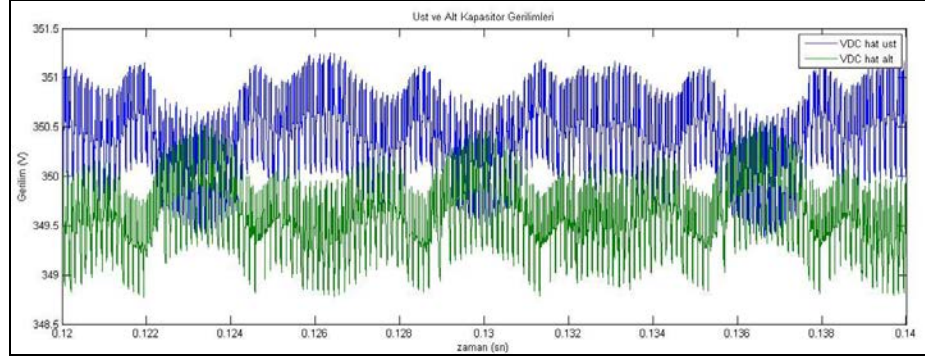
Çıkış gücü	7,5 kW
DC hat gerilimi	700 V
Şebeke frekansı	50 Hz
Fazlar arası gerilim	380Vrms
Örnekleme süresi	500 ns
DC hat kondansatörü kapasitansı	1500 μ F
DC hat kondansatörü ESR değeri	66 m Ω
Güç faktörü	1
Giriş filtre endüktansı	5 mH



Şekil 7.13 Şebekeden çekilen akımların değişimleri

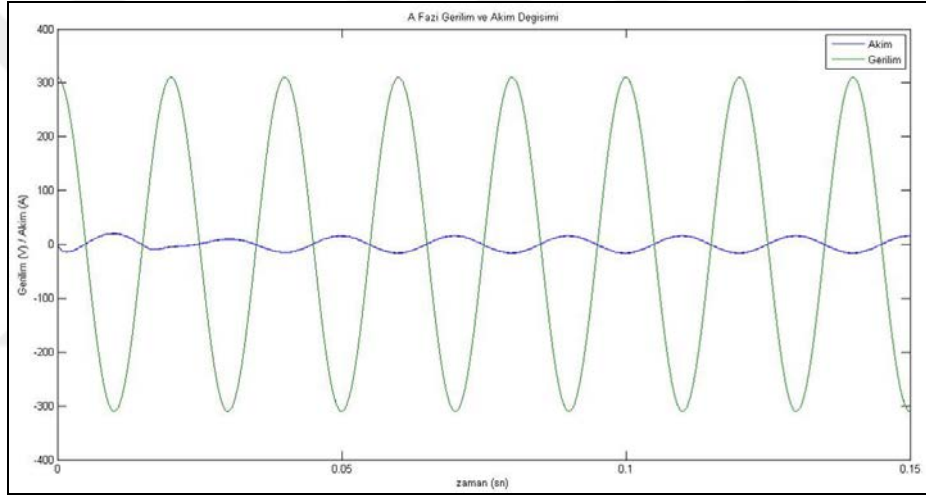


Şekil 7.14 C_1 ve C_2 kondansatörlerinin gerilim değişimleri



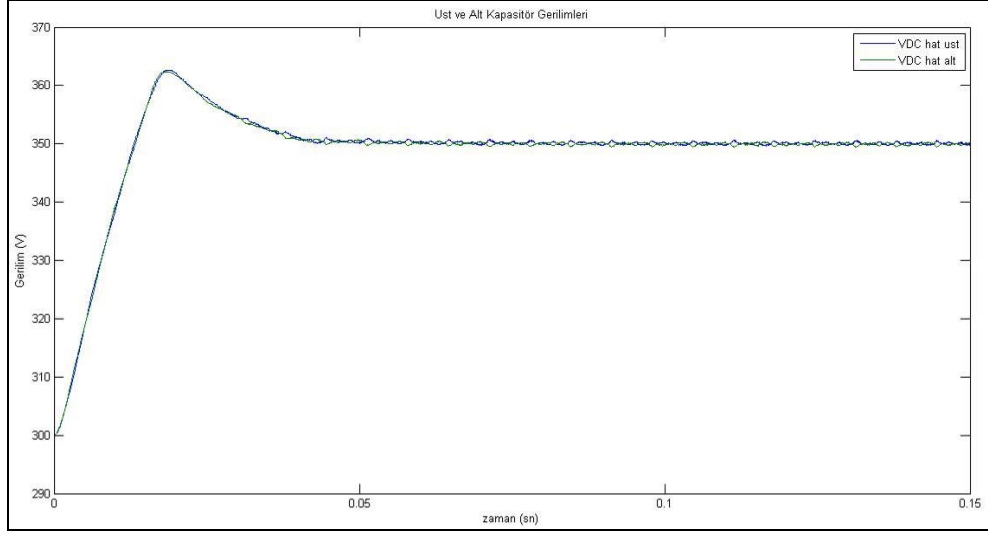
Şekil 7.15 C_1 ve C_2 kondansatörlerinin gerilim değişimleri (yakınlaştırılmış)

Şekil 7.16’da A fazı için gerilim ve akım bileşenleri gösterilmektedir. Bu şekilden de görüleceği üzere, doğrultucu kontrol devresi, güç faktörünü birim yapacak şekilde çalışmaktadır.

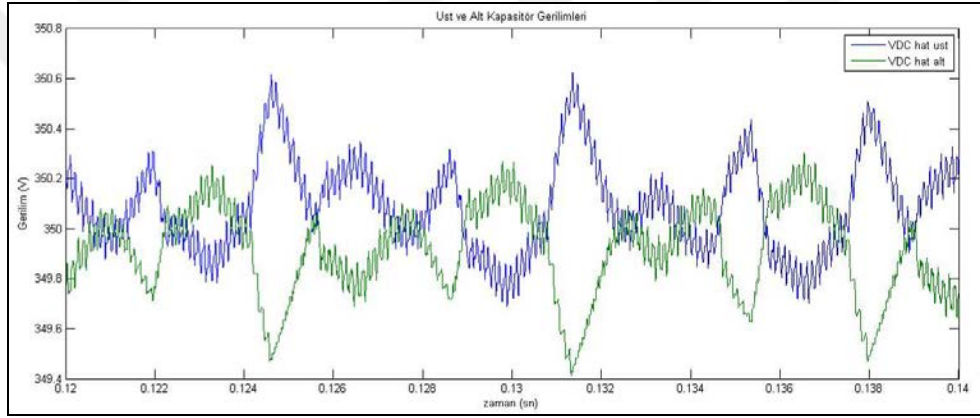


Şekil 7.16 A fazına ait gerilim ve akım değişimleri

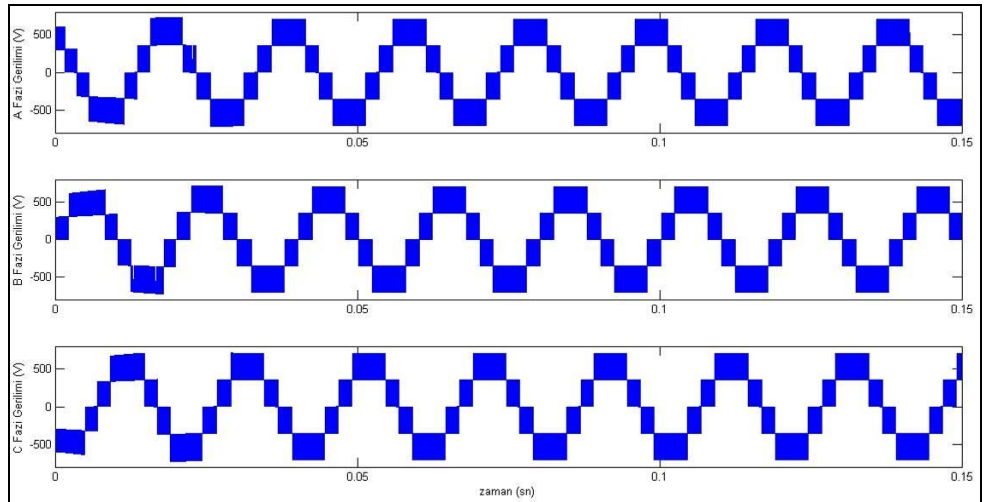
Nötr nokta gerilim dengesi algoritmasının düzgün çalıştığını göstermek için, kondansatör iç dirençleri ihmal edilerek de benzetim çalışması yapılmıştır. Bu durumda Şekil 7.17’de her kondansatör için gerilim seviyesi, Şekil 7.18’de ise kondansatör orta nokta geriliminin yakınlaştırılmış gösterimi ve Şekil 7.19’da önerilen yöntem ile elde edilmiş üç seviyeli dönüştürücü fazlar arası gerilimleri bulunmaktadır. Şekil 7.20’de ise IGBT’lere uygulanan sinyallerin alçak geçiren filtre ile süzülmesi sonucu elde edilen değişimler gösterilmektedir.



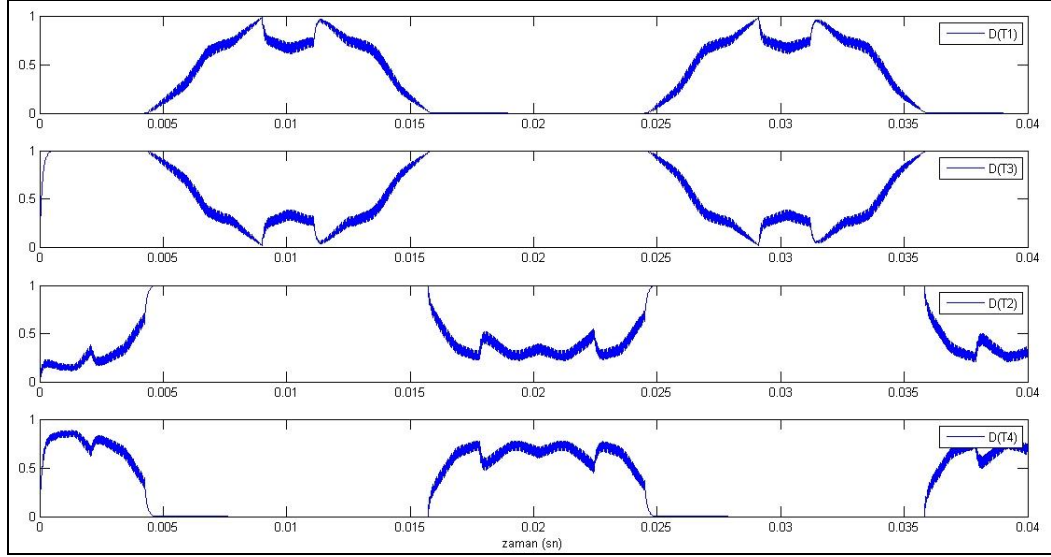
Şekil 7.17 İç direnci ihmal edildiğinde C_1 ve C_2 kondansatörlerinin gerilim değişimleri



Şekil 7.18 İç direnci ihmal edildiğinde C_1 ve C_2 kondansatörlerinin gerilim değişimleri (yakınlaştırılmış)



Şekil 7.19 Önerilen yöntem ile elde edilmiş üç seviyeli dönüştürücüye ait fazlar arası gerilimlerin değişimi



Şekil 7.20 Üç seviyeli topolojide IGBT'lere uygulanan sinyallerin alçak geçiren filtre ile süzülmesi sonucu elde edilen değişimler

7.2 Üç Seviyeli Şebeke Bağlantılı Dönüştürücünün Tasarımı ve Uygulama Devrelerinin Gerçekleştirilmesi

Üç seviyeli dönüştürücünün kontrolü, iki seviyeli dönüştürücü için tasarlanan kontrol devrelerine dayandırılarak gerçekleştirilmiştir. İki seviyeli dönüştürücü güç katında kullanılan IPM tabanlı güç katı yerine üç adet yarım köprü T-NPC modüller kullanılmıştır. Bu modüller için sürücü kartları tasarlanmış ve üretilmiştir. Geri kalan tüm devreler, anahtarlamalı güç kaynağı, mikrokontrolör devresi ve kontrol kartı birebir aynıdır.

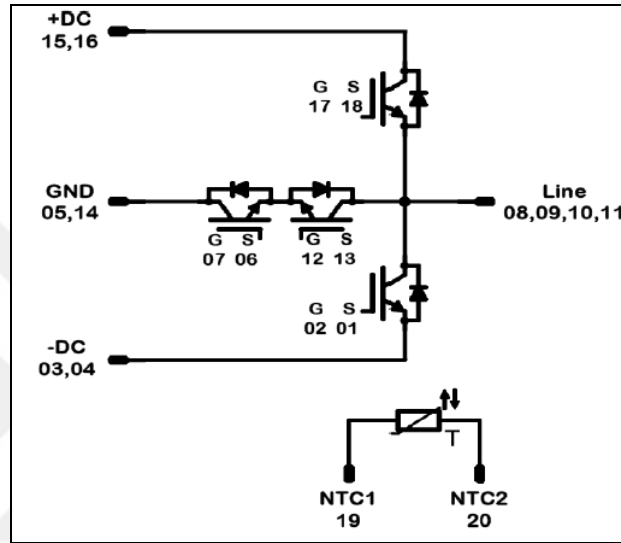
7.2.1 Modül Seçimi ve Arayüz Kartının Tasarlanması

7.2.1.1 Güç Modülü – 10-FZ12NMA040SH-M267F

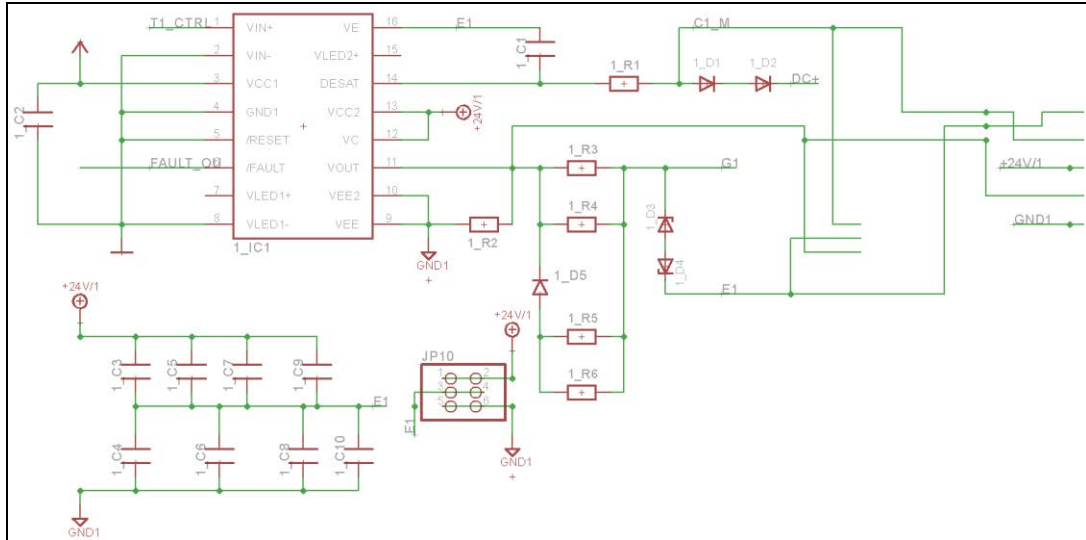
Üç seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücünün güç katında 10-FZ12NMA040SH-M267F parça numaralı T-NPC topolojili yarım köprü modül seçilmiştir. Bu IGBT modül, 40A/1200V'luk yarım köprü IGBT'si, 30A/600 nötr hat FWD'si, 30A/600V nötr hat IGBT'si ve 15A/1200V yarım köprü IGBT'si barındırmaktadır. Şekil 7.21'de kullanılan IGBT modülün şeması gösterilmektedir [70].

7.2.1.2 IGBT Modül Sürücü Kartının Tasarlanması

IGBT sürücü olarak opto-kuplör tabanlı HCPL-316 parça numaralı ürün seçilmiştir. Bu sürücünün çıkış akımı 2,5A olup tek IGBT'nin sürülmesi için kullanılmaktadır. Bu nedenle modül başına dört adet sürücü gerekmektedir. Bu sürücüde diyotlar vasıtasıyla doymadan çıkış algılama kullanılarak kısa devre koruması gerçekleştirilmektedir. Ayrıca, IGBT tarafı beslemesinin pozitif kutuplu kısmı için düşük besleme gerilimi koruması bulunmaktadır. Şekil 7.22'de sürücü devre şeması gösterilmektedir [71].



Şekil 7.21 10-FZ12NMA040SH-M267 içyapısı



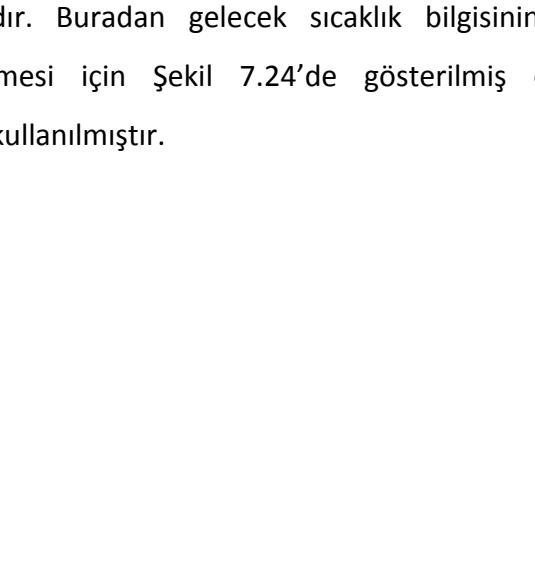
Şekil 7.22 IGBT sürücü devre şeması

Her bir sürücü için izole DC-DC dönüştürücü olarak VLA106-15242 seçilmiştir [72]. 15V giriş gerilimi için 24V çıkış gerilimi sağlamaktadır. Çıkış gücü 2,4W ve girişten çıkışa

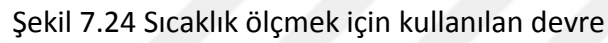
Şekil 7.23 IGBT sürücü beslemesinin devre şeması

Kapalı çevrim kontrol döngüsü için akım ölçme işleminin gerçekleşmesi gerekmektedir. Akım ölçüm işlemi, IGBT modül faz bağlantıları üzerinden yapıldığından, akım ölçme devresi IGBT sürücü kartı üstüne konmuştur. Burada kullanılan devre yapısı ve akım sensörü, iki seviyeli dönüştürücü tasarımında olduğu gibi S22P025S05 parça numaralı kapalı çevrim hall etkili akım algılayıcılar kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

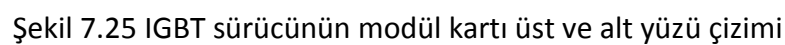
IGBT modül içinde, modül taban DCB sıcaklığının ölçülmesi için izole yapılı bir adet NTC

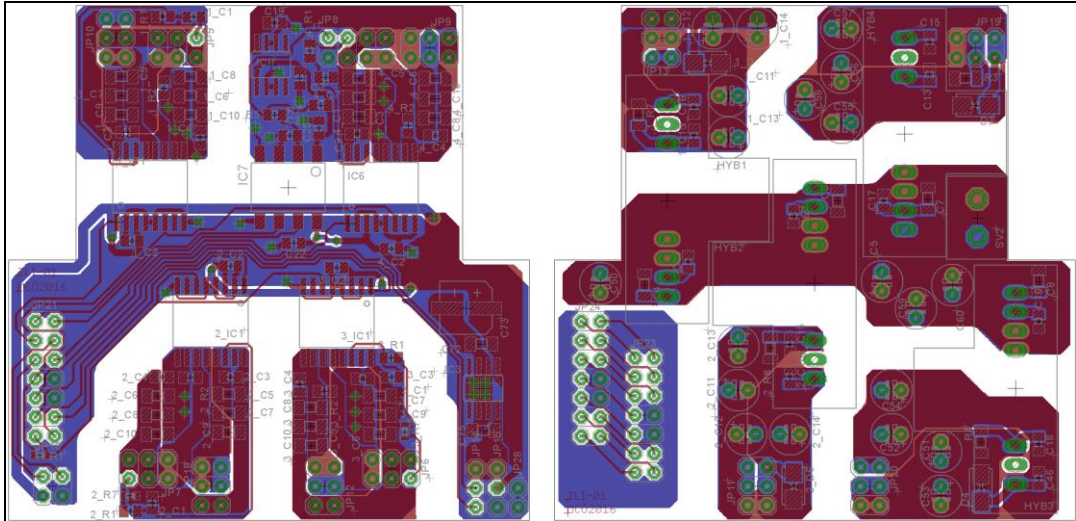


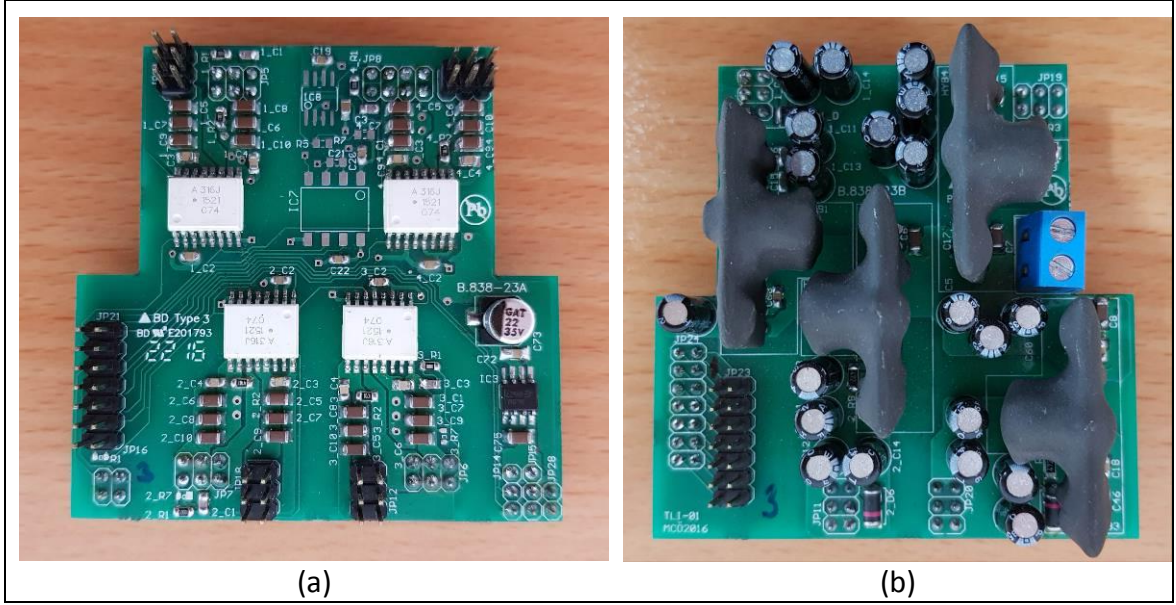
aktadır. Buradan gelecek sıcaklık bilgisinin izo



Şekil 7.25 ve Şekil 7.26’da tasarlanan IGBT modül sürücü kartı PCB’sinin sırasıyla IGBT modül kartı ve sürücü ile besleme kartı gösterilmektedir. Şekil 7.27, Şekil 7.28’de üretilmiş PCB’ler görülmektedir.



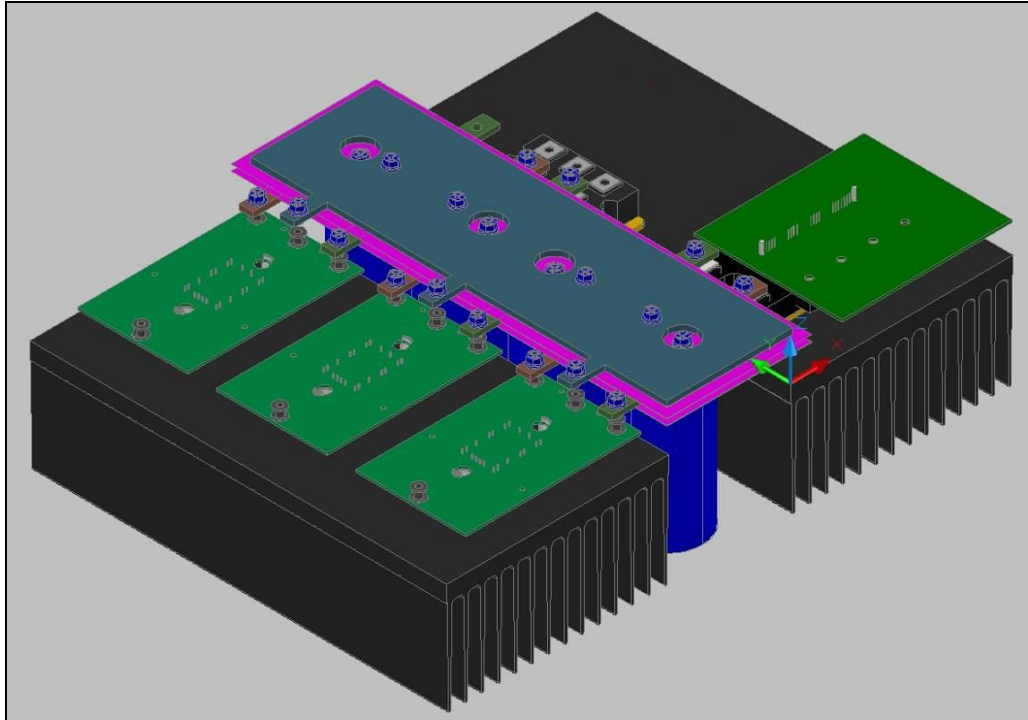




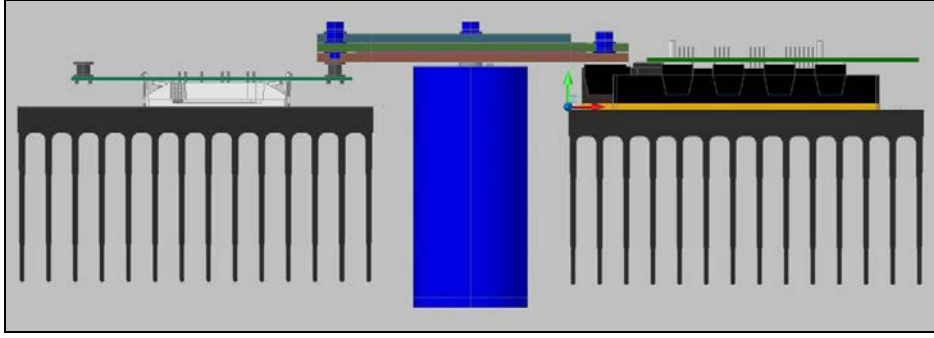
Şekil 7.28 Üretim ve dizgişi yapılmış (a) T-NPC IGBT modül sürücü devresi PCB'si (b) Sürücü devresi beslemesi için DC-DC dönüştürücü PCB'si

7.2.2 DC Baranın Tasarlanması

Üç boyutlu çizim programı kullanılarak DC baranın tasarımı yapılmış ve üretim gerçekleştirilmiştir. Şekil 7.29'da izometrik olarak, Şekil 7.30'da yandan görünüş verilmiştir.



Şekil 7.29 DC bara CAD çizimi (izometrik görünüş)

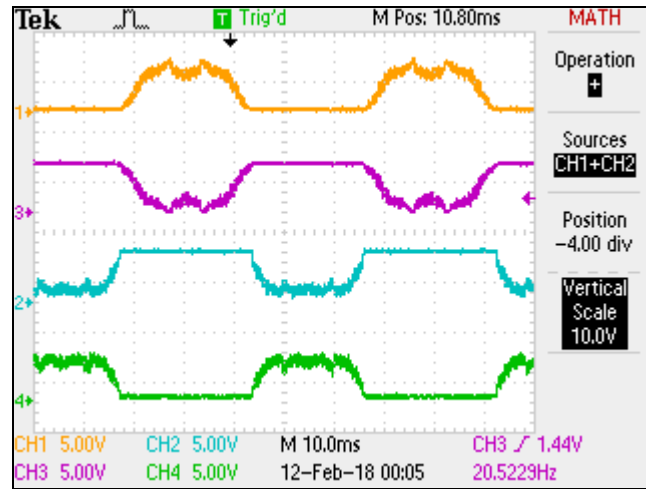


Şekil 7.30 DC bara CAD çizimi (yandan görünüş)

7.2.3 Üç Seviyeli Şebeke Bağlantılı Dönüştürücünün Uygulama Devresinden Elde Edilen Sonuçlar

7.2.3.1 Açık Çevrim SVPWM Sinyalinin Kontrolü

Devre tasarımları gerçekleştirilip, fonksiyonellikleri test edildikten sonra, üç seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücü uygulamasının çalıştırılarak sonuçların elde edilmesi aşamasına geçilmiştir. İlk olarak, bu tezde önerilen, çok seviyeli dönüştürücülerde genelleştirilmiş uzay vektör modülasyonu için metamatiksel yaklaşım yöntemi ile üç seviyeli dönüştürücü için SVPWM sinyali oluşturulmuştur. Mikrokontrolör PWM çıkışlarından elde edilen darbelerin basit RC filtreden geçirilerek SVPWM referans sinyali olarak gözlemlenecek duruma gelmeleri sağlanmıştır. Şekil 7.31’de, T-NPC topolojili IGBT modülün sürücü girişlerine uygulanacak gerilimin bir faz için süzölmüş SVPWM sinyalleri görülmektedir.

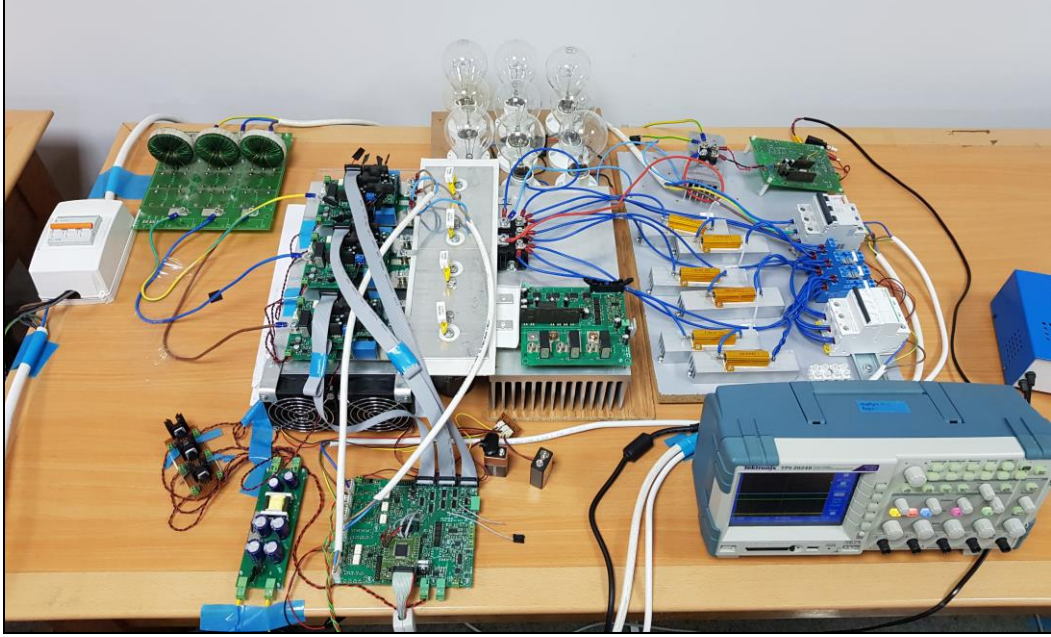


Şekil 7.31 Üç seviyeli topolojide IGBT’lere uygulanan sinyallerin alçak geçiren filtre ile süzülmesi sonucu uygulamada elde edilen değişimler

7.2.3.2 Sistemin Kurulumu ve Devrenin Çalışması

Şekil 7.32’de kurulumu gerçekleştirilmiş üç seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücü devresi gösterilmektedir.

Çizelge 7.23’te uygulama koşulları belirtilmektedir. Güç devresi, güç faktörü “1” olacak şekilde, doğrultucu olarak çalıştırılmış ve DC hat kondansatörlerine paralel bağlı omik yükler devreye alınarak, yükleme işlemi gerçekleştirilmiştir.



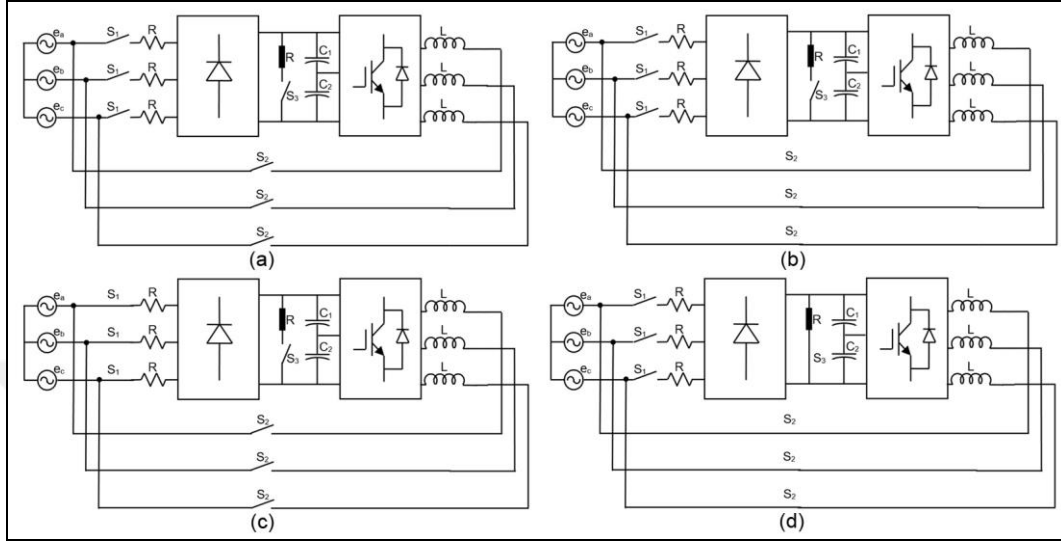
Şekil 7.32 Üç seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücü devresi

Çizelge 7.23 Uygulama devresinde kullanılan elemanlar ve çalışma koşulları

Çıkış gücü	1,8 kW
DC hat gerilimi	700 V
Şebeke frekansı	50 Hz
Fazlar arası gerilim	420Vrms
DC hat kondansatörü kapasitansı	1350 μ F
DC hat kondansatörü ESR değeri	92 m Ω
Güç faktörü	1
Giriş filtre endüktansı	5 mH
Dönüştürücü anahtarlama frekansı	8kHz

Şekil 7.33’te devrenin çalışma adımları gösterilmektedir. Şekil 7.33(a)’da devreye alınmadan önce güç katının bağlantıları bloklar halinde gösterilmektedir. İlk durumda sistemdeki tüm anahtarlar açıktır. Şekil 7.33(b)’de gösterildiği gibi ilk olarak S_1 anahtarı

kapatılmakta ve diyotlu doğrultucu üstünden 420Vrms şebeke gerilimi C_1 - C_2 elektrolitik kondansatörlerini 600VDC gerilimine şarj etmektedir. DC hat kondansatörü olarak dört adet 1500 μ F/450V elektrolitik kondansatör kullanılmıştır. Toplam DC hat kondansatör sığası 1500 μ F olmaktadır.

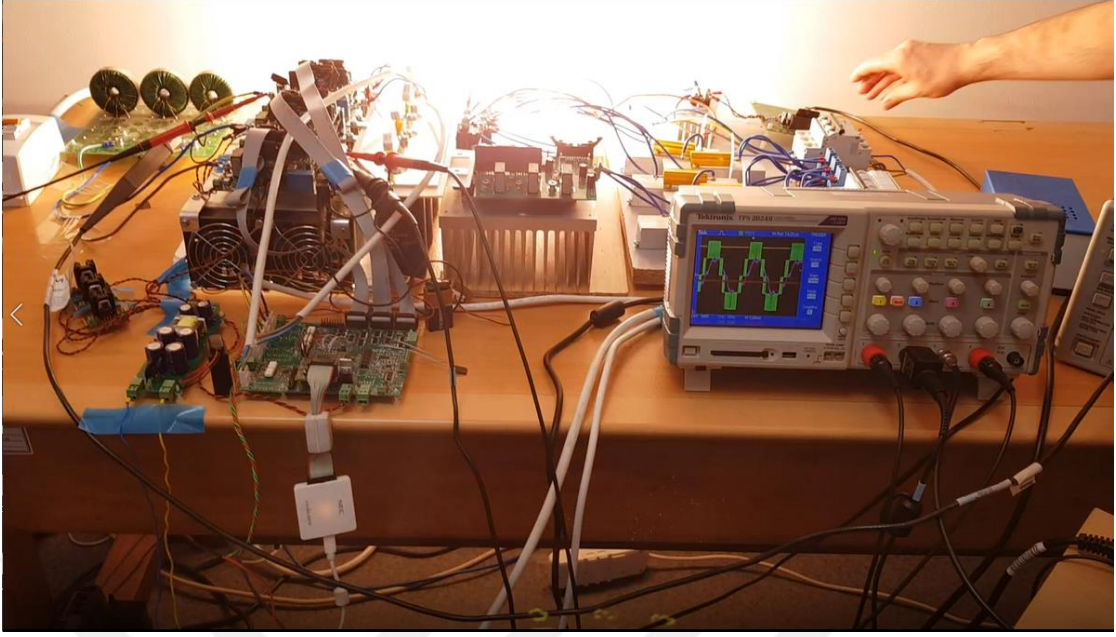


Şekil 7.33 Devrenin çalışma adımları (a) Enerjilendirilmeden önce (b) DC hat kondansatörlerinin şarj olması (c) Üç seviyeli dönüştürücünün devreye alınması (d) Yükün devreye alınması

Şekil 7.33(c)'de, DC hat kondansatörleri şarj olduktan sonra, S_1 anahtarının açıldığı ve sonrasında S_2 anahtarı kapatılarak üç seviyeli dönüştürücü devresi ile C_1 - C_2 kondansatörlerinin 700VDC'ye şarj edilecek şekilde sistemin devreye girdiği gösterilmektedir.

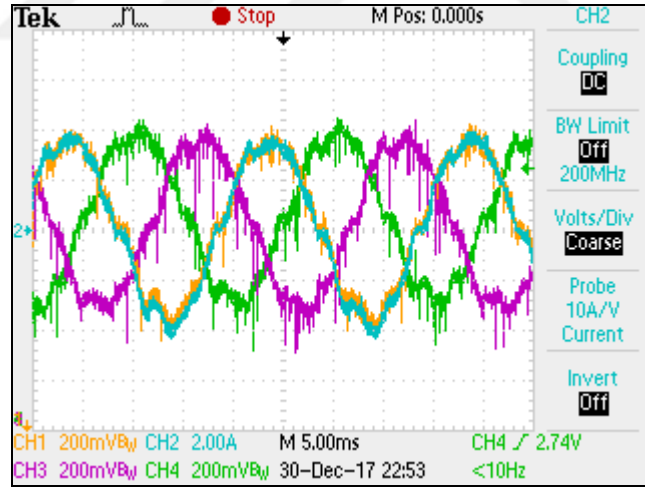
DC hat kondansatörlerinin 700VDC'ye şarj olmasından sonra S_3 anahtarı da devreye alınarak üç seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücü ile şebekeden enerji çekilmesi Şekil 7.33(d)'de gösterilmektedir.

Şekil 7.34'de Üç seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücü devresinin çalıştırılarak ilgili ölçüm sonuçlarının alındığı gösterilmektedir.



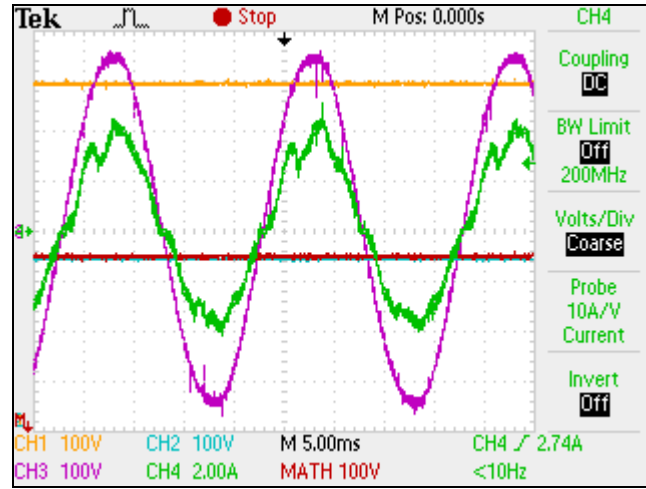
Şekil 7.34 Üç seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücü devresinin enerjilendirilip yüklenmesi

Şekil 7.35'ten Şekil 7.41'e kadar üç seviyeli şebeke bağlantılı dönüştürücü devresinin çalıştırılması ile elde edilen sonuçlar gösterilmektedir.



Şekil 7.35 Faz akımları (yeşil-sarı-pembe akım sensörü çıkışları, mavi akım probu)

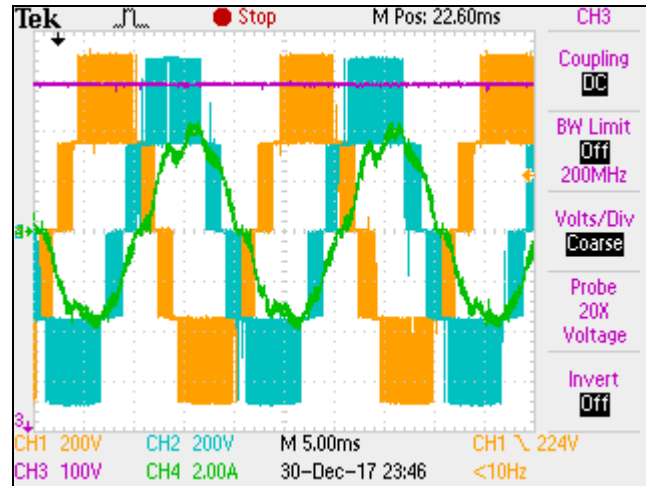
Şekil 7.35'te şebekeden çekilen üç faz akım formu akım sensörlerinden alınan değerler ve akım probu ile alınmış değer olarak gösterilmiştir. Mavi ve sarı sinyaller aynı faz için sırasıyla akım probu ve akım sensörü ile ölçülen sinyallerdir.



Şekil 7.36 Şebeke faz gerilimi (pembe), şebeke faz akımı (yeşil), DC hat gerilimi (sarı), alt kondansatör gerilimi (mavi), üst kondansatör gerilimi (kırmızı)

Şekil 7.36'da, şebeke faz gerilimi (pembe), şebeke faz akımı (yeşil), DC hat gerilimi (sarı), alt kondansatör gerilimi (mavi), üst kondansatör gerilimi (kırmızı) gösterilmiştir. Görüleceği üzere, birim güç faktörü sağlanmıştır. Nötr nokta gerilimi de kararlı olarak sağlanmaktadır.

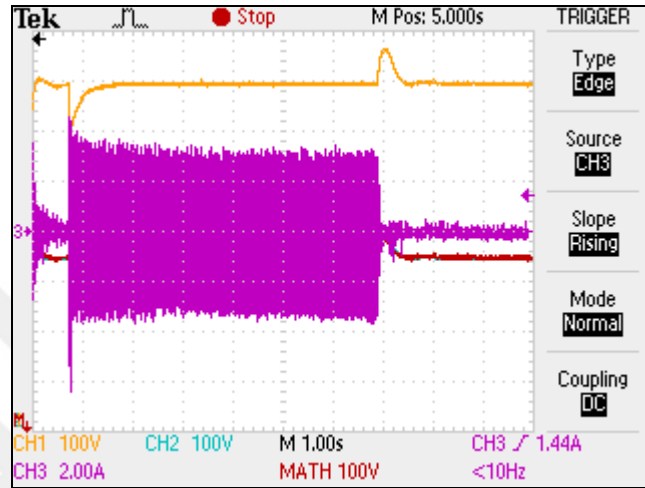
Şekil 7.37'de dönüştürücü faz-faz çıkış gerilimi (sarı, mavi), şebeke faz akımı (yeşil), DC hat gerilimi (pembe) sinyalleri görülmektedir. Sarı ve mavi sinyallerden anlaşılacağı üzere, üç seviyeli dönüştürücü beklendiği gibi çıkış gerilimi üretmektedir.



Şekil 7.37 Dönüştürücü faz-faz çıkış gerilimi (sarı, mavi), şebeke faz akımı (yeşil), DC hat gerilimi (pembe)

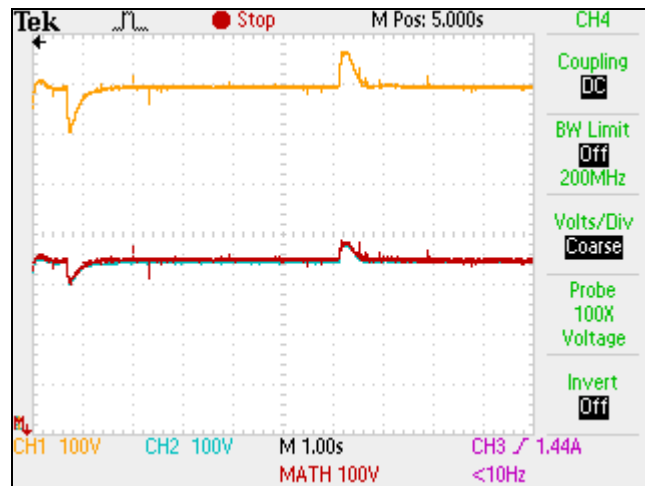
Şekil 7.38'de dönüştürücünün yüke girmesi ve çıkması durumlarında DC hat gerilimi (sarı), alt kondansatör gerilimi (mavi), üst kondansatör gerilimi (kırmızı), şebeke faz akımı (pembe) değişimi verilmektedir. Yükleme kaydı 10 saniye için alınmıştır.

Başlangıçtan itibaren 800ms sonra yük devreye alınmıştır. Yüke girme anında DC bara gerilimi anlık olarak çökmüş ve kontrol devresi atanmış 700VDC değerine hızlı bir şekilde geri yükselmiştir. Çalışmaya başladıktan yaklaşık 6800ms sonra yük devreden çıkartılmıştır. Bu durumda, akım hemen kesilemediğinden DC hat kondansatörleri şarj olmaya devam etmiş ve gerilim sıçraması oluşmuştur. Kontrol algoritması tekrar toparlayarak DC hat gerilimini 700VDC değerine geri çekmiş ve regülasyon sağlanmıştır.



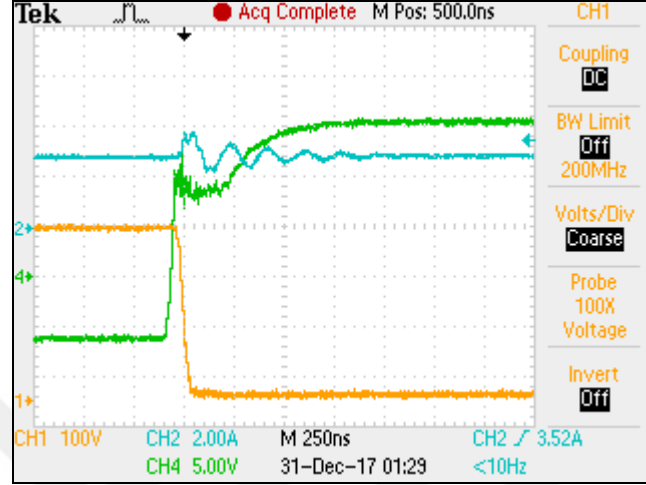
Şekil 7.38 DC hat gerilimi (sarı), alt kondansatör gerilimi (mavi), üst kondansatör gerilimi (kırmızı), şebeke faz akımı (pembe)

Şekil 7.39’da, 7.38’deki görüntüden akım sinyali kaldırılarak, yalnızca gerilim seviyelerinin gözüktüğü görüntü elde edilmiştir. Buradan görüleceği üzere, yüklenme boyunca nötr nokta dengesi sağlanmıştır.

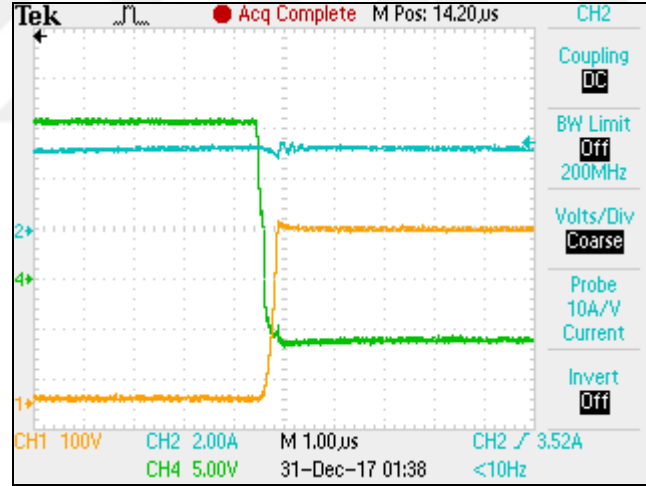


Şekil 7.39 DC hat gerilimi (sarı), alt kondansatör gerilimi (mavi), üst kondansatör gerilimi (kırmızı)

Şekil 7.40 ve Şekil 7.41’de sırasıyla nötr hat IGBT’sinin ilettime girerken geçit-emetör gerilimi (yeşil), kollektör emetör gerilimi (sarı), faz akımı (mavi) ve iletimden çıkarken ki nötr hat IGBT’si ilettime girerken geçit-emetör gerilimi (yeşil), kollektör emetör gerilimi (sarı), faz akımı (mavi) sinyalleri gösterilmiştir.



Şekil 7.40 Nötr hat IGBT’si ilettime girerken geçit-emetör gerilimi (yeşil), kollektör emetör gerilimi (sarı), faz akımı (mavi)



Şekil 7.41 Nötr hat IGBT’si iletimden çıkarken geçit-emetör gerilimi (yeşil), kollektör emetör gerilimi (sarı), faz akımı (mavi)

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, geleneksel iki seviyeli uzay vektör modülasyonu temel alınarak, iki veya daha fazla seviyeli dönüştürücüler için genelleştirilmiş yeni bir uzay vektör modülasyonu hesap algoritmasının matematiksel yöntemi ortaya konulmuştur. Yaygın olarak kullanılan iki seviyeli topolojilerin yerine, kontrol edilebilirliği daha karmaşık olmasından dolayı henüz tam olarak yaygınlaşmamış, üç veya daha fazla seviyeli dönüştürücülerin, uygulaması yalınlaştırılmış uzay vektör modülasyonu ile kolay kontrol edilebilirliğinin gösterilmesi amacıyla şebeke bağlantılı üç seviyeli dönüştürücü tasarımı ve uygulaması gerçekleştirilmiştir. Üç seviyeli dönüştürücü uygulamasından önce iki seviyeli dönüştürücü tasarımı yapılmış, sonrasında gerçekleşen üç seviyeli dönüştürücü ile aralarındaki donanımsal ve yazılımsal farklılıklar ortaya konarak, üç seviyeli dönüştürücü tasarımının yaygınlaştırılabilmesi için çalışma yapılmıştır.

İlk olarak uygulaması yapılan iki seviyeli dönüştürücü için gerekli alt devreler tasarlanmıştır. Tasarlanan kontrol devresinde şebeke gerilimi ölçüm devreleri, DC bara gerilimi ölçüm devresi, mikrokontrolör devresi ve güç katı arayüz devresi elemanlarının sürülmesi için gerekli lojik yapılar kullanılmıştır. Tasarlanan güç katı arayüz devresinde IPM için opto izolatör devreleri, izole çıkışlı DC-DC dönüştürücü devresi ve şebeke akımlarının ölçüm devreleri bulunmaktadır. Tüm devrelerin beslenmesi için uygun çıkış seçilerek bir anahtarlama güç kaynağı devresi tasarlanmıştır.

Şebeke bağlantılı üç seviyeli dönüştürücü tasarımına geçildiğinde donanımsal yapıda çok fazla değişikliğe gidilmeyecek şekilde bir çalışma benimsenmiştir. Bu doğrultuda, kontrol devresindeki yapılar, mikrokontrolör devresi, DC bara gerilimi ölçüm devresi ve

faz gerilimleri ölçüm devresi aynen korunmuştur. Bazı devre yapıları kaçınılmaz olarak eklenmiştir. İlk olarak eklenen yapı, DC bara gerilimini oluşturan seri bağlı kondansatörlerin orta nokta gerilimi (üç seviyeli dönüştürücünün nötr nokta gerilimi) ölçüm devresidir. Bu devre, DC bara gerilimi ölçüm devresi ile birebir aynı tasarlanmıştır. İkinci eklenen devre yapısı ise mikrokontrolör tarafından üretilen altı adet PWM sinyalinin ve ek olarak altı adet lojik sinyal çıkışının, üç faz üç seviyeli IGBT modüllerin sürülmesi için gerekli oniki adet sürme sinyaline dönüştüren lojik devre yapısıdır. İki seviyeli dönüştürücü güç katında kullanılan IPM arayüz kartının yerine güç katında T-NPC topolojiye sahip IGBT modüller için arayüz ve sürme devreleri eklenmiştir. Şebeke akımlarının ölçümü bu arayüz kartına eklenmiştir. Tüm devrelerin beslenmesi için kullanılan anahtarlamalı güç kaynağı devresi iki seviyeli dönüştürücü tasarımı için kullanılan güç kaynağı ile aynıdır.

Donanımsal karşılaştırma yapıldığında, üç seviyeli dönüştürücü tasarımı için kullanılacak tasarım kaynakları, iki seviyeli dönüştürücü tasarımı için kullanılacak tasarım kaynakları ile aynı olmaktadır.

İki seviyeli dönüştürücünün kontrolü için yazılan yazılıma dahil olan kısımlar, ölçülen şebeke akım, gerilim değerlerinin ve DC bara geriliminin analog değerden sayısal değere dönüştürülmesi, Clarke ile Park dönüşümlerinin uygulanması, faz kilitlemeli çevrim algoritması ile şebeke gerilimlerinin faz ve genliğine kilitlenme, kapalı çevrim PI kontrol uygulaması ve iki seviyeli uzay vektör modülasyonu hesap algoritması olarak özetlenebilir.

Üç seviyeli dönüştürücünün kontrolü için yazılan yazılım, uzay vektör modülasyonu hesap algoritması haricinde iki seviyeli dönüştürücü için geliştirilen yazılım ile aynıdır. Analog ölçüm değerlerinin sayısal değerlere dönüştürüldüğü kısma, DC bara nötr nokta gerilimi ölçümlerinin analog değerden sayısal değere dönüşümü eklenmiştir.

Bu tez çalışmasında önerilen iki veya daha çok seviyeli dönüştürücüler için genelleştirilmiş uzay vektör modülasyonu hesap algoritması, tasarlanan şebeke bağlantılı üç seviyeli dönüştürücü devresine yazılımsal olarak uyarlanmıştır. DC bara nötr nokta gerilimi dengesi için geliştirilen algoritma ayrıca yazılımsal olarak uygulanmıştır.

İki seviyeli dönüştürücü için geliştirilmiş yazılım bir anahtarlama periyodu (125 μ s) içinde 88-90 μ s kadar zaman harcamaktadır. Üç seviyeli dönüştürücü için geliştirilmiş yazılım ise bir anahtarlama periyodu (125 μ s) içinde 98-100 μ s kadar zaman harcamaktadır. Bu süreler karşılaştırıldığında, bu tez çalışmasında önerilmiş olan iki veya daha fazla seviyeli dönüştürücüler için genelleştirilmiş uzay vektör modülasyonu hesap algoritmasının uygulandığı yazılımın bir anahtarlama periyodu boyunca harcadığı süre, temel uzay vektör modülasyonu kullanılan iki seviyeli dönüştürücü kontrol yazılımı için harcanan süreden yalnızca 10 μ s fazladır. Bu fazla gelen sürenin içine nötr nokta gerilimi dengesi için kullanılan algoritmanın harcadığı süre dahildir.

Bu tez çalışmasında önerilmiş olan iki veya daha fazla seviyeli dönüştürücüler için genelleştirilmiş uzay vektör modülasyonu hesap algoritması, uzay vektör modülasyonunun lineer bölgede uygulandığı şebeke bağlantılı dönüştürücüler için geliştirilmiştir. AC motor sürücü gibi uygulamalarda uzay vektör diyagramının lineer olmayan aşırı modülasyon bölgesinde de çalışma söz konusu olabilir. İleride yapılacak çalışmalarla, bu tez çalışmasında önerilmiş olan iki veya daha fazla seviyeli dönüştürücüler için genelleştirilmiş uzay vektör modülasyonu hesap algoritmasının aşırı modülasyon bölgesi çalışması için geliştirilebileceği düşünülmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] Thongam, J. S., Bouchard, P., Ezzaidi, H., ve Ouhrrouche, M., (2009). "Wind Speed Sensorless Maximum Power Point Tracking Control of Variable Speed Wind Energy Conversion Systems", IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC'09), Miami, 3-6 May 2009, 1832 – 1837.
- [2] Boutoubat, M., Mokrani, L., ve Machmoum, M., (2013). "Control of a Wind Energy Conversion System Equipped by a DFIG for Active Power Generation and Power Quality Improvement", Renewable Energy, 50, 378 – 386.
- [3] İsen, E., ve Bakan, A.F., (2010). "Comparison of SVPWM and HCC Control Techniques in Grid Connected Three Phase Inverters", National Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering (ELECO), Bursa, 2-5 Dec 2010, 264 – 268.
- [4] Fujita, H., (2009). "A Three-Phase Voltage-Source Solar Power Conditioner Using a Single-Phase PWM Control Method", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2009), San Jose, 20-24 Sept. 2009, 3748 – 3754.
- [5] Radermacher H., Schmidt B.D., ve De Doncker R.W., (2004). "Determination and Comparison of Losses of Single Phase Multi-Level Inverters with Symmetric Supply", IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 04), Aachen, 20-25 June 2004, 4428 – 4433.
- [6] Bor-Ren, L., Hsin-Hung, L., ve Yaow-Ming, C., (1998). "Implementation of Three-Level AC/DC/AC Converter with Power Factor Correction and Harmonic Reduction", International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, Perth, 1-3 Dec. 1998, 768 – 773.
- [7] de Freitas I.S., Jacobina C.B., da Silva E.R.C., ve Oliveira T.M., (2010) "Single-Phase AC–DC–AC Three-Level Three-Leg Converter", IEEE Trans on Industrial Electronics, 57(12), 4075 – 4084.
- [8] Lu T., Zhao Z., Zhang Y., Zhang Y. ve Yuan L., (2008) "A Novel Direct Power Control Strategy for Three-Level PWM Rectifier Based on Fixed Synthesizing Vectors", International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2008), Wuhan, 17-20 Oct. 2008, 1143 – 1147

- [9] Seo, J.H., Choi, C.H., ve Hyun, D.S., (2001). "A New Simplified Space-Vector PWM Method for Three-level Inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, (16)4, 545-550.
- [10] Han, Y., Fan, X., ve Zhao, Z., (2011). "A New Flux Observer Based on Voltage Reconstruction for Three-Level DTC Inverter", Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Singapore, 5-8 December 2011, 72-76.
- [11] Hu, L., Wang, H., Deng Y., ve He, X.N., (2004). "A Simple SVPWM Algorithm for Multilevel Inverters", IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 04), 20-25 June 2004, Aachen, 3476 – 3480.
- [12] Song, Q., Liu, W., Yan, G., ve Chen, Y., (2003). "DSP-Based Universal Space Vector Modulator for Multilevel Voltage-source Inverters", The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'03), Roanoke, 2-6 November 2003, 1727 – 1732.
- [13] Wan, Y., ve Jiang J., (2009). "The Study of FPGA-based Three-Level SVM NPC Inverter", IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference IPEMC '09, 17-20 May 2009, Wuhan, 1470 – 1474.
- [14] Shu, Z., Tang, J., ve Lian, J., (2007). "An Efficient SVPWM Algorithm with Low Computational Overhead for Three-Phase Inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, 22(5), 1797-1805.
- [15] Yang, R., Wang, G., ve Yu, Y. (2010). "A Fast Generalized Multilevel Voltage SVPWM Algorithm Based on Voltage Decomposition", 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 15-17 June 2010, Taichung, 1220 – 1224.
- [16] Shu, Z., Ding, N., Chen, J., Zhu, H., ve He, X., (2013). "Multilevel SVPWM with DC-Link Capacitor voltage Balancing Control for Diode-Clamped Multilevel Converter Based STATCOM", IEEE Transactions on Industrial Electronics, (60)5, 1884 – 1896.
- [17] Trabelsi, M., Ben-Brahmin, L., Yokoyama, T., Kawamura, A., Kurosawa, R., ve Yoshino T., (2012). "An Improved SVPWM Method for Multilevel Inverters", 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 4-6 September 2012, Novi Sad, LS5c.1-1 - LS5c.1-7.
- [18] Gupta, A.K., ve Khambadkone, A.M., (2006). "A Space Vector PWM Scheme for Multilevel Inverters Based on Two-Level Vector PWM", IEEE Transactions on Industrial Applications, 53(5), 1631-1639.
- [19] Busquests-Monge, S., Bordonau, J., Boroyevich, D., ve Somavilla S., (2004). "The Nearest Three Virtual Space Vector PWM – A Modulation for the Comprehensive Neutral-Point Balancing in the Three-Level NPC Inverter", IEEE Power Electronics Letters ,2(1), 11-15.
- [20] Wu, X., Tan, G., Ye, Z., Yao, G., Liu, Z., ve Liu, G., (2018). "Virtual-Space-Vector PWM for a Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverter with Unbalanced DC-Links", IEEE Transactions on Power Electronics, (33)3, 2630-2642.

- [21] Zhu, R., Wu, X., ve Tang, Y., (2015). "Duty Cycle-Based Three-Level Space-Vector Pulse-Width-Modulation with Overmodulation and Neutral-Point Balancing Capabilities for Three-Phase Neutral-Point Clamped Inverters", IET Power Electronics, (8)10, 1931-1940.
- [22] Holtz, J., Holtgen, M., ve Krah, J.O., (2013). "A Space Vector Modulator for the High-Switching Frequency Control of Three-Level SiC Inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, 29(5), 2618-2626.
- [23] Celanovic, N., ve Boroyevich, D., (2001). "A Fast Space-Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three Phase Converters", IEEE Transactions on Industry Applications, 37(2), 637-641.
- [24] Bose B.K., Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, USA, 2002
- [25] Rashid M.H., Power Electronics Handbook, Academic Press, USA, 2001
- [26] Rodriguez, J.R., Dixon J.W., Espinoza J.R., Pontt J., ve Lezana P., (2005), "PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art", IEEE Transactions on Industrial Electronics, (52)1, 5-22.
- [27] Teodorescu R., Liserre M., ve Rodriguez P., (2011). Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems, Wiley-IEEE Press, USA, 2011
- [28] Holtz, J., (1977). "Selbstgeführte Wechselrichter mit Treppenförmiger Ausgangsspannung für Grosse Leistung und hohe Frequenz", in Siemens Forschungs und Entwicklungsberichte Springer-Verlag, 6, 164-171.
- [29] Nabae, A., Takahashi, I., ve Akagi, H., (1981). "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", IEEE Transactions on Industrial Applications, 17(5), 518-523.
- [30] Honsberg, M., (2012), Signal Converter for Generating Switch Drive Signals for a Multi-level Converter, U.S. Patent No. 8,125,803 B2, U.S. Patent and Trademark Office.
- [31] Holmes, D.G., Lipo, T.A., Pulse Width Modulation for Power Converters – Principles and Practice, Wiley-IEEE Press, USA, 2003
- [32] Hava, M.H., Kerkman, R.J., ve Lipo, T.A., (1999). "Simple Analytic and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, 14(1), 49-61.
- [33] Chung, D., ve Sul, S., (1999). "Minimum-Loss Strategy for Three-Phase PWM Rectifier", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 46(3), 517 – 526.
- [34] Hava, A. M., ve Cetin, N. O., (2011). "A Generalized Scalar PWM Approach with Easy Implementation Features for Three-Phase, Three-Wire Voltage-Source Inverters" IEEE Transactions on Power Electronics, 26(5), 1385 – 1395.
- [35] Sun J., ve Grotstollen H., (1996) "Optimized Space Vector Modulation and Regular-Sampled PWM: A Reexamination", Industry Applications Conference, San Diego, 6-10 Oct. 1996, 956 – 963.
- [36] Zhao, D., Hari. V.S.S.P.K., Narayanan G., ve Ayyanar R., (2010). "Space-Vector-Based Hybrid Pulsewidth Modulation Techniques for Reduced Harmonic

- Distortion and Switching Loss”, IEEE Transactions on Power Electronics, 25(3), 760 – 774.
- [37] Nguyen, D., Hobraiche, J., Patin, N., Friedrich, G., ve Vilain, J., (2011). “A Direct Digital Technique Implementation of General Discontinuous Pulse Width Modulation Strategy”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 9, pp. 4445 – 4454, 2011
 - [38] Lock, A. S., Silva, E.R.C., ve Elbuluk, M.E., (2010). “One Cycle-Control Method for Obtaining Discontinuous PWM Strategies to Control a Three-Phase Rectifier” 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, Sao Paolo, 8-10 Nov. 2010, 1 – 6.
 - [39] An, S., Sun, X., Zhong, Y., ve Matsui, M., (2012). “Research on a New and Generalized Method of Discontinuous PWM Strategies to Minimize the Switching Loss”, IEEE Innovative Smart Grid Technologies – Asia, Tianjin, 21-24 May 2012, 1 – 6.
 - [40] Kim, Y., Kim, K., Kwon, B. ve Choi, C., (2008). “A Fast and Robust PLL of MCFC PCS under Unbalanced Grid Voltages”, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 2008), Rhodes, 15-19 June 2008, 4712-4716.
 - [41] Lyons, J. ve Vlatkovic, V., (2004). “Power Electronics and Alternative Energy Generation” IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 04), Aachen, 20-25 June 2004, 16-21
 - [42] Kaura, V. ve Blasko, V., (1997). “Operation of A Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions”, Proceedings of Applied Power Electronics Conference (APEC 96), San Jose, 3-7 March 1996, 33(1), 58-63.
 - [43] Golestan, S., Monfared, M. ve Freijedo, F. D., (2013). “Design-Oriented Study of Advanced Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loops”, IEEE Transactions on Power Electronics, 28(2), 765-778.
 - [44] Zhang, S., Chen, J. ve Zhou, W., (2008). “A Method for Electrical Network Voltage Compensation without PLL Based on Coordinate Transformation”, International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2008), 17-20 Oct. 2008, 2150 – 2153.
 - [45] Hadjidemetriou, L., Kyriakides, E. ve Blaabjerg, F., (2013). “A New Hybrid PLL for Interconnecting Renewable Energy Systems to The Grid”, IEEE Transactions on Industry Applications, 49(6), 2709-2719
 - [46] Xiong, F., Yue, W., Ming, L., Ke, W. ve Wanjun, L., (2010). “A Novel PLL for Grid Synchronization of Power Electronic Converters in Unbalanced and Variable-Frequency Environment” The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Hefei, 16-18 June 2010, 466-471.
 - [47] Rodriguez, P., Pou, J., Bergas, J., Candela, J. I., Burgos, R. P. ve Boroyevich, D., (2007). “Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control”, IEEE Transactions on Power Electronics, 22(2), 584-592.

- [48] Limongi, L. R., Bojoi, R., Pica, C., Profumo, F. ve Tenconi, A., (2007). "Analysis and Comparison of Phase Locked Loop Techniques for Grid Utility Applications", Power Conversion Conference (PCC'07), Nagoya, 2-5 April 2007, 674-681.
- [49] Hoffmann, N., Lohde, R., Fischer, M., Fuchs, F. W., Asiminoaei, L., ve Thogersen, P., (2011). "A Review on Fundamental Grid-voltage Detection Methods under Highly Distorted Conditions in Distributed Power-generation Networks", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Phoenix, 17-22 Sept. 2011, 3045-3052.
- [50] Sim, J., Kim, K., Son, R., ve Oh, J. (2012). "Ride-through of PMSG Wind Power System Under The Distorted and Unbalanced Grid Voltage Dips", Journal of Electrical Engineering and Technology, 7(6), 898-904.
- [51] Rodriguez, P., Teodorescu, R., Candela, I., Timbus, A., Liserre, M., ve Blaabjerg, F. (2006). "New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions", 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'06), Jeju, 18-22 June 2006, 1-7.
- [52] Gonzalez, O. L., ve Buja, G. (2011). "Novel PLL Scheme for Grid Connection of Three-Phase Power Converters", 8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives (SDEMPED), Bologna, 5-8 Sept. 2011, 372-377.
- [53] Chung, I., ve Moon, S., (2007). "A New Islanding Detection Method using Phase-Locked Loop for Inverter-Interfaced Distributed Generators", Journal of Electrical Engineering and Technology, 2(2), 165 – 171
- [54] Lee, W., Sung, K., ve Lee, T., (2016). "Fast Detection Algorithm for Voltage Sags and Swells Based on Delta Square Operation for a Single-Phase Inverter System", Journal of Electrical Engineering and Technology, 11(1), 157-176.
- [55] Ramezani, M., Golestan, S., Shuhui, L., ve Guerrero, J.M., (2017). "A Simple Approach to Enhance the Performance of Complex-Coefficient Filter-Based PLL in Grid Connected Applications" IEEE Transactions on Industrial Electronics, 99, 1-6.
- [56] Guo, X., Wu, W., Chen, Z., (2011). "Multiple-Complex Coefficient-Filter-Based Phased Locked Loop and Synchronization Technique for Three-Phase Grid-Interfaced Converters in Distributed Utility Networks", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(4), 1194 – 1204.
- [57] Chaoui, H., Okoye, O., ve Khayamy, M., (2016). "Grid Synchronization Phase-Locked Loop Strategy for Unbalance and Harmonic Distortion Conditions", Journal of Control, Automation and Electrical Systems, 27(4), 463–471.
- [58] Khazraj, H., da Silva, F.F., Bak, C.L., ve Golestan, S, (2017) "Analysis and Design of Notch Filter-Based PLLs for Grid-Connected Applications", Electric Power Systems Research, 147, 62-69.
- [59] Freijedo, F. D., Doval-Gandoy, J., Lopez, O., ve Acha, E., (2009). "A Generic Open Loop Algorithm for Three Phase Grid Voltage/Current Synchronization

With Particular Reference to Phase, Frequency, and Amplitude Estimation”, IEEE Transactions Power Electronics, 24(1), 94 – 107.

- [60] Xiao, P., Corzine, K.A., ve Venayagamoorthy, G.K., (2008) “Multiple Reference Frame-Based Control of Three-Phase PWM Boost Rectifiers under Unbalanced and Distorted Input Conditions”, IEEE Transactions on Power Electronics, 23(4), 2006-2017.
- [61] Chapman, K. (2008). Digitally Removing a DC Offset: DSP Without Mathematics. Retrieved October, 2008, from https://www.xilinx.com/support/documentation/white_papers/wp279.pdf, 11.02.2018
- [62] Mitsubishi Power Semiconductors, PM50CL1A120 veri dokümanı, http://www.mitsubishielectric.com/semiconductors/content/product/powermodule/ipm/l1_series/pm50cl1a120_e.pdf, 11.02.2018
- [63] Isahaya Electronics Corporation, VLA128-24153QR veri dokümanı, <https://www.idc-com.co.jp/product/Search/Pdf/en/14/VLA128-24153QR>, 11.02.2018
- [64] Broadcom Limited, HCPL-4506 veri dokümanı, <https://docs.broadcom.com/docs/AV02-1360EN>, 11.02.2018
- [65] Sharp, PC817 veri dokümanı, http://www.sharp-world.com/products/device/lineup/data/pdf/datasheet/pc817xnnsz_e.pdf, 11.02.2018
- [66] Tamura Corporation, S22P025S05M2 veri dokümanı, http://www.tamura-ss.co.jp/electronics/current_sensor/pdf/s22p_s05m2_2_e.pdf, 11.02.2018
- [67] Renesas Electronics Corporation, μ PD78F1233 veri dokümanı, <https://www.renesas.com/en-eu/doc/DocumentServer/026/U19678EJ1V1UD00.pdf?key=763cfda059abaeb512d24c39f8ecca07>, 11.02.2018
- [68] Broadcom Limited, HCPL-7840 veri dokümanı, <https://docs.broadcom.com/docs/AV02-1289EN>, 11.02.2018
- [69] Power Integrations, INN2904K veri dokümanı, https://ac-dc.power.com/sites/default/files/product-docs/innoswitch-ep_family_datasheet.pdf
- [70] Vincotech Corporation, 10-FZ12NMA040SH-M267F veri dokümanı, https://www.vincotech.com/fileadmin/user_upload/product_media/10-x12nma040sh-m267fx-d9-14-1.pdf, 11.02.2018
- [71] Broadcom Limited, HCPL-316J veri dokümanı, <https://docs.broadcom.com/docs/AV02-0717EN>, 11.02.2018
- [72] Isahaya Electronics Corporation, VLA106-15242 veri dokümanı, <https://www.idc-com.co.jp/product/Search/Pdf/en/14/VLA106-15242>, 11.02.2018

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Mustafa Cem ÖZKILIÇ
Doğum Tarihi ve Yeri : 17.10.1979
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : mcozkilic@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Elektronik	İstanbul Teknik Üniversitesi	2005
Lisans	Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği	İstanbul Teknik Üniversitesi	2002
Lise	Fen Bilimleri- Matematik	Kadıköy Anadolu Lisesi	1997

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2002-	OHM Elektronik A.Ş	Saha Uygulama Mühendisi

YAYINLARI

Makale

1. Ozkilog M.C., Obdan A.H., Sarul M.H. (2016) Comparison of Modulation Techniques of a Grid Side Converter in a Wind Energy Conversion System, *Automatika*, 57(2), 354-360.
2. Obdan A.H., Ozkilog M.C. (2016) Performance Comparison of 2-Level and 3-Level Converters In a Wind Energy Conversion System, *Revue Roumaine Des Sciences Techniques-Serie Electrotechnique Et Energetique*, 61(4), 388-393.
3. Ozkilog M.C., Obdan A.H. (2018) Application of a Simplified PLL Algorithm for Unbalanced Three Phase Systems by Using Low Cost Microcontrollers, *Scientific-professional Journal of Technical Faculties of University in Osijek*, 25, (6), 1-6.
4. Özkılıç M.C., Obdan A.H. (2017) ÇRE-FKÇ yönteminin sabit noktalı işaret işleyicilerle giriş gerilimi dengesizliği olan sistemlerde kullanımı için adaptasyonu, *Politeknik Dergisi*, 20,1-6, ISSN 1302-0900

Proje

1. Bir Yenilenebilir Enerjili Sistemin için Üç Fazlı Şebekeye Güç Aktaran Yüksek Verimli Dönüştürücünün Tasarımı ve Şebekedeki Bozulmaların Dönüştürücü Senkronizasyonuna Etkilerinin Azaltılması, Y.T.Ü. Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğü, Proje no. 2013-04-02-KAP01, Başlangıç tarihi: 21/10/2013 Bitiş tarihi: 21/10/2015, İstanbul.
2. Bir Rüzgar Enerjili Sistemde Üç Fazlı Şebekeye Güç Aktarımı için Yüksek Verimli Sırt Sırtı Bağlı Dönüştürücünün Tasarımı, Y.T.Ü. Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğü, Proje no. 2013-04-02-DOP02, Başlangıç tarihi: 14/06/2013 Bitiş tarihi: 14/06/2016, İstanbul.