

**T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU YÖNTEMİ İLE ÜÇ
FAZ ÜÇ SEVİYELİ DOĞRULTUCUNUN MATLAB/SİMULİNK ORTAMINDA
MODELLENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Halil İbrahim YÜKSEK

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ**

Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Uğur ARİFOĞLU

Ocak 2019

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU YÖNTEMİ İLE ÜÇ
FAZ ÜÇ SEVİYELİ DOĞRULTUCUNUN MATLAB/SİMULİNK ORTAMINDA
MODELLENMESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Halil İbrahim YÜKSEK

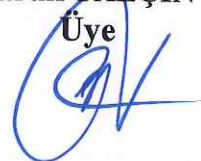
Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK

Bu tez 03/01/2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği / oyçokluğu ile kabul edilmiştir.

Prof. Dr.
Uğur ARİFOĞLU
Jüri Başkanı

Doç. Dr.
İrfan YAZICI
Üye

Doç. Dr.
Faruk YALÇIN
Üye



BEYAN

Tez içindeki tüm verilerin akademik kurallar çerçevesinde tarafımdan elde edildiğini, görsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uygun şekilde sunulduğunu, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, tezde yer alan verilerin bu üniversite veya başka bir üniversitede herhangi bir tez çalışmasında kullanılmadığını beyan ederim.

Halil İbrahim YÜKSEK
Elektrik-Elektronik Mühendisi
03/01/2019

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim boyunca bana yol gösteren, değerli bilgi ve deneyimlerini benden esirgemeyen ve her konuda desteğini almaktan çekinmediğim değerli danışman hocam Prof. Dr. Uğur ARİFOĞLU'na teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca bu zorlu süreç boyunca desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen değerli Dr. Öğr. Üyesi Metin Mutlu AYDIN'a, Dr. Öğr. Üyesi Yasin OĞUZ'a, Dr. Öğr. Üyesi Nihan GÜNGÖR'e, Arş. Gör. Ali KUYUMCU'ya, Arş. Gör. Özhan BİNGÖL'e, Arş. Gör. Halil ANAÇ'a, Arş. Gör. Kaşif Furkan ÖZTÜRK'e, Arş. Gör. Murat ŞAN'a, Gümüşhane Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümündeki değerli hocalarıma ve arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunarım.

Bu noktaya gelebilmem için hiçbir fedakarlıktan kaçınmayıp, her konuda bana destek olan AİLEME canı gönülden teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
SİMGELER LİSTESİ	vi
KISALTMALAR LİSTESİ.....	vii
ŞEKİLLER LİSTESİ	viii
TABLOLAR LİSTESİ.....	xii
ÖZET	xiii
SUMMARY	xiv

BÖLÜM 1.

GİRİŞ	1
1.1. Literatür Taraması	2
1.2. Tezin Amacı.....	5
1.3. Tezin İçeriği.....	6

BÖLÜM 2.

DOĞRULTUCULAR	7
2.1. Giriş.....	7
2.2. Tek Fazlı DGM Doğrultucular	10
2.2.1. Tek fazlı gerilim kaynaklı doğrultucu (GKD)	10
2.2.2. Tek fazlı akım kaynaklı doğrultucu (AKD).....	11
2.3. Üç Fazlı DGM Doğrultucular	12
2.3.1. Üç fazlı gerilim kaynaklı doğrultucu (GKD).....	12
2.3.2. Üç fazlı akım kaynaklı doğrultucu (AKD)	12

BÖLÜM 3.	
KONTROL STRATEJİLERİ.....	14
3.1. Doğrudan Güç Kontrolü (DGK) ve Sanal Akı Tabanlı Doğrudan Güç Kontrolü (SA-DGK).....	15
3.2. Gerilim Yönelimli (GYK) ve Sanal Akı Yönelimli (SAYK) Kontrol	17
BÖLÜM 4.	
ÇOK SEVİYELİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ TOPOLOJİLERİ	20
4.1. Nötr Nokta Kenetlemeli Dönüştürücü.....	21
4.2. Kapasite Kenetlemeli Dönüştürücü.....	24
4.3. Kaskat H-Köprü Dönüştürücü.....	26
BÖLÜM 5.	
DGM TEKNİKLERİ.....	28
5.1. Çok Seviyeli Dönüştürücülerde Temel Anahtarlama Frekanslı DGM.....	30
5.1.1. Harmonik minimizasyonlu DGM (HMDGM).....	31
5.1.2. Harmonik eliminasyonlu DGM (HEDGM).....	32
5.2. Çok Seviyeli Dönüştürücülerde Yüksek Anahtarlama Frekanslı DGM.....	34
5.2.1. Taşıyıcı tabanlı DGM.....	34
5.2.1.1. Sinüzoidal DGM (SDGM).....	35
5.2.1.2. Üçüncü harmonik ilaveli DGM (UHIDGM).....	38
5.2.1.3. Taşıyıcı tabanlı DGM'lerin uygulanışı.....	38
5.2.2. Uzak vektör DGM	39
5.3. Literatürdeki Diğer DGM Teknikleri	39
5.3.1. Delta DGM	39
5.3.2. Modifiye edilmiş sinüzoidal DGM (MSDGM).....	40
5.3.3. Minimum akım dalgalanmalı DGM	41

BÖLÜM 6.

UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU (UVDGM)	42
6.1. DGM Doğrultucu İçin Uzay Vektör DGM'nin Önemi	42
6.2. İki Seviyeli Doğrultucu İçin Uzay Vektör DGM	46
6.2.1. Üç faz iki seviyeli doğrultucunun blok diyagramı.....	54
6.2.2. Pasif filtre elemanlarının seçimi	56
6.3. Üç Seviyeli NNK Doğrultucu İçin Uzay Vektör DGM.....	57
6.3.1. Üç seviyeli NNK doğrultucunun matematiksel modeli.....	59
6.3.1.1. NNK doğrultucunun abc koordinat sistemindeki matematiksel modeli.....	62
6.3.1.2. NNK doğrultucunun dönen dq koordinat sistemindeki matematiksel modeli.....	63
6.3.2. Üç seviyeli NNK doğrultucuya UVDGM'in uygulanması.....	67

BÖLÜM 7.

UZAY VEKTÖR DGM İLE ÜÇ SEVİYELİ DOĞRULTUCUNUN SİMULİNK BENZETİMİ.....	76
7.1. Gerilim ve Akım Kontrolcülerinin ile Uzay Vektör DGM'in Tasarlanması.....	78
7.1.1. Referans gerilim vektörünün hesaplanması.....	80
7.1.2. Sektör ve φ (phi) açısının hesaplanması	81
7.1.3. Bölge ve modülasyon indeksinin (m_n) hesaplanması	81
7.1.4. Anahtarlama sürelerinin hesaplanması	82
7.1.5. Anahtarlama dizilimlerinin belirlenmesi	83
7.2. Simülasyon Sonuçları.....	85
7.2.1. Normal çalışma durumu	85
7.2.2. Yükün değişmesi durumu	90
7.2.3. Referans gerilimin değişmesi durumu	92
7.3. Sonuç.....	94

BÖLÜM 8.

SONUÇLAR	95
----------------	----

KAYNAKLAR	97
ÖZGEÇMİŞ	103

SİMGELER LİSTESİ

AA	: Alternatif akım
AKD	: Akım kaynaklı dönüştürücü
AKE	: Akım kaynaklı evirici
AYK	: Alan yönelimli kontrol
DA	: Doğru akım
DGK	: Doğrudan güç kontrol
DGM	: Darbe genişlik modülasyonu
DTC	: Doğrudan tork kontrol
EMG	: Elektro manyetik girişim
EMI	: Elektro manyetik girişim
FOC	: Alan yönelimli kontrol
GKD	: Gerilim kaynaklı doğrultucu
GYK	: Gerilim yönelimli kontrol
HEDGM	: Harmonik eliminasyonlu darbe genişlik modülasyonu
HMDGM	: Harmonik minimizasyonlu darbe genişlik modülasyonu
HVDC	: Yüksek gerilim doğru akım
KKD	: Kapasite kenetlemeli dönüştürücü
GKE	: Gerilim kaynaklı evirici
NNK	: Nötr nokta kenetlemeli dönüştürücü
NNP	: Nötr nokta potansiyeli
SA-DGK	: Sanal akı tabanlı doğrudan güç kontrol
SAYK	: Sanal akı yönelimli kontrol
SDGM	: Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu
THD	: Toplam harmonik bozunum
UHIDGM	: Üçüncü harmonik ilaveli darbe genişlik modülasyonu
UVDGM	: Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu

KISALTMALAR LİSTESİ

R_L	: Yük direnci
$T_{s_Control}$: Anahtarlama periyodu
V_{da}	: DA yük gerilimi
V_{ref}	: Referans gerilim vektörü
f_c	: Taşıyıcı dalga frekansı
f_m	: Modülasyon dalga frekansı
f_s	: Anahtarlama frekansı
m_a	: Genlik modülasyon indeksi
m_f	: Frekans oranı
m_n	: Modülasyon indeksi
L	: Hat endüktansı
n	: Dönüştürücüdeki seviye sayısı
R	: Hat direnci
w	: Açısal hız

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Doğrultucu devrelerin sınıflandırılması.....	7
Şekil 2.2. Diyotlu (Kontrolsüz) doğrultucu	8
Şekil 2.3. Anahtarlama dönüştürücülerin temel güç işleme bloğu	9
Şekil 2.4. Tek fazlı DGM doğrultucu.....	10
Şekil 2.5. Tek fazlı gerilim kaynaklı doğrultucu (GKD)	11
Şekil 2.6. Tek fazlı akım kaynaklı doğrultucu (AKD).....	11
Şekil 2.7. Gerilim kaynaklı DGM doğrultucu topolojisi.....	12
Şekil 2.8. Akım kaynaklı DGM doğrultucu topolojisi.....	13
Şekil 3.1. DGM doğrultucu ve asenkron motor kontrol benzerliği	14
Şekil 3.2. DGM doğrultucu kontrol stratejileri	15
Şekil 3.3. Doğrudan güç kontrolünün (DGK) blok şeması.....	16
Şekil 3.4. GYK blok şeması.....	18
Şekil 3.5. SAYK blok şeması.....	18
Şekil 4.1. Çok seviyeli dönüştürücü topolojileri.....	21
Şekil 4.2. Üç seviyeli nötr nokta kenetlemeli (NNK) dönüştürücü	21
Şekil 4.3. n seviyeli NNK dönüştürücünün fonksiyonel diyagramı	23
Şekil 4.4. (a) Üç seviyeli ve (b) dört seviyeli kapasite kenetlemeli dönüştürücü	24
Şekil 4.5. Üç faz üç seviyeli kaskat H-köprü dönüştürücü yapısı.....	27
Şekil 5.1. Çok seviyeli dönüştürücü modülasyon stratejilerinin sınıflandırılması.....	29
Şekil 5.2. Üç faz gerilim kaynaklı DGM dönüştürücü.....	30
Şekil 5.3. Harmonik eliminasyonlu DGM için faz gerilim dalga şekli.....	32
Şekil 5.4. Taşıyıcı dalga düzeni	35
Şekil 5.5. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SDGM).....	36
Şekil 5.6. Aşırı modülasyon durumu	37

Şekil 5.7. Üç seviyeli dönüştürücü çıkışı için SDGM modeli	37
Şekil 5.8. Üçüncü harmonik ilaveli DGM	38
Şekil 5.9. Delta DGM	40
Şekil 5.10. Modifiye edilmiş sinüzoidal DGM	40
Şekil 6.1. İki yönlü güç akışı için üç faz DGM doğrultucunun basitleştirilmiş temsili (a) Ana devresi (b) Doğrultucu devrenin tek faz temsili	43
Şekil 6.2. DGM doğrultucunun fazör diyagramı (a) Doğrultma modu (b) Evirme modu	44
Şekil 6.3. UVDGM ve SDGM tekniklerinin karşılaştırılması	45
Şekil 6.4. Üç faz iki seviyeli doğrultucu devresinin UVDGM modeli	46
Şekil 6.5. Üç faz iki seviyeli DGM doğrultucu için mümkün olan anahtarlama durumları	48
Şekil 6.6. Bir uzay vektör olarak şebeke gerilim vektörünün temsili	49
Şekil 6.7. UVDGM'in herhangi bir sektördeki anahtarlama modeli	53
Şekil 6.8. Referans gerilim vektörünü belirlemek için altıgen içindeki dönüş yönü.....	54
Şekil 6.9. Üç faz iki seviyeli DGM doğrultucunun dq koordinat sistemindeki eşdeğer devresi	55
Şekil 6.10. DGM doğrultucunun dq koordinat sistemindeki blok diyagramı	56
Şekil 6.11. Üç seviyeli NNK doğrultucu devre şeması.....	58
Şekil 6.12. Üç seviyeli GKD doğrultucunun ana devre şeması	59
Şekil 6.13. Üç seviyeli DGM doğrultucunun eşdeğer devresi (SPTT modeli).....	61
Şekil 6.14. Üç seviyeli NNK doğrultucunun dq koordinat sistemindeki eşdeğer devresi.....	64
Şekil 6.15. Üç seviyeli NNK doğrultucunun dq koordinat sistemindeki matematiksel modeli.....	66
Şekil 6.16. İç akım ve dış gerilim kontrol döngüleri.....	67
Şekil 6.17. Üç seviyeli doğrultucunun kontrol algoritması.....	67
Şekil 6.18. Üç seviyeli doğrultucunun vektör diyagramı.....	68
Şekil 6.19. Sektör 1 içinde 4. bölgeye düşen gerilim vektörü	71
Şekil 6.20. Sektör 1 için anahtarlama sinyallerinin dalga şekilleri	74
Şekil 7.1. Uzay vektör DGM tekniğinin akış diyagramı.....	76

Şekil 7.2. Üç seviyeli uzay vektör DGM doğrultucunun MATLAB/Simulink benzetimi	77
Şekil 7.3. (a) $\alpha\beta$ dönüşümü (b) dq dönüşümü.....	79
Şekil 7.4. (a) Dış gerilim kontrolü (b) iç akım kontrolü (decoupling).....	79
Şekil 7.5. Uzay vektör DGM (UVDGM) blok şeması.....	80
Şekil 7.6. Referans gerilim vektörünü (V_{ref}) bulmak için blok şeması	80
Şekil 7.7. Sektör ve φ açısını bulmak için blok şeması	81
Şekil 7.8. Bölge ve modülasyon indeksinin tespitini yapan blok şeması	82
Şekil 7.9. Anahtarlama sürelerinin hesaplanması için oluşturulan blok şeması	82
Şekil 7.10. (a) Anahtarlama sinyallerinin oluşturulması (b)Basitleştirilmiş anahtarlama dizilim algoritması	84
Şekil 7.11. phi (φ) açısı.....	85
Şekil 7.12. Sektörlerin (1-6) görünümü	86
Şekil 7.13. Bölgelerin (1-4) görünümü	86
Şekil 7.14. Modülasyon indeksi (m_n).....	86
Şekil 7.15. Anahtarlama periyodu ($Ts_Control$).....	87
Şekil 7.16. DA çıkış gerilimi (V_{da})	88
Şekil 7.17. A fazı ve üç faz şebeke akımları	88
Şekil 7.18. A faz akımının THD analiz grafiği	89
Şekil 7.19. C1 ve C2 gerilimleri	89
Şekil 7.20. A fazının gerilim ve akımı arasındaki faz farkı	89
Şekil 7.21. A ve B fazları arasındaki V_{ab} gerilimi	90
Şekil 7.22. Yük değişimi durumunda V_{da} gerilimi.....	90
Şekil 7.23. Yük değişimi durumunda A fazı ve üç faz şebeke akımları	91
Şekil 7.24. Yük değişimi durumunda C1, C2 ve C1 + C2 kondansatör gerilimleri	91
Şekil 7.25. Yük değişimi durumunda V_{ab} faz-faz gerilimi	91
Şekil 7.26. Referans gerilimin değişmesi durumunda V_{da} gerilimi	92
Şekil 7.27. Referans gerilimin değişmesi durumunda A fazı ve üç faz şebeke akımları.....	93

Şekil 7.28. Referans gerilimin değişmesi durumunda C1,C2 ve C1+C2 gerilimleri	93
Şekil 7.29. Referans gerilimin değişmesi durumunda V_{ab} faz - faz gerilimi	93

TABLULAR LİSTESİ

Tablo 3.1. Asenkron motor kontrol parametrelerinin DGM doğrultucuda karşılığı	14
Tablo 3.2. Kontrol stratejilerinin karşılaştırılması	19
Tablo 4.1. Çok seviyeli dönüştürücü topolojilerinin ana karakteristik özellikleri	27
Tablo 6.1. Üç faz iki seviyeli doğrultucunun anahtarlama düzeni	47
Tablo 6.2. Anahtarlama vektörleri, faz gerilimleri, faz-faz gerilimleri	48
Tablo 6.3. θ açısına göre sektör belirleme	51
Tablo 6.4. Herhangi bir sektördeki anahtarların anahtarlama zamanları	54
Tablo 6.5. Üç seviyeli NNK doğrultucunun anahtarlama durumu ($i=a,b,c$)	62
Tablo 6.6. Üç seviyeli UVDGM'in bütün anahtarlama durumları	68
Tablo 6.7. θ açısına göre sektör belirleme	70
Tablo 6.8. Tüm sektörlerdeki (1-6) anahtarlama sürelerinin hesabı	73
Tablo 6.9. Referans vektörün bulunduğu sektöre ve bölgeye göre anahtarlama dizileri	75
Tablo 7.1. Üç seviyeli doğrultucunun devre parametreleri	85

ÖZET

Anahtar kelimeler: Üç seviyeli doğrultucu, Darbe genişlik modülasyon teknikleri, Uzay vektör DGM (UVDGM - SVPWM), Gerilim yönelimli kontrol (GYK - VOC)

Elektrik güç sistemlerinin analiz ve kontrolündeki araştırma ve geliştirme onlarca yıldır önemli bir faaliyet alanı olmuştur. Ancak, teknolojiadaki giderek artan gelişmelerden dolayı elektrik enerjisi kontrol sistemlerinin rolü son on yılda önemli ölçüde artmış ve büyümeye devam etmiştir. Gün geçtikçe elektrik enerjisinin kontrolünde öne çıkan alanlardan biri de güç elektroniğidir. Güç elektroniği, yüke aktarılan gücü yarı iletken elemanlar vasıtası ile anahtarlama yaparak kontrol edilmesi ve enerji şekillerinin birbirine dönüştürülmesi üzerine kurulu bir alandır. Enerjinin farklı şekillere dönüştürülmesindeki uygulamalardan biri doğrultuculardır. Doğrultucular, AA sinyali DA sinyale dönüştüren yapılardır.

Gelişen güç elektroniği elemanlarıyla birlikte doğrultucu sistemlerinin performanslarının iyileştirme çabaları önem kazanmıştır. Bu nedenle, çok seviyeli doğrultucu topolojisi olarak adlandırılan devre yapıları geliştirilmiştir. Çok seviyeli doğrultucu minimum üç ve daha fazla seviyeler için geçerlidir. Bu tezde çalışılacak olan üç seviyeli nötr noktası kenetlenmiş (NNK - NPC) doğrultucu DA forma daha yakın çıkış gerilimi, az harmonik içeren sinüzoidal üç faz şebeke akımı, birim güç faktörü, çift yönlü güç akışı, her bir anahtar üzerine düşen düşük gerilim ve anahtarlama kaybı gibi üstün olduğu durumlardan dolayı gittikçe daha fazla araştırmacının ilgi odağı olmuştur.

Çok seviyeli doğrultucuların yanı sıra darbe genişlik modülasyon (DGM-PWM) teknikleri de gelişme göstermiştir. Dönüştürücüler için daha çok tercih edilen sinüzoidal DGM (SDGM) ve harmonik eliminasyonlu DGM (HEDGM) gibi DGM teknikleri yerlerini mikroişlemciler ile uygulanması daha kolay olan uzay vektör DGM (UVDGM) tekniğine bırakmıştır.

Tezde, ilk olarak doğrultucu ve çok seviyeli doğrultucular hakkında bilgi verilmiştir. Ayrıca dönüştürücüler de kullanılan DGM teknikleri ayrıntılı bir şekilde açıklanmıştır. Son olarak MATLAB/Simulink programı yardımıyla üç fazlı üç seviyeli nötr noktası kenetlenmiş doğrultucunun modeli kurulup, uzay vektör DGM ile kontrolü sağlanarak sinüzoidal bir şebeke akımı ile DA bir çıkış gerilimi elde edilmeye çalışılmıştır.

MODELING OF THREE PHASE THREE LEVEL RECTIFIER WITH SPACE VECTOR PULSE WIDTH MODULATION METHOD IN MATLAB / SIMULINK PROGRAM

SUMMARY

Keywords: Three Level Rectifier, Pulse Width Modulation, Space Vector PWM (SVPWM), Voltage Oriented Control (VOC)

Research and development in the analysis and control of electrical power systems has been an important area of activity for decades. However, due to the increasing technological developments, the role of electrical energy control systems has increased significantly in the last decade and has continued to grow. Power electronics is one of the prominent areas in the control of electric energy. Power electronics is an area based on controlling the power transmitted to the load by switching with semiconductor elements and transforming the energy shapes to each other. One of the applications in converting energy into different shapes is rectifiers. Rectifiers are structures that convert the AC signal to DC signals.

The importance given to improving the performance of rectifier systems with the developing power electronics elements has increased. For this reason, circuit structures called as multi-level rectifier topology have been developed. The multi-level rectifier is valid for three or more levels. In this thesis, the three-level neutral point clamped rectifier has been the focus of interest of the researchers due to advantages such as output voltage closer to DC form, sinusoidal three phase input current with less harmonic, unity power factor, bidirectional power flow, low voltage and switching losses on each switch.

Pulse width modulation techniques as well as multi-level rectifiers have also improved. PWM techniques such as sinusoidal PWM (SPWM), harmonic elimination PWM (SHE-PWM), which are more preferred for converters, were replaced by space vector PWM (SVPWM), which is easier to apply with microprocessors.

In the thesis, firstly information about rectifier and multi-level rectifiers have been given. Also the PWM techniques used in converters are explained in detail. Finally, with the help of MATLAB / Simulink program, three-phase three-level neutral point clamped rectifier model has been established and controlled with space vector PWM has been provided to obtain a DC output voltage and a sinusoidal input current.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Modern toplumun enerji tüketimine olan artan talebi, ihtiyaç duyulan enerjinin yeterince karşılanamaması ve çevre koruma üzerine toplumun farkındalığının artması gibi faktörler enerjiyi olabildiğince verimli kullanmayı zorunlu hale getirmiştir. Günlük hayatta karşımıza çıkan doğrusal olmayan yüklerin ürettiği harmonikler, elektrik dağıtım sistemi üzerinde aktif güç kayıpları ve reaktif güç akışı gibi olumsuz etkiler meydana getirir (Arifoğlu, 2002; Şekkeli ve ark., 2015). Bu yüzden, bu cihazlarda kullanılan güç elektroniği devrelerinin performanslarını iyileştirmek gereklidir. Bu amaçla modern devre topolojileri tarafından üretilen dalga şekillerinin kalitesini arttırmaya yönelik çalışmalar bir hayli dikkat çekmiştir.

Güç elektroniği dönüştürücüleri, gerilimleri, frekansları ve darbeleri farklı değerlere dönüştürebildikleri için kullanımları hızla yaygınlaşmaktadır (Liu, 2011). AA'yı DA'ya çeviren doğrultucu devreleri kontrollü ve kontrolsüz olarak ikiye ayrılmaktadır. Kontrolsüz doğrultucu devreleri düşük güç faktörü ve yüksek harmonik içeriği gibi olumsuz durumlara sahiptirler. Harmonik bozulmanın yüksek olması şebekedeki yüklerin verimli çalışmamasına ve şebekede aşırı yüklenmelerin ortaya çıkmasına neden olmaktadır. Kontrolsüz doğrultucuların bu olumsuz durumlarından dolayı yüksek güç faktörüne ve düşük harmonik içeriğine sahip devrelere ihtiyaç duyulmaktadır. Yarı iletken malzemelerin ve güç elektroniği devre topolojilerinin gelişmesiyle, bu talebi karşılamak için, kontrol edilebilir doğrultucu devrelerinin ortaya çıkması kaçınılmaz olmuştur. Bu tip devreler darbe genişlik modülasyonu (DGM - PWM) tekniklerini kullanarak istenilen çıkış değerini vermektedir (Şekkeli ve ark., 2015).

Son yıllarda, çok seviyeli dönüştürücüler, azalan harmonik içeriği ve düşük elektromanyetik girişim (EMG - EMI) ile ilişkili güç veriminin ve güç kalitesinin artan

talebini karşılama yeteneğinden dolayı orta ve yüksek güçlü uygulamalarda popüler olmuştur. Çok seviyeli dönüştürücüler, her bir anahtar üzerine düşen gerilimi ve anahtarlama frekansını azaltırken, çıkış geriliminin genliğini dikkate değer bir oranda artırırlar. Ayrıca bu dönüştürücüler hem çıkış geriliminin hem de giriş akımının harmonik içeriğini azaltırlar (Escobar ve ark., 2004).

Denetimli doğrultucu tekniği olan darbe genişlik modülasyonlu (DGM - PWM) doğrultucu, düşük harmonikli şebeke akımı, çift yönlü güç akışı, ayarlanabilir çıkış gerilimi ve yüksek güç faktörü gibi özelliklerinden dolayı diyotlu (kontROLSÜZ) doğrultucuya göre üstündür. Bu tezde çalışılacak olan üç seviyeli nötr nokta kenetlemeli (NNK - NPC) doğrultucuya dayanan DGM'li doğrultucu yarı iletken anahtarlar üzerinde oluşan daha düşük gerilim stresi, anahtarlama frekansı ve AA tarafında oluşan daha az harmonik içeriğinden dolayı yüksek güçlü uygulamalar için iki seviyeli DGM'li doğrultucuya göre daha uygundur (Lu ve ark., 2008).

Üç seviyeli doğrultucuların kontrolünü sağlamak için, sinüzoidal DGM, harmonik eliminasyonlu DGM, minimum akım dalgalanmalı DGM, üçüncü harmonik ilaveli DGM, harmonik ilaveli DGM, modifiye edilmiş sinüzoidal DGM, sigma delta modülasyon tekniği ve uzay vektör DGM gibi çok farklı DGM teknikleri vardır. Bu teknikler ile üç seviyeli doğrultucuda DA çıkış gerilimi ve sinüzoidal bir şebeke akımı elde edilmektedir. Son zamanlarda, çok seviyeli doğrultucuların kontrolündeki en popüler teknik, uzay vektör DGM (UVDGM - SVPWM) tekniğidir. Uzay vektör DGM tekniğinin, mikroişlemcilerle donanımsal olarak daha kolay gerçekleştirilebilmesi ve diğer DGM tekniklerine göre pek çok yönden üstün olmasından dolayı bu teknik popülaritesini korumaktadır (Kocalmış, 2005).

1.1. Literatür Taraması

1882'de Jemin ve Meneuvrier, bir civa arkının doğrultucu özelliğini gözlemlemişlerdir. 1900'de civa ark doğrultucu (cam zarf tipi), 1903'de şebeke kontrollü civa ark doğrultucu (yüksek gerilim, impulse tetikleme tipi) ve 1908'de civa ark doğrultucu (metal zarf tipi) Peter Cooper Hewitt tarafından icat edilmiştir (Asghar,

2004). Civa ark doğrultucular, endüstriyel motor, elektrikli demir yolları, tramvaylar ve elektrikli lokomotiflerin yanı sıra radyo vericileri ve yüksek gerilimli doğru akım (HVDC) güç iletimi için kullanılmıştır (Tiku, 2014). Daha sonra 1914'de şebeke kontrollü civa ark doğrultucu Langmuir tarafından geliştirilmiştir. 1925'de, ilk katı hal güç cihazı olan selenyum (selenium) doğrultucu icat edilmiştir. İcat edilen bu cihazlar, eviricilerde, faz kontrollü dönüştürücülerde kullanılmıştır. 1924'de, Dunoyer ve Toulon tek faz kontrol tekniğini kullanarak, düzenli bir DA çıkış geriliminin elde edilebileceğini göstermiştir. 1933'de, Lenz AA gerilim regülatörü için AA gerilim kontrol anahtarlama tekniğini kullanmıştır. İkinci atılım, yarı iletken bir transistor (Germanyum)'ün gelişmesinden dolayı 1948'de olmuştur. Bu alanda bir devrim de 1956'da, karakteristik özellikleri şebeke kontrollü civa ark doğrultucuya benzeyen tristörün (silicon controlled rectifier – SCR or thyristor) keşfi ile yaşanmıştır (Asghar, 2004).

1975'lere doğru civa ark doğrultucuların yerini silikon diyot, tristör ve yüksek gerilimli katı hal cihazları almıştır. Diyotlu ve tristörlü doğrultucular popüler olduğu zaman, bu elemanların kullanımından dolayı meydana gelen, şebekeye çok sayıda harmonik enjekte etme, düşük güç faktörü, sabit DA gerilim elde etmek için reaktör ve kapasite maliyeti ve sistem hızını yavaşlatma gibi problemler ortaya çıkmıştır (Bimal, 2001).

DGM tekniği ilk olarak, altı anahtarlamanın var olduğu bir temel frekans döngüsünde, altı kademeli evirici (six step inverter) tarafından sebep olunan büyük akım bozulmalarını azaltmak için uygulanmıştır. 1970'de, mühendisler DGM tekniğini doğrultucuya uygulamayı başarmışlardır. Anahtarlama cihazlarının gelişmesindeki gecikmeden ve endüstrinin bu cihazlara olan talebinin az olmasından dolayı, DGM tekniği yeterince ilgi çekememiştir (Liu, 2011). 1990'larda ciddi sonuçlara sebep olan harmonik problemlerine çözüm bulmak amacıyla ve gelişen güç anahtarlama elemanlarının (IGBT gibi) yardımı ile DGM doğrultucu hem akademik camiada hem de endüstride önemli bir araştırma konusu haline gelmiştir (Bimal, 2001).

İki tip DGM doğrultucu vardır: Gerilim kaynaklı doğrultucu (GKD - VSR) ve Akım kaynaklı doğrultucu (AKD-CSR). Gerilim kaynaklı doğrultucu, enerji depolamak için çıkış tarafında kondansatör kullanan bir yükseltici tip (boost type) doğrultucudur. GKD'de çıkış tarafındaki DA gerilim, şebeke tarafındaki AA gerilimin maksimum değerinden daha yüksektir. Akım kaynaklı doğrultucu, enerji depolamak için çıkış tarafında endüktans kullanan bir alçaltıcı tip (buck type) doğrultucudur. AKD'de çıkış tarafındaki DA gerilim, şebeke tarafındaki AA gerilimin maksimum değerinden daha düşüktür (Liu, 2011).

Bir patent araştırması, tanıtılan ilk çok seviyeli topolojinin 1975 yılında Baker ve Bannister tarafından kaskat bağlı tam köprü tasarımı olduğunu göstermektedir (Baker ve ark., 1975). Ancak, çok seviyeli teknolojinin, 1981 yılında Nabae, Takahashi ve Akagi tarafından tanıtılan üç seviyeli diyot kenetlemeli evirici (NNK - NPC) ile başladığı düşünülmektedir (Nabae ve ark., 1981). Minimum üç seviyeden başlayan bu çok seviyeli dönüştürücü iki seviyeli dönüştürücüye göre pek çok üstünlüğe sahiptir (Liu, 2011; Kahia, 2013):

- a. Yarı iletken anahtarlar üzerindeki gerilim stresini azaltma
- b. Her bir anahtar üzerindeki anahtarlama kaybını azaltma
- c. Hat akımını mümkün olduğunca sinüse yaklaştırarak THD (Total Harmonic Distortion) değerini düşürme
- d. Doğrultucu girişindeki dv/dt oranını azaltma (yani elektromanyetik girişimi (EMG - EMI) azaltma)
- e. Yük tarafından emilen harmonikleri azaltma

Ancak bununla birlikte, arttırılan seviye sayısı, aşağıdaki nedenlerden dolayı sınırlanmaktadır (Yacoubi ve ark., 2006; Khomfoi ve ark., 2011):

- a. Nötr nokta potansiyeli (NNP - NPP) denge problemleri
- b. Artan yarı iletken anahtar sayısından dolayı cihaz boyutunun artması
- c. Her bir anahtarın kapı sürücü devresine ihtiyaç duyması ve bu yüzden maliyetin artması

1992’de, Meynard ve Foch tarafından kapasite kenetlemeli doğrultucu tanıtılmıştır. Bu topoloji, güç anahtarlarının gerilimini kenetlemek için doğrudan kapasitelerden faydalanır (Meynard ve ark., 1992).

Literatürde en çok çalışılan ve test edilen, üç adet çok seviyeli dönüştürücü yapısı bulunmaktadır (Tolunay, 2012):

1. Kaskat bağlı H-Köprü Çok Seviyeli Dönüştürücüler (Cascaded H-Bridge Multilevel Converters)
2. Kapasite Kenetlemeli Çok Seviyeli Dönüştürücüler (Capacitor Clamped Multilevel Converters)
3. Diyot Kenetlemeli Çok Seviyeli Dönüştürücüler (Diode Clamped Multilevel Converters)

Çok seviyeli dönüştürücüler için sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SDGM), harmonik eliminasyonlu darbe genişlik modülasyonu (HEDGM), uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM) gibi pek çok modülasyon tekniği ve kontrol algoritması geliştirilmiştir (Khomfoi ve ark., 2011). İki seviyeli uzay vektör DGM tekniği ilk defa Choi tarafından genişletilerek diyot kenetlemeli üç seviyeli eviriciye uygulanmıştır (Choi ve ark., 1991). Bu tezde çalışılacak olan üç seviyeli doğrultucu için günümüzde en popüler olan uzay vektör DGM (UVDGM - SVPWM) tercih edilmiştir.

1.2. Tezin Amacı

Bu tezin amacı, tek ve üç fazlı doğrultucu (rectifier) yapıları, iki seviyeli doğrultucu yapıları, çok seviyeli doğrultucu yapıları ve çok seviyeli doğrultucularda kullanılan darbe genişlik modülasyon (DGM - PWM) teknikleri hakkında bilgi vermektir. Ayrıca üç seviyeli doğrultucunun UVDGM tekniğini kullanarak kontrolünü yapmaktır.

1.3. Tezin İçeriği

Birinci bölümde tezde yapılması amaçlanan çalışma hakkında genel bir bilgi verilmiştir. Doğrultucuların ve darbe genişlik modülasyon tekniklerinin literatürdeki yeri araştırılmıştır.

İkinci bölümde tek fazlı ve üç fazlı doğrultucular hakkında temel bilgiler verilmiştir. Kullanılan kaynak tipine göre doğrultucu modelleri incelenmiştir.

nc bölümde çok seviyeli dönüştürücülerde kullanılan kontrol metotları hakkında genel bilgi verilmiştir. Ayrıca bu metotların birbirine göre olumlu ve olumsuz durumları kıyaslanmıştır.

Dördüncü bölümde çok seviyeli dönüştürücü eşitleri olan diyot kenetlemeli dönüştürücü, kapasite kenetlemeli dönüştürücü ve kaskat H-köprü dönüştürücü hakkında bilgi verilmiştir.

Beşinci bölümde dönüştürücülerde kullanılan DGM teknikleri incelenmiştir.

Altıncı bölümde DGM doğrultucular için uzay vektör DGM'nin öneminden bahsedilmiştir. İki ve üç seviyeli uzay vektör DGM detaylı bir şekilde açıklanmıştır. Doğrultucular için uzay vektör DGM'nin öneminin kavranması amaçlanmıştır.

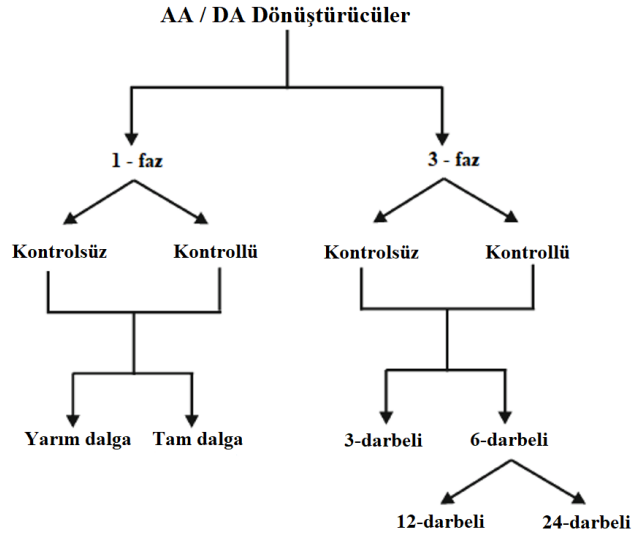
Yedinci bölümde üç seviyeli doğrultucunun uzay vektör DGM ile kontrolü MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmektedir. Doğrultucunun kontrol şeması hakkında bilgi verilmiştir.

Sekizinci bölümde tez hakkındaki genel sonuçlar ve ileriye yönelik çalışmalar sunulmuştur.

BÖLÜM 2. DOĞRULTUCULAR

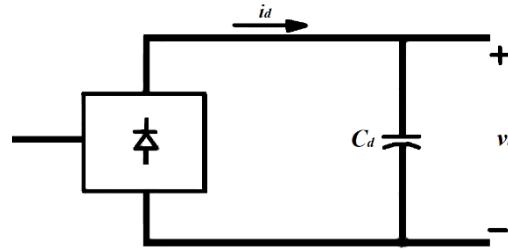
2.1. Giriş

Doğrultucu, alternatif akım (AA) işaretini doğru akım (DA) işaretine çeviren bir güç elektroniği devresidir. Doğrultucu aynı zamanda mutlak değer dönüştürücü olarak da düşünülebilir. Şekil 2.1.'de görüldüğü gibi doğrultucular kullanılan giriş kaynağının türüne göre tek fazlı doğrultucular ve üç fazlı doğrultucular, kontrol edilebilmelerine göre kontrollü ve kontrolsüz doğrultucular olmak üzere ikiye ayrılır. Tek fazlı doğrultucular yarım dalga veya tam dalga olabilir. Kontrolsüz doğrultucular, diyotlar ile yapılan doğrultuculardır. Anahtarlamalı DA güç kaynakları, AA motor sürücüleri, DA servo sürücüleri gibi güç elektroniği uygulamalarının çoğunda kontrolsüz (diyotlu) doğrultucular kullanılmaktadır. Bu uygulamaların çoğunda doğrultucular doğrudan 50 Hz'lik şebekeden beslenmektedirler.



Şekil 2.1. Doğrultucu devrelerin sınıflandırılması (Da Silva ve ark., 2013)

Kontrollü doğrultucular tristör (SCR), IGBT, GTO vb. gibi yarı iletken anahtarlar ile yapılan doğrultuculardır. Batarya şarjı ve bazı DA, AA motor sürücü uygulamalarında DA geriliminin kontrol edilmesi gereklidir. Ayrıca kontrollü doğrultucular, günümüzde popüler olan çift yönlü enerji akışının olduğu uygulamalarda kontrol yapabilmek için kullanılır. Doğrultucu, en az miktarda harmonik içeriğe sahip doğru akım çıkış gerilimi veren bir güç işlemcisidir. Bunun yanında giriş akımını olabildiğince sinüs yaparak şebeke gerilimi ile aynı fazda tutmaktadır. Böylece güç katsayısı 1'e yaklaşır. Doğrultucunun çıkış gerilimini mümkün olduğu kadar harmoniksiz yapmak için, doğrultucu çıkışına Şekil 2.2.'deki gibi filtre görevi görmesi amacıyla uygun değerde bir kondansatör yerleştirilmelidir (Mohan ve ark., 2007; Rashid, 2017).

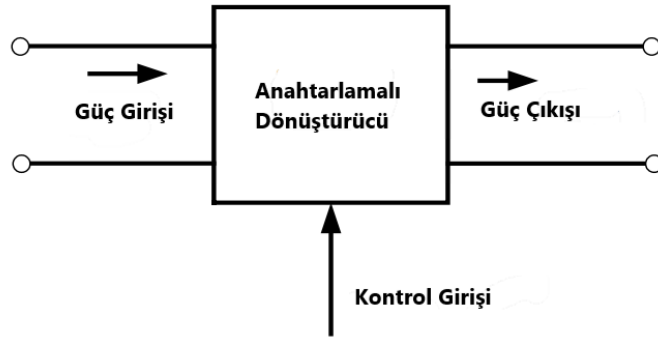


Şekil 2.2. Diyotlu (Kontrolsüz) doğrultucu (Mohan ve ark., 2007)

Diyot ve tristörlü doğrultucular tarafından üretilen harmonik akımlar, çeşitli güç kalitesi problemlerine sebep olur. Hat kaynak endüktansı boyunca akan harmonikli akım, hat empedansı üzerinde gerilim düşümü oluşturarak bara gerilim değerini bozar (Arifoğlu, 2002). Harmonikler, aynı bara üzerindeki hassas yüklerin olumsuz etkilenmesine, sayaç okumalarında hataların yapılmasına ve koruma rölelerinin arızalanmasına sebep olmaktadır. Ayrıca generatörlerde, iletim hatlarında, trafolarında, kesici ve ayırıcılarda kayıplara ve ilave yüklenmelere sebep olduğu için enerjiyi verimli kullanma oranını düşürmektedirler. Elektrik şebekesindeki doğrusal olmayan yükler arttıkça, güç kalitesini korumak için çeşitli IEEE ve IEC standartları ortaya çıkmıştır (Bimal, 2001). Hattan akan akımın THD (Total Harmonic Distortion) değerini standart değerlere düşürmek için bir çok alanda çalışma yapılması gerekmektedir (Duffey ve ark., 1989).

Bir dalgadaki ani gerilim değişimi (dv/dt) veya ani akım değişiminden (di/dt) elektromanyetik girişim (EMG - EMI) ortaya çıkar. Örneğin, bir diyotlu doğrultucuda hat akımında kısa süreli darbe oluşabilir ve diyot toparlanma akım etkisiyle, hat üzerinde geçici gerilim artışı ortaya çıkabilir. EMG problemi, iletişim hatlarında parazit ve elektronik devrelerde arızalar oluşturabilir. Uygun koruyucu, gürültü filtreleme, dikkatli ekipman düzeni ve topraklama ile EMG problemlerini ortadan kaldıracaktır. Çeşitli EMC (electromagnetic compatibility) standartları EMG problemlerini çözmek için üretilmiştir (Skibinski ve ark., 1997; Rosseto ve ark., 1997).

DGM teknikleri kullanılarak doğrultucunun AA giriş akımı ve DA çıkış gerilimi büyük ölçüde düzeltilebilir. AA güç faktörü, hat akım bozunumu ve çıkış dalgalanması DGM metotları ile düzeltilebilir. DGM teknikleriyle, reaktif güç kompanzasyon büyüklüğü ve doğrultucunun DA ve AA tarafındaki filtre gereksinimleri önemli ölçüde azaltılabilir. Şekil 2.3.'de anahtarlamalı dönüştürücülerin genel güç işleme bloğu gösterilmiştir (Vanaparthi, 2004).



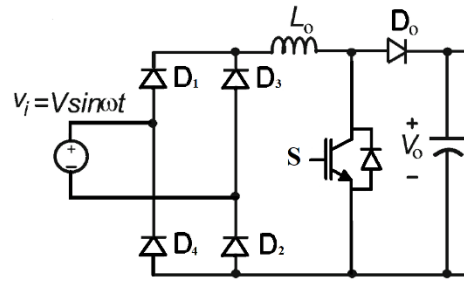
Şekil 2.3. Anahtarlamalı dönüştürücülerin temel güç işleme bloğu

Bir DGM doğrultucu, uygun kontrol yöntemi yardımı ile, AA güç kaynağından çekilen akımın güç faktörü değerini bire yakın bir değere getirebilir. DGM doğrultucu beslendiği kaynak gerilimine göre ikiye ayrılır (Takauchi ve ark., 2002);

- a. Gerilim Kaynaklı Doğrultucu (GKD - VSR)
- b. Akım Kaynaklı Doğrultucu (AKD - CSR)

2.2. Tek Fazlı DGM Doğrultucular

DGM doğrultucular, güç akışına göre, tek yönlü veya çift yönlü olarak tasarlanabilir. Tek yönlü boost (yükseltici) doğrultucu, Şekil 2.4.'de gösterildiği gibi, kontrolsüz köprü doğrultucu ve bunun çıkışına paralel bağlı kontrollü bir anahtar ve bir filtreden oluşur. Anahtar iletim konumunda olduğu zaman, bobin akımı sinüzoidal olan giriş gerilimiyle orantılı olarak artar, anahtar kesim konumunda olduğunda ise bobin akımı azalır ve enerjisi kapasiteye aktarılır. Boost doğrultucu kapasite gerilimini düzenler ve şebekenin güç faktörünü iyileştiren bir akımın oluşmasını sağlar (Da Silva ve ark., 2013).

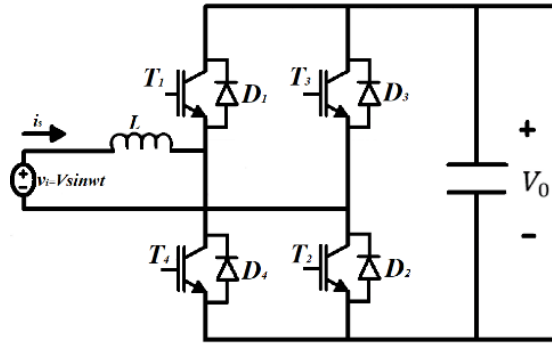


Şekil 2.4. Tek fazlı DGM doğrultucu (Da Silva ve ark., 2013)

2.2.1. Tek fazlı gerilim kaynaklı doğrultucu (GKD)

AA gerilimin pozitif alternansında ve T_2 anahtarı iletimde olduğu zaman bobin akımı ve enerjisi AA gerilimi ile orantılı olarak artar, T_2 kesimde olduğu zaman ise bobinin enerjisi, D1 ve D4 diyotları aracılığıyla kapasiteye aktarılır. Benzer şekilde, AA gerilim negatif alternansında T_4 anahtarı iletim konumundadır. T_4 kesim konumuna getirildiğinde, bobinde biriken enerji, D2 ve D3 diyotları üzerinden boşalır. Şekil 2.5.'de görülen devrede, denklem (2.1)'de verildiği gibi GKD çıkış gerilimi V_0 , AA şebekesinin gerilim genlik değerinden (V) daha büyüktür (Da Silva ve ark., 2013).

$$V_0 > V \quad (2.1)$$

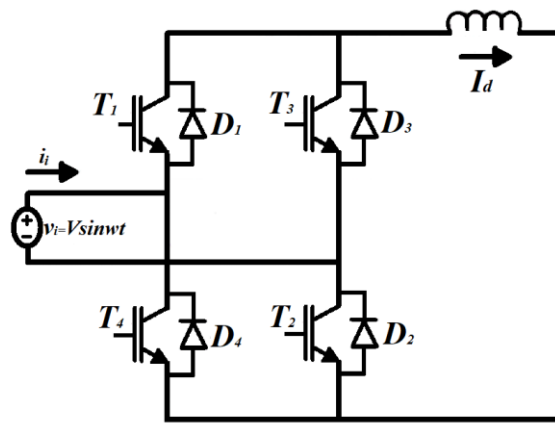


Şekil 2.5. Tek Fazlı Gerilim Kaynaklı Doğrultucu (GKD)

2.2.2. Tek fazlı akım kaynaklı doğrultucu (AKD)

Bir çift yönlü doğrultucu için Şekil 2.4.'deki diyotların yerini Şekil 2.6.'daki gibi kontrollü anahtar alır ve bu topoloji akım kaynaklı doğrultucu (AKD - CSR) olarak adlandırılır. Denklem (2.2)'de belirtildiği gibi, çıkış gerilimi V_0 , AA şebeke gerilimi genlik değerinden (V) daha küçüktür. Bu yüzden, AKD, çıkışta sabit bir I_d akımının akmasını sağlayan buck (alçaltıcı) doğrultucu olarak da tanımlanır (Da Silva ve ark., 2013).

$$V_0 < \frac{\sqrt{3}}{2} V \quad (2.2)$$

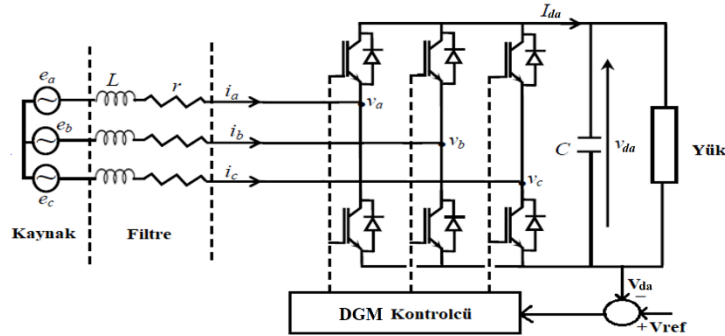


Şekil 2.6. Tek Fazlı Akım Kaynaklı Doğrultucu (AKD) (Da Silva ve ark., 2013)

2.3. Üç Fazlı DGM Doğrultucular

2.3.1. Üç fazlı gerilim kaynaklı doğrultucu (GKD)

Şekil 2.7.'de üç fazlı gerilim kaynaklı bir DGM doğrultucu gösterilmiştir. DGM kontrolcü tarafından kontrol edilen hata işaretini üretmek için DA çıkış gerilimi V_{da} sürekli izlenip, bir referans V_{ref} gerilimi ile kıyaslanmaktadır. DA akım I_{da} pozitif olduğu zaman, kontrol sistemi, AA sistemden güç almak için tetikleme açısını değiştirir ve kapasite DA yükü beslediğinden dolayı boşalır. I_{da} negatif olduğu zaman, sistem evirici olarak çalışır, kontrol sistemi AA sisteme güç vermek için tetikleme açısını değiştirir ve bu zaman diliminde kapasite dolar. (Kapil ve ark., 2014). DGM doğrultucu, AA tarafta bire yakın güç faktörü ile sinüzoidal giriş akımı, DA tarafta küçük boyutlu bir filtre kapasitörü ile yüksek kaliteli DA çıkış gerilimi ve her iki taraflı güç akışı temin eder (Wang ve ark., 2012).

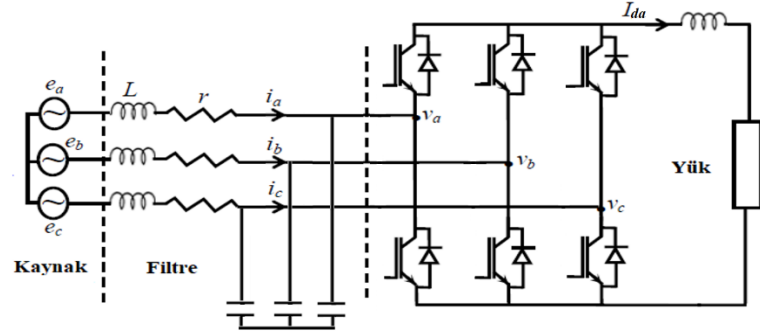


Şekil 2.7. Gerilim kaynaklı DGM doğrultucu topolojisi

2.3.2. Üç fazlı akım kaynaklı doğrultucu (AKD)

Diğer alternatif doğrultucular arasında DGM'li akım kaynaklı doğrultucu (AKD), güç faktörü kontrolü ve azalan harmonik akım bozunumu gibi üstün olduğu durumlardan dolayı daha çok tercih edilir. (Doval-Gandoy ve ark., 2000). DGM'li AKD normal olarak şebeke tarafında bir üç faz filtre kapasite bulundurur. Akım kaynaklı DGM doğrultucu topolojisi, Şekil 2.8.'de gösterilmiştir. Bir AA şebeke gerilimi ile bir DA çıkış gerilimi arasında dönüşüm sağlar. Bu filtre kapasitesi temel olarak iki fonksiyonu

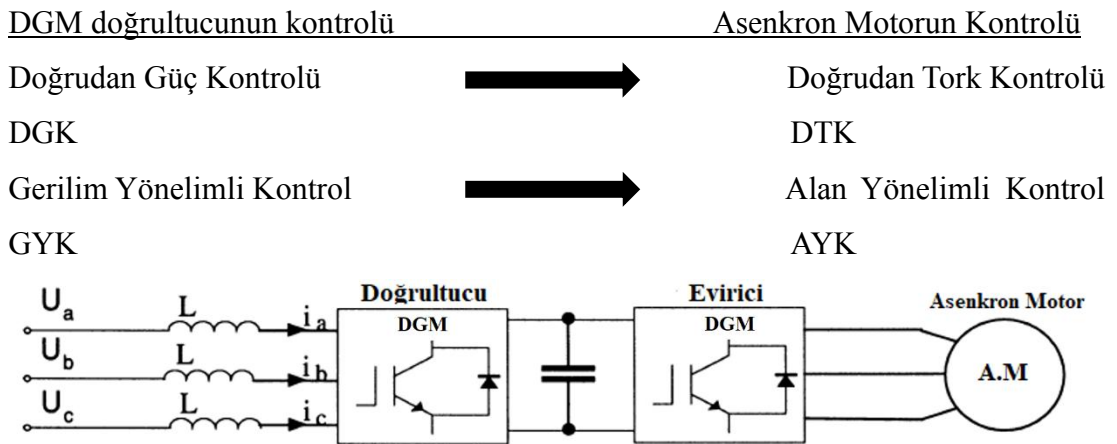
(anahtarlama elemanlarının komutasyonuna yardımcı olmak ve çıkış hat akım harmoniklerini filtrelemek) gerçekleştirir. Ancak, filtre kapasitesinin kullanımı LC devre rezonansına sebep olabilir ve doğrultucunun şebeke güç faktörünü etkileyebilir (Wu ve ark., 2017).



Şekil 2.8. Akım kaynaklı DGM doğrultucu topolojisi (Laouedj ve ark., 2015)

BÖLÜM 3. KONTROL STRATEJİLERİ

DGM doğrultucu için değişik kontrol stratejileri kullanılır. Bunlardan bir tanesi, dolaylı olarak aktif ve reaktif güç kontrolü ile, hat gerilim vektörüne göre akım vektör yönelimine dayanır (Gerilim yönelimli kontrol GYK - VOC). Doğrudan aktif ve reaktif güç kontrolüne dayanan ve diğerlerine göre daha az bilinen yöntemde ise doğrudan güç kontrol (DGK - DPC) metodu uygulanır (Malinowski, 2001). DGM dönüştürücünün kontrolü, bir asenkron motorun kontrolüne benzetilebilir (Kasmierkowski ve ark., 1994). Şekil 3.1.'de bu benzerlik gösterilmiştir.



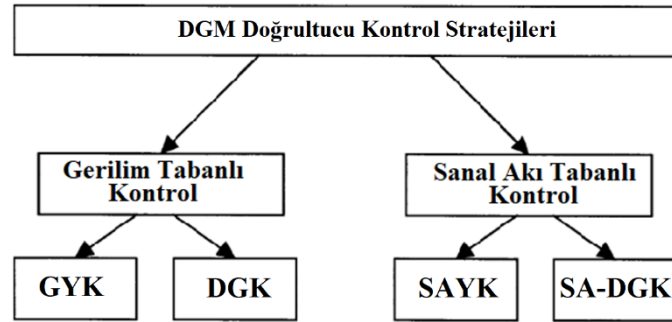
Şekil 3.1. DGM doğrultucu ve Asenkron motor kontrol benzerliği (Krishnan ve ark., 2002)

Tablo 3.1.'de asenkron motor kontrolünde kullanılan kontrol parametrelerinin DGM doğrultucudaki karşılıkları gösterilmiştir.

Tablo 3.1. Asenkron motor kontrol parametrelerinin DGM doğrultucuda karşılığı

DGM Doğrultucu Kontrolü	Asenkron Motor Kontrolü
DA hat gerilimi	Vektör sürücünün hız kontrol devresi
Hat geriliminin referans açısı	Stator akımı ve rotor akısı arasındaki referans açısı

Son zamanlarda yapılan çalışmalarda, DGM dönüştürücünün kontrolü için çeşitli kontrol stratejileri öne çıkmaktadır. Bu kontrol stratejileri, yüksek güç faktörü ve sinüzoidal giriş akım dalgası gibi ana amaçları başarabilmesine rağmen bazı konularda farklılık gösterirler. Şekil 3.2.'de gösterildiği gibi, bir DGM doğrultucunun kontrol metotları, genel olarak gerilim tabanlı ve sanal akı tabanlı olarak sınıflandırılabilir (Lechat, 2010).

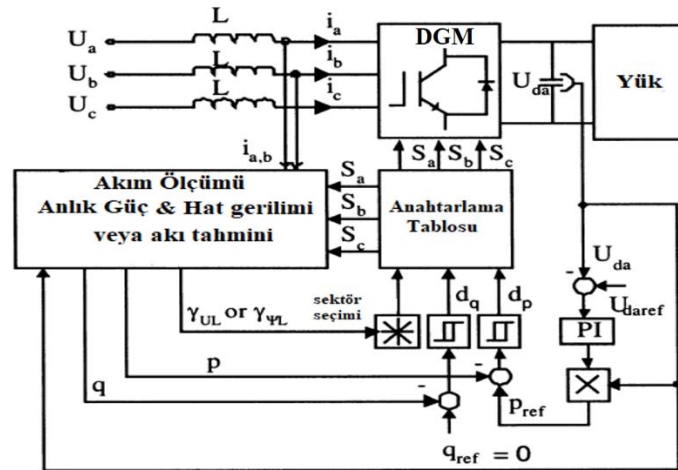


Şekil 3.2. DGM doğrultucu kontrol stratejileri (Krishnan ve ark., 2002)

Günümüzde, özellikle iç akım kontrol döngüsü aracılığıyla, yüksek dinamik ve statik performansı garanti eden gerilim yönelimli kontrol (GYK - VOC) yöntemi daha çok tercih edilmeye başlanmış ve bu yöntem sürekli olarak da geliştirilmeye devam edilmektedir (Krishnan ve ark., 2002).

3.1. Doğrudan Güç Kontrolü (DGK) ve Sanal Akı Tabanlı Doğrudan Güç Kontrolü (SA-DGK)

İlk DGK metodunun (Ohnishi, 1991) ana fikri daha sonra daha da geliştirilmiştir (Noguchi ve ark., 1998). Bu yaklaşım, asenkron motor için kullanılan Doğrudan Tork Kontrol (DTK - DTC) metoduna benzer, asenkron motordaki tork ve stator akısının yerine, DGM doğrultucuda anlık aktif ve reaktif güç kontrol edilmektedir. Şekil 3.3.'de DGK'nın blok şeması gösterilmiştir (Lechat, 2010).



Şekil 3.3. Doğrudan güç kontrolünün (DGK) blok şeması (Krishnan ve ark., 2010)

DGK'nın güç tahmini, hat gerilimine dayanır. DGK'da anahtarlama modları, aktif ve reaktif gücün tahmini, kontrol edilen değerleri arasındaki anlık hatalara dayanan bir anahtarlama tablosu tarafından seçildiği için, bu yaklaşımda akım kontrol döngüleri ile DGM modülör bloğu kullanılmaz. DGK'daki kritik nokta, aktif ve reaktif gücün doğru ve hızlı tahminidir. DGK'da, örnekleme frekansını anahtarlama frekansından birkaç kat daha yüksek tutarak, anlık aktif ve reaktif güç kontrolü daha iyi yapılabilir ve hata sadece histerezis bant içinde kalır. Bu yaklaşımda, dönen koordinatlarda hiçbir dönüşüme ihtiyaç duyulmamakla beraber, sistem eşitlikleri kolay bir şekilde uygulanabilir (Krishnan ve ark., 2002). DGK'da anahtarlama frekansı sabit olmadığı için, yüksek endüktans değerine ihtiyaç duyulur ve bu durum, bir giriş filtresinin tasarlanmasını gerektirir (Lechat, 2010).

Sanal akı metodu, gerilim yönelimli kontrolün (GYK - VOC) bir iyileştirilmiş halidir. Sanal akı güç kontrol metodunun (SA-DGK - VF-DPC) özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Hat gerilim sensörlerine gerek duymaz.
- Daha düşük örnekleme frekansı yeterlidir.
- Koordinat dönüşümü ve PI kontrolcülere ihtiyaç duymaz.
- Düşük THD'ye sahip sinüzoidal hat akımları içerir.
- DGM modülasyon bloğuna ve akım döngü bloklarına gerek duymaz.

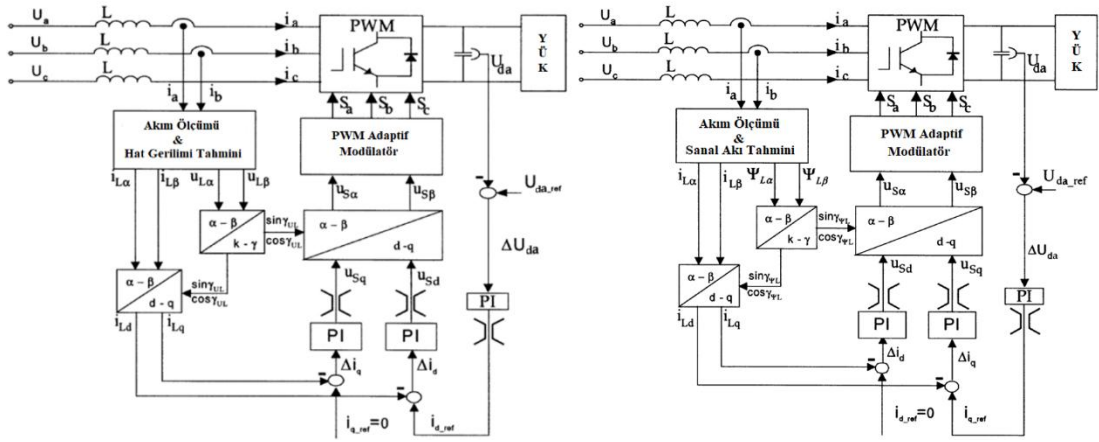
- f. Güç ve gerilim tahmini, güç katsayısını ve verimi iyileştirmek için bir etkiye sahip olan tüm harmonik bileşenlerle anlık değişkenler elde etme fırsatını verir.
- g. Ayrılmış (decoupled) aktif ve reaktif güç kontrolüne sahiptir.
- h. DSP'de uygulanması kolay basit bir güç tahmin algoritmasına sahiptir.
- i. Gerilim tabanlı yöntemle göre aktif ve reaktif güç hesabı daha kolaydır.

Yukarıda sayılan üstünlüklere rağmen SA-DGK, değişken anahtarlama frekansına ve hızlı bir mikroişlemciye ihtiyaç duyar (Lechat, 2010).

3.2. Gerilim Yönelimli (GYK) ve Sanal Akı Yönelimli (SAYK) Kontrol

Bir asenkron motorun akı yönelimli kontrolüne (AYK - FOC) benzer şekilde (Kazmierkowski ve ark., 1994), DGM doğrultucu için gerilim yönelimli kontrol (GYK - VOC) ve sanal akı yönelimli kontrol (SAYK - VFOC) yöntemleri, sabit α - β ile senkron dönen d - q referans çevrimi arasındaki koordinat dönüşümüne dayanır. Şekil 3.4. ve Şekil 3.5.'de gösterilen her iki strateji, bir iç akım kontrol döngüsü kullandığı için, hızlı geçici cevap ve yüksek statik performansa sahiptir. Bu yüzden, sistemin performansı büyük ölçüde uygulanan akım kontrol stratejisinin başarısına bağlıdır (Kazmierkowski ve ark., 1998). Akım kontrolü için en kolay çözüm, histerezis akım kontrolüdür. Histerezis akım kontrolü, hızlı dinamik cevap, yüksek doğruluk oranı, DA offset gerilimi olmayan ve yüksek kararlılığa sahip bir kontrol yöntemidir. Bununla birlikte, histerezis kontrolün ana problemi, ortalama anahtarlama frekansının DA yük akımlarıyla değiştiği için, anahtarlama modelini dengesiz ve rastgele hale getirir.

Bu yüzden, akım kontrol performansını geliştirmek için, literatürde bazı stratejiler verilmiştir (Kazmierkowski ve ark., 1998; Cichowlas ve ark., 2000). Verilen bu stratejiler arasında, kararlı hal hatalarını yok eden ve yaygın bir şekilde yüksek performanslı akım kontrolü için kullanılan d - q senkron kontrol stratejisidir. (Krishnan ve ark., 2002).



Şekil 3.4. GYK blok şeması (Krishnan ve ark., 2010) Şekil 3.5. SAYK blok şeması (Krishnan ve ark., 2010)

GYK ve SAYK, DGK'ye kıyasla aşağıda verilen üstünlüklere sahiptir:

- Düşük örnekleme frekansı (daha ucuz A/D dönüştürücü ve mikroişlemci)
- Sabit anahtarlama frekansı (giriş filtresinin daha kolay tasarımı)

GYK ve SAYK metotlarının bazı olumsuz yönleri aşağıda sıralanmıştır:

- Aktif ve reaktif bileşenler arasında birleşme meydana gelir. Bu yüzden ayrıştırma metotlarına ihtiyaç duyulur.
- Koordinat dönüşümü ve PI kontrolcülerine ihtiyaç duyulur.

SAYK'ın GYK'ya karşı tek üstünlüğü, SAYK'ın ideal olmayan hat gerilimi altında daha iyi doğrultucu kontrolü sağlamasıdır (Lechat, 2010). Tablo 3.2.'de, yukarıda açıklanan kontrol stratejilerinin özellikleri verilmiştir.

Tablo 3.2. Kontrol Stratejilerinin Karşılaştırılması (Lechat, 2010)

Teknik	Olumlu Durum	Olumsuz Durum
GYK	<ul style="list-style-type: none"> *Sabit anahtarlama frekansına sahiptir. *Gelişmiş DGM stratejileri kullanılabilir. *Ucuz A/D dönüştürücü içerir. 	<ul style="list-style-type: none"> *Koordinat dönüşümü ve ayrılmış aktif ve reaktif bileşenlere ihtiyaç duyar. *Karmaşık bir algoritmaya sahiptir. *Giriş güç faktörü DGK'da olandan daha düşüktür.
DGK	<ul style="list-style-type: none"> *Ayrı bir DGM bloğu yoktur. *Akım düzenleme bloğu yoktur. *Koordinat dönüşümü yoktur. *Basit algoritma yapısına sahiptir. *Ayrılmış aktif ve reaktif güç kontrol içerir. 	<ul style="list-style-type: none"> *Yüksek endüktans ve örnekleme frekansına ihtiyaç duyar. *Anahtarlama anında, güç ve gerilim tahmininden kaçınılmalıdır. *Değişken anahtarlama frekansına sahiptir. *Hızlı mikroişlemci ve A/D dönüştürücü gereklidir.
SAYK	<ul style="list-style-type: none"> *Sabit anahtarlama frekansına sahiptir. *Gelişmiş DGM stratejileri kullanılabilir. *Ucuz A/D dönüştürücü içerir. 	<ul style="list-style-type: none"> *Koordinat dönüşümü ve ayrılmış aktif ve reaktif bileşenlere ihtiyaç duyar. *Karmaşık bir algoritmaya sahiptir. *Giriş güç faktörü SA-DGK'da olandan daha düşüktür.
SA-DGK	<ul style="list-style-type: none"> *Basit ve uygulanması kolay güç tahmin algoritmasına sahiptir. *DGK'dan daha düşük anahtarlama frekansına sahiptir. *Düşük hat akımı THD'si vardır. *Ayrı bir DGM bloğu yoktur. *Akım düzenleme bloğu yoktur. *Koordinat dönüşümü yoktur. *Basit algoritma yapısına sahiptir. *Ayrılmış aktif ve reaktif güç kontrol bloklarına sahiptir. 	<ul style="list-style-type: none"> *Değişken anahtarlama frekansı hızlı mikroişlemci ve A/D gerektirir.

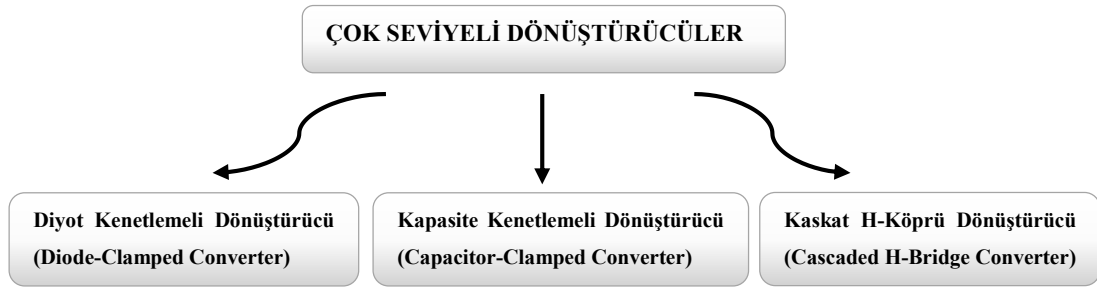
BÖLÜM 4. ÇOK SEVİYELİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ TOPOLOJİLERİ

1980' li yıllarda nötr nokta kenetlemeli (NNK - NPC) dönüştürücü topolojisinin kullanımı ile çok seviyeli dönüştürücülere ilgi artmıştır (Nabae ve ark., 1981). Yeni dönüştürücünün daha geleneksel olan iki seviyeli dönüştürücüye göre pek çok üstünlüğe sahip olduğu fark edilmiştir. İlerleyen yıllarda, üç seviyeli topoloji geliştirilmiş ve bazı yeni tip çok seviyeli topolojiler hedeflenmiştir (Pou Félix, 2002).

1990 yılının başlarında kullanılmaya başlanan kapasite kenetlemeli dönüştürücü (KKD), NNK'ya göre daha güncel ve alternatif bir topolojidir. Bu topolojide kapasiteler doğrudan anahtar zincir düğümlerinin gerilimlerini kenetlemek için kullanılmaktadır. (Meynard ve ark., 1992; Meynard ve ark., 1992-Haziran).

Çok seviyeli dönüştürücülerin tasarımındaki bir diğer alternatif metot kaskat H-köprü dönüştürücü (Cascade H-Bridge Converter) topolojisidir. Bu topoloji ilk olarak 70'li yılların ortalarında kullanılmıştır (Baker ve ark., 1975). Daha sonra bu topoloji plazma stabilizasyonu (plasma stabilization) için uygulanmış (Marchesoni ve ark., 1990) ve daha sonra üç fazlı uygulamalara doğru genişletilmiştir (Peng ve ark., 1996). Bu topolojinin olumsuz yönü; aktif akımlar gerektiği zaman, izole edilmiş DA baraların kullanımı nedeni ile yöntem ekonomik olmaz.

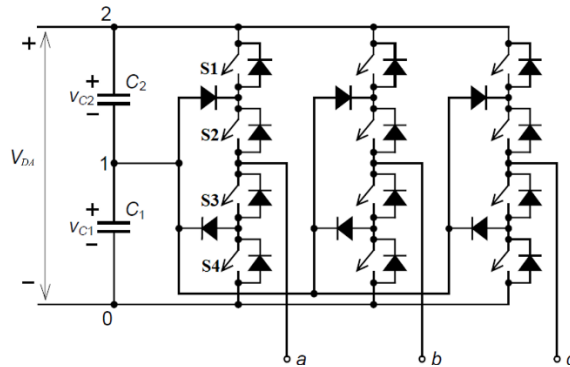
Günümüzde, yüksek güçlü uygulamalarda kullanılan çok seviyeli dönüştürücülerin çoğu, hala NNK yapısını kullanır. Yüksek güç katsayısı ve şebeke akımlarının düşük harmonik içeriği, frekans dönüştürücülere (cycloconverters) kıyasla NNK'da fazladır (Pou Félix, 2002). Teknolojinin gelişmesiyle birlikte, çok seviyeli dönüştürücü topolojisi de bu gelişmelerden payını almaktadır. Şekil 4.1.'de günümüze kadar güçlü bir şekilde gelişen çok seviyeli dönüştürücü topolojileri gösterilmiştir.



Şekil 4.1. Çok seviyeli dönüştürücü topolojileri

4.1. Nötr Nokta Kenetlemeli Dönüştürücü

80'li yıllardan bugüne, üç seviyeli nötr nokta kenetlemeli (NNK) dönüştürücü, yani diyot kenetlemeli dönüştürücü, en pratik ve geniş ölçüde tercih edilen çok seviyeli dönüştürücü topolojisi olmuştur. Şekil 4.2.'de eğer S_1 ve S_2 iletim, S_3 ve S_4 kesimde olur ise V_{DA} gerilimi, S_3 ve S_4 anahtarları arasında, kenetleme diyotları vasıtasıyla, eşit olarak paylaşılmalıdır. Her fazdaki iki diyot, her bir anahtarın gerilimini kenetlemektedir.



Şekil 4.2. Üç seviyeli nötr nokta kenetlemeli (NNK) dönüştürücü (Pou Félix, 2002)

Üç seviyeli dönüştürücü, problemsiz olarak üç türlü anahtarlama imkanı verdiği için bu adla anılır. Diğer anahtarlama ihtimallerinde, bazı DA hat kondansatörlerinde kısa devre oluşur. Örneğin S_1 , S_2 ve S_3 iletim konumunda olursa C_2 kondansatöründe bir kısa devre oluşacaktır (Galván ve ark., 2006).

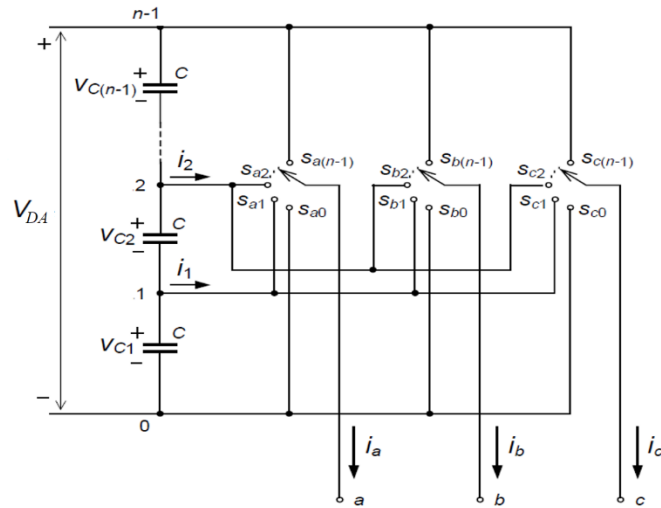
Şekil 4.2.'de gösterilen üç seviyeli topoloji, iki seviyeli topolojiye göre birkaç farklı üstünlüğe sahiptir (Celanovic, 2000):

- a. Anahtarlar üzerine düşen gerilim, DA hat geriliminin yarısıdır ($V_{DA}/2$).
- b. Gerilim harmoniklerinin ilk grubu, anahtarlama frekansının iki katı kadar ortalanır.
- c. Üç seviyeli topolojide kullanılan prensipler, n seviyeli topoloji içinde genelleştirilebilir.

Yukarıda sayılan üstünlüklere rağmen, çok seviyeli bu topolojinin yüksek güç dönüştürücü uygulamalarında aşağıda sayılan bazı teknik zorluklar ortaya çıkmaktadır (Celanovic, 2000):

- a. Bu topoloji, tam yük akımını taşıyabilen ve şiddetli geri dönüş stresine maruz kalabilen yüksek hızlı kenetleme diyotlarına ihtiyaç duyar. Bu problemi hafifletmek için bazı önlemler alınmaya çalışılsa da, konu ciddiyetini korumaya devam etmektedir.
- b. n seviyeli dönüştürücü için, her bir faz bacağında $2(n - 1)$ anahtar kullanılması maliyet artışına sebep olur.
- c. Üç seviyeli topolojiden daha farklı bir topolojiye sahip olan n seviyeli bir dönüştürücüdeki kenetleme diyotları, $V_{DA}(n - 2)/(n - 1)$ değerinde bir gerilim stresine maruz kalırlar.
- d. Üç seviyeli topolojideki seviyeden daha fazla seviyeye sahip dönüştürücüler için, kapasitelerin yük dengesini sürdürme problemi, hala üstünde çalışılan bir konu olmaya devam etmektedir.

n seviyeli bir dönüştürücüde, DA hat üzerinde n-1 adet kondansatör bulunmalı (Tuncer, 2005) ve ayrıca her bir bacağın n-1 ardışık anahtarı iletim durumunda olmalıdır. Bunun bir sonucu olarak, seri kondansatörler üzerinden, tanımlanmış bir gerilim çıkışa verilmektedir. Şekil 4.3.'de, n seviyeli bir dönüştürücünün işlevsel bir diyagramı verilmiştir (Pou Félix, 2002).



Şekil 4.3. n seviyeli NNK dönüştürücünün fonksiyonel diyagramı (Pou Félix, 2002)

Denklem (4.1), tüm anahtarlama ihtimallerini özetlemektedir. Bu eşitlikte, S_{ij} değişkeni anahtarların durumunu tanımlarken, i değişkeni j değişkenine bağlı olduğu zaman $S_{ij} = 1$, bağlı olmadığı zaman $S_{ij} = 0$ olmaktadır.

$$\sum_{j=0}^{n-1} S_{ij} = 1 \quad ; \quad i=\{a,b,c\} \quad (4.1)$$

Tüm gerilimler için daha düşük DA hat gerilim seviyesi referans alındığında, ardışık kondansatörlerin belirli bir sayısından oluşan her bir çıkış gerilimi denklem (4.2)'deki gibi yazılır.

$$V_{i0} = \sum_{j=1}^{n-1} (S_{ij} \sum_{p=1}^j V_{cp}) \quad ; \quad i=\{a,b,c\} \quad (4.2)$$

DA hat geriliminin kondansatörler arasında dengeli bir şekilde paylaşıldığı varsayılırsa, çıkış gerilimi, denklem (4.3)'deki gibi yazılır.

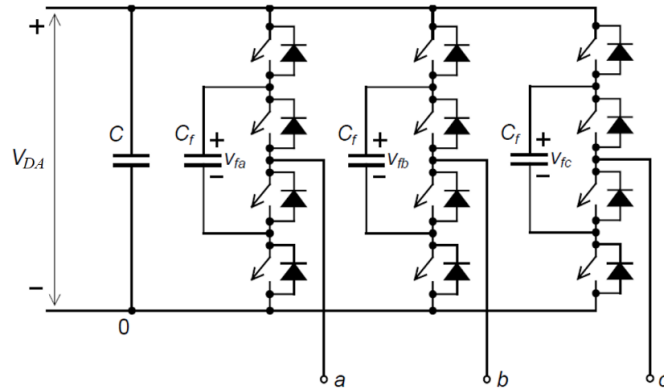
$$V_{i0} = \frac{V_{DA}}{n-1} \sum_{j=1}^{n-1} j S_{ij} \quad ; \quad i=\{a,b,c\} \quad (4.3)$$

Nötr nokta kenetlemeli dönüştürücünün üstünlükleri, diğer çok seviyeli dönüştürücülere kıyasla aşağıdaki gibi sıralanabilir (Sanchez, 2009):

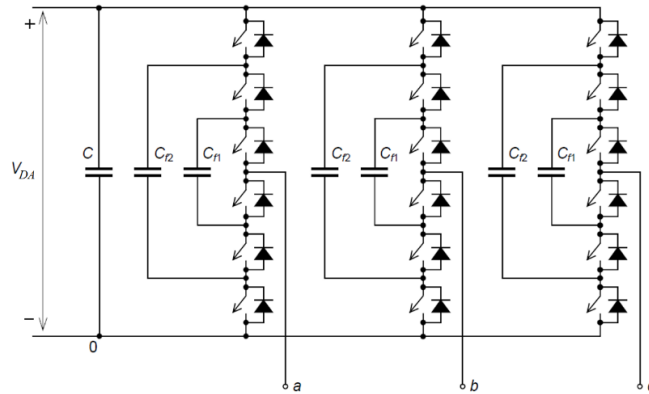
- Daha az sayıda kondansatör kullanılır.
- Bu topoloji fazlardan kenetleme diyotları gerektirse de, genellikle az sayıda reaktif bileşen oluşturması nedeniyle maliyet açısından daha tercih edilebilirdir.
- Tek bir DA hat gerilimine bağlanabilir. Ayrıca, kapasite kenetlemeli dönüştürücü de bu avantaja sahiptir. Kaskat H-köprü dönüştürücü ise izole edilmiş çoklu DA güç kaynağı gerektirdiği için, bu avantaja sahip değildir.

4.2. Kapasite Kenetlemeli Dönüştürücü

Anahtarlara kenetlenen bir dizi kondansatör içeren kapasite kenetlemeli dönüştürücüler, bir diğer çok seviyeli dönüştürücü topolojisidir (Meynard ve ark., 1992). Bu topolojide gerilim kenetleme işlemi, kondansatörler aracılığıyla yapılmaktadır. Şekil 4.4.'de, bu topolojinin üç seviyeli ve dört seviyeli devresi gösterilmiştir (Pou Félix, 2002).



(a)



(b)

Şekil 4.4. (a) Üç seviyeli ve (b) dört seviyeli kapasite kenetlemeli dönüştürücü (Pou Félix, 2002)

Bu topolojinin önemli avantajı, diyot kenetlemeli topolojide olan kenetleme diyot problemini gidermesidir. Buna ek olarak, bu topoloji, doğal olarak anahtarlar üzerindeki dV/dt stresini sınırlar ve kondansatörlerdeki yük dengesini sürdürmeye yardım etmek için kullanılabilen ilave anahtarlama imkanları sunar. Diyot kenetlemeli dönüştürücünün aksine, kapasite kenetlemeli dönüştürücü, faz akımı tek yönlü olsa bile, herhangi bir sayıda seviyeye sahip dönüştürücülerle, tek izole bacaktaki yük dengesi kontrol etmek için, yeterli anahtarlama imkanına sahiptir. Bu durum, bu topolojiyi DA / DA dönüştürücüler için bile çekici hale getirir. Bu dönüştürücü topolojisinin bazı dezavantajları şu şekildedir özetlenebilir (Celanovic, 2000):

- a. Kondansatörlerin yük dengesi, devrenin kontrolünü daha karmaşık bir hale getirir.
- b. Nötr nokta kenetlemeli dönüştürücüye göre daha fazla kondansatör gerektirir. Buna ek olarak, oldukça büyük akımların bu kondansatörler üzerinden akacağı açıktır.
- c. Dekuplaj (decoupling) kondansatörleri arasında parazitik bir rezonans potansiyeli vardır.

Gerilim dengeleme problemi ile ilgili olarak bazı önemli sonuçlar şu şekildedir (Pou Félix, 2002):

- a. Her bacak diğerinden bağımsız olarak analiz edilebilir. Bu durum, gerilim dengeleme için, üç fazlı sistemde diyot kenetlemeli dönüştürücüye göre önemli bir fark oluşturur.
- b. Bu dönüştürücüler sahip oldukları fazla anahtarlama modlarından dolayı kenetleme kondansatörlerinin gerilimini kontrol edebilirler. Ancak, üç seviyeden daha fazla seviyeye sahip olan dönüştürücülerde, iki ardışık gerilim seviyeleri arasındaki bazı geçişler yüksek anahtarlama frekansı üretir. Eğer bu geçişler ortadan kaldırılamazsa, kondansatörlerdeki gerilim dalgalanmasının genliği artar ve kontrol edilemez.

Tüm kenetleme kondansatörleri üzerinden aynı akım seviyesi aktığı için, kenetleme kondansatörleri, benzer gerilim dalgalanma genlikleri üretmeleri için aynı kondansatör değerlerine sahip olmalıdırlar.

Bu topolojinin sadece kendisi değil, aynı zamanda seri ve paralel bağlantılar için gerekli olan yüksek sayıda kondansatör kullanımına ihtiyaç duyulması da, diğer önemli bir sorundur (Pou Félix, 2002).

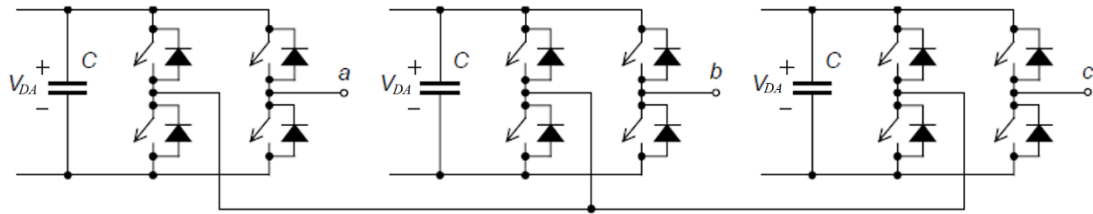
4.3. Kaskat H-Köprü Dönüştürücü

Bu dönüştürücü, ilk olarak 1975’de tanıtılmış (Baker ve ark., 1975) daha sonra diyot kenetlemeli ve kapasite kenetlemeli dönüştürücülerin, kenetleme diyotu ve kenetleme kondansatörü gibi dezavantajlarını ortadan kaldırmak için daha da geliştirilmiştir (Marchesoni ve ark., 1990). Bu yapı daha sonra reaktif güç kompanzasyonu gibi üç fazlı uygulamalarda da kullanılmıştır (Peng ve ark., 1996). Diyot ve kapasite kenetlemeli dönüştürücünün sorunlarını özgün bir şekilde çözen çalışmalar yapılmıştır (Peng ve ark., 1997). O zamandan beri kaskat H-köprü dönüştürücü aşağıda bahsedilen pozitif özelliklerinden dolayı çeşitli uygulamalarda kullanılmıştır:

- a. Daha yüksek güç ve gerilim seviyelerine ulaşabilir.
- b. Daha düşük anahtarlama frekansı kullanarak orta seviyeli çıkış gerilimine ulaşabilir.
- c. Yüksek modülerlik özelliğinden dolayı, hatalı modülün kolay onarımına veya değişime olanak sağlar.
- d. Kapasite kenetlemeli dönüştürücüdeki gibi bu dönüştürücü de, DA akım kontrolü ve anahtarlama kaybının dengelenmesi için, fazladan anahtarlama modları içerir (Sanchez, 2009).
- e. Arıza durumlarında uygun bir kontrol stratejisinin seçilmesi ile hatalı modül pas geçilerek yüke sürekli akım akışı sağlanabilir.
- f. Daha düşük THD değeri ile çıkış gerilimini oluşturabilir.

Bu özellikler, kaskat H-köprü dönüştürücüyü, yüksek güçlü orta gerilim sürücülerini ve yardımcı uygulamalar için öne çıkartmaktadır. DA hat geriliminin izole edilme

gereksinimi, bu topolojinin ciddi bir problemidir. Bu problemi aşmak için, birden fazla izole edilmiş bir transformatör, batarya, kondansatör veya güneş paneli gibi güç kaynaklarına ihtiyaç duyulur (Sanchez, 2009). Şekil 4.5.'de, kaskat H-köprü dönüştürücünün basit üç faz üç seviyeli yapısı gösterilmiştir.



Şekil 4.5. Üç faz üç seviyeli kaskat H-köprü dönüştürücü yapısı (Pou Félix, 2002).

DA gerilim kaynaklarından sağlanan gücü dengelemek için, her hücre, yarım periyot boyunca döngüsel bir şekilde kullanılabilir. Bu döngüsel yöntemin bir diğer faydası, tüm anahtarlar için aynı anahtarlama frekanslarına sahip olmasıdır (Pou Félix, 2002). Tablo 4.1.'de, çok seviyeli dönüştürücü topolojilerinin ana karakteristik özellikleri verilmiştir.

Tablo 4.1. Çok seviyeli dönüştürücü topolojilerinin ana karakteristik özellikleri

Topoloji	Seviye	Anahtar sayısı	Diyot sayısı	Kenetleme Diyot sayısı	DA hat kondansatörleri	Gerilim dengeleme kap.
Diyot Kenetlemeli Dönüştürücü	3	12	12	6	2	0
	4	18	18	12	3	0
	5	24	24	18	4	0
	n	6(n-1)	6(n-1)	6(n-2)	n-1	0
Kapasite Kenetlemeli Dönüştürücü	3	12	12	0	4	3
	4	18	18	0	7	9
	5	24	24	0	10	18
	n	6(n-1)	6(n-1)	0	n-1	$3(n-1)(n-2)/2$
Kaskat H-Köprü Dönüştürücü	3	12	12	0	3	0
	4	18	18	0	4	0
	5	24	24	0	6	0
	n	6(n-1)	6(n-1)	0	3n/2-1.5(tek) 3n/2-2(çift)	0

BÖLÜM 5. DGM TEKNİKLERİ

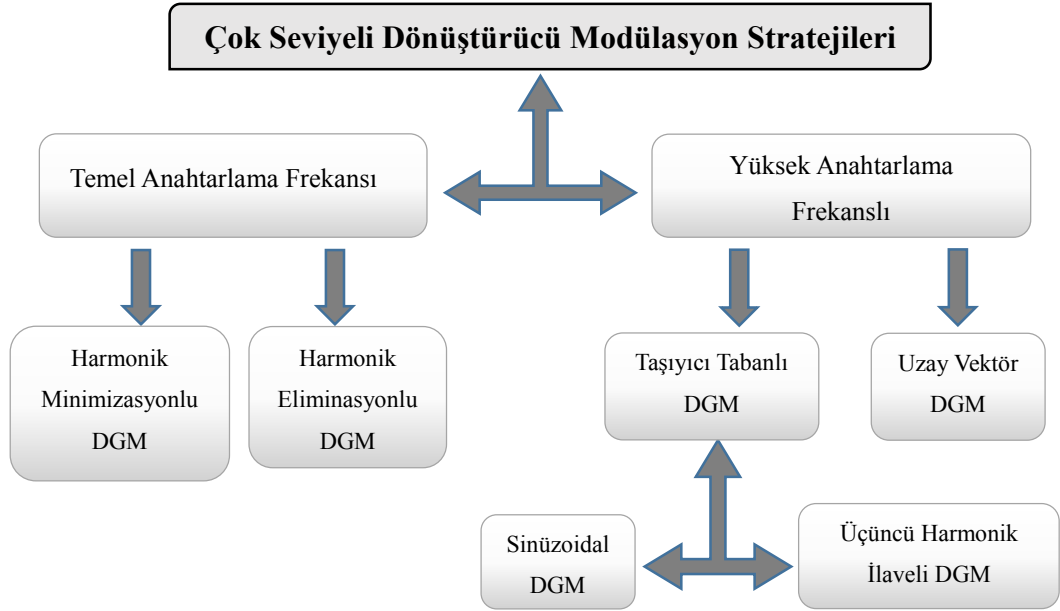
Daha iyi anahtarlama karakteristiklerinin yanı sıra, daha yüksek gerilim ve akım değerleri sunan yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler sayesinde, güç dönüştürücü topolojileri hala geliştirilmeye devam etmektedir. Diğer taraftan, modern güç dönüştürücülerinin yüksek verimlilik, hızlı çalışma, düşük ağırlık ve küçük boyutlar gibi ana avantajları, yarı iletken anahtarların iletim/kesim modunda çalışması olarak adlandırılan “anahtar modlu çalışmanın” kullanılmasıyla sağlanmaktadır. Bu nedenle, dönüştürücü sistemlerinde uygulanan DGM tekniklerinin geliştirilmesi konusunda ciddi araştırmalar yapılmaktadır (Malinowski, 2001). Literatürde rastlanan çok sayıda ve farklı DGM teknikleri, genel olarak, statik güç dönüştürücülerinin çıkış gerilimini kontrol etmek için kullanılmaktadır (Holtz, 1994; Holmes ve ark., 2003).

Önceki bölümlerde bahsedildiği üzere, çok seviyeli dönüştürücülerin verimi, çıkış geriliminde görülen harmonik sayısı ve büyüklüğü ile ters orantılıdır. Dönüştürücüdeki seviye sayısı artırılarak, çıkış gerilimindeki harmonik içeriğini azaltılabilir. Harmonik içeriğini azaltmanın bir başka yolu da, bu hedefe dönük olan DGM tekniklerini kullanmaktır. DGM teknikleri, aşağıda verilen kriterleri hedef alır; (Deniz, 2010).

- a. Devrede kullanılan yarı iletken anahtarların anahtarlama kayıplarını azaltmak
- b. DGM ile devrenin gerçekleştirilmesini kolaylaştırmak
- c. Dönüştürücüdeki temel harmonik bileşenlerinin frekans ve genliklerini denetleyerek, dönüştürücü çıkışındaki harmoniği azaltmak
- d. Devrenin doğrusal modülasyon aralığını genişletmek

Geleneksel iki seviyeli dönüştürücülerde kullanılan DGM teknikleri, çok seviyeli dönüştürücülerde kullanılmak üzere genişletilebilir. Çok seviyeli dönüştürücülerde

kullanılan DGM teknikleri, Şekil 5.1.' de gösterildiği gibi anahtarlama frekansına göre sınıflandırılabilir (Khomfoi ve ark, 2011).

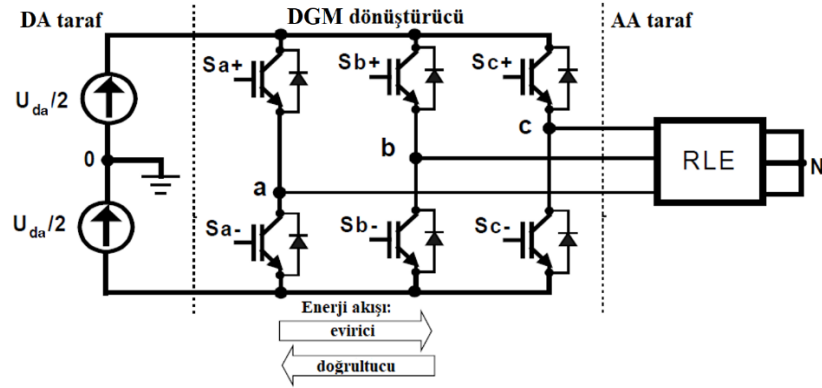


Şekil 5.1. Çok seviyeli dönüştürücü modülasyon stratejilerinin sınıflandırılması

Modern dönüştürücülerde kullanılan DGM, anma gücüne bağlı olarak, birkaç kHz' den (motor kontrol) birkaç MHz' e kadar (güç kaynağında kullanılan rezonans dönüştürücüler) anahtarlama frekansına sahiptir (Malinowski, 2001).

Şekil 5.2.'de, endüstriyel kullanımlarda çok popüler dönüştürücü devresi olan üç faz gerilim kaynaklı DGM dönüştürücü devresi gösterilmiştir. Bu topoloji iki farklı moda çalışabilir:

- Doğrultucu (Rectifier): Şebeke gerilimini (50 Hz veya 60 Hz) AA' dan DA' ya çeviren dönüştürücüdür. Güç faktörü değerinin 1 yapılmak istenildiği güç kaynağı uygulamalarında kullanılmaktadır.
- Evirici (Inverter): Genlik ve/veya frekansı ayarlayarak, doğru gerilimi alternatif gerilime çeviren dönüştürücüdür. Değişken hızlı sürücüler ve kesintisiz güç kaynağı da (UPS) dahil olmak üzere, AA güç kaynaklarında kullanılmaktadır.



Şekil 5.2. Üç faz gerilim kaynaklı DGM dönüştürücü

DGM eviriciler hakkında yukarıda daha önce açıklanan bilgiler gerilim kaynaklı eviriciye (GKE) hitap etmekle birlikte, bu bilgiler; DGM doğrultucular için giriş güç faktörünü düzeltme, giriş akımlarının minimum harmonik içeriğe sahip olması (sinüsoidal dalga formuna yakın giriş akımları), DA'ya çok yakın çıkış gerilimi ve iki yönlü güç akışı gibi avantajlarından dolayı, DGM doğrultucular için de çok önemlidir. GKE için bahsedilen DGM teknikleri, doğrudan gerilim kaynaklı doğrultucu (GKD) veya yükseltici tip doğrultucuya (boost rectifier) da uygulanabilir. GKD; yük gerilimini arzu edilen bir DA değerinde tutmayı hedeflerken, aynı zamanda, DGM giriş güç faktörünü kontrol ederek, giriş akımının THD'sini azaltmalı ve ayarlanabilir bir DA gerilim kontrolü sağlamalıdır (Chakraborty ve ark., 2013).

5.1. Çok Seviyeli Dönüştürücülerde Temel Anahtarlama Frekanslı DGM

Çok seviyeli eviricilerdeki çıkış gerilim dalgasının kalitesi, çıkış gerilim seviyesini kontrol eden alt birimlerdeki anahtarların uygun faz farkı ile tetiklenmesine bağlıdır. Harmonik etkisini en aza indirmeyi hedefleyen harmonik eliminasyonlu DGM (HEDGM) evirici tekniklerinde ise hedef, en uygun anahtarlama açılarını önceden hesap ederek, anahtarları bu açılarda tetikleyerek, harmoniği üretmeden yok etmektir (Sirisukprasert ve ark., 2002). Bu yaklaşım ile arzu edilen THD kontrolü sağlanmış olur.

5.1.1. Harmonik minimizasyonlu DGM (HMDGM)

Bu teknikte, dönüştürücünün çıkış gerilim dalga şeklindeki THD değerini en aza indirilmesini sağlayan anahtarlama açıları hesap edilir. Gerilim dalgasının THD değeri denklem (5.1)'de verilmiştir (Tolbert ve ark., 2002).

$$THD = \sqrt{\left(\frac{h(t)}{h_1(t)}\right)^2 - 1} \quad (5.1)$$

Denklem (5.2)'de, s basamaklı evirici çıkışına ilişkin gerilim dalga şeklinin etkin (rms) değeri verilmiştir.

$$[h(t)]_{rms} = \sqrt{s^2 - \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^s (2k - 1) \theta_k} \quad (5.2)$$

Denklem (5.3)'de, s basamaklı evirici çıkışına ilişkin gerilim dalga şeklinin ana harmonik gerilimi etkin değeri verilmiştir;

$$[h_1(t)]_{rms} = \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{da}}{\pi} \sum_{k=1}^s \cos(\theta_k) \quad (5.3)$$

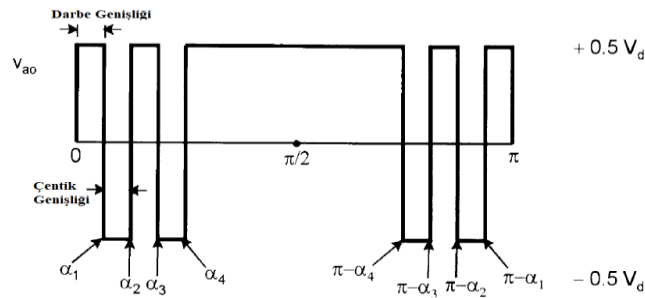
Denklem (5.3)'de V_{da} ; DA giriş gerilim seviyesini, θ ; anahtarlama açısını belirtmektedir. Denklem (5.1)'de anahtarlama açılarına göre oluşan kısmi türevler THD'yi olabildiğince azaltmak için sıfıra eşitlenmelidir. Denklem (5.2) ve denklem (5.3), denklem (5.1)'de yerine konular ve bulunan yeni eşitliğin θ 'ya göre kısmi türevi alınır, denklem (5.4) elde edilir:

$$\frac{\partial THD^2}{\partial \theta_n} = (2n - 1) \sum_{k=1}^s \cos(\theta_n) + [2 \sum (2k - 1) \theta_k - \pi s^2] \sin(\theta_n) = 0 \quad (5.4)$$

Denklem (5.4)'de θ_n ; n. anahtarlama açısını belirtmektedir (Tuncer, 2005).

5.1.2. Harmonik eliminasyonlu DGM (HEDGM)

Harmonik eliminasyonlu DGM (HEDGM), bir kare dalgaının istenilmeyen düşük dereceli harmoniklerini elimine etmek için ilk olarak Patel ve Hoft tarafından ortaya atılmıştır (Patel ve ark., 1973). HMDGM tekniğinde kontrol edilen ana bileşen gerilimi, bu teknik ile de kontrol edilebilir. HEDGM tekniğinde çentikler, kare dalgaının üzerinde önceden belirlenmiş açılarda oluşturulur. Şekil 5.3.'de, pozitif yarım dalga çıkışı, çeyrek dalgı simetrisi ile gösterilmektedir.



Şekil 5.3. Harmonik Eliminasyonlu DGM için faz gerilim dalga şekli (Bimal, 2001)

Şekil 5.3.'de görüldüğü gibi, ana bileşen gerilimini kontrol etmek ve üç önemli harmonik bileşeni (5., 7. ve 11. harmonikler) elimine etmek için dört çentik açısı α_1 , α_2 , α_3 ve α_4 kontrol edilmelidir. Buna ek olarak, eğer dalga şekli ilave çentik açılarna uyum sağlayabiliyorsa, çok sayıda harmonik bileşen ortadan kaldırılabilir. Denklem (5.5)'de, dalgaının genel fourier analizi verilir (Bimal, 2001):

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos nwt + b_n \sin nwt) \quad (5.5)$$

Denklem (5.5)'deki a_n ve b_n değerleri denklem (5.6) ve denklem (5.7)'de verilir:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(t) \cos nwt dt \quad (5.6)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(t) \sin nwt dt \quad (5.7)$$

Çeyrek döngü simetrisine sahip bir dalgada, sadece sinüs bileşenlerine sahip olan tek harmonikler mevcuttur. Bu yüzden, denklem (5.8) göz önüne alınarak, denklem (5.5), denklem (5.9) şeklinde yazılır:

$$a_n = 0 \quad (5.8)$$

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad (5.9)$$

DGM dalga şekli dikkate alınırsa, b_n , denklem (5.10)'daki gibi yazılır:

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} v(t) \sin n\omega t d\omega t \quad (5.10)$$

Denklem (5.10)'daki $v(t)$ dalgasının birim genliğe sahip olduğu varsayıldığında b_n , denklem (5.11)'deki gibi yazılır:

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} (+1) \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (-1) \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} (+1) \sin n\omega t d\omega t + \dots + \int_{\alpha_{k-1}}^{\alpha_k} (-1)^{k-1} \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_k}^{\frac{\pi}{2}} (+1) \sin n\omega t d\omega t \right] \quad (5.11)$$

Genel bağlantılar kullanılarak, denklem (5.11)'deki b_n formülünün ilk ve son terimi, denklem (5.12) ve denklem (5.13) şeklinde yazılır:

$$\int_0^{\alpha_1} (+1) \sin n\omega t d\omega t = \frac{1}{n} (1 - \cos n\alpha_1) \quad (5.12)$$

$$\int_{\alpha_k}^{\frac{\pi}{2}} (+1) \sin n\omega t d\omega t = \frac{1}{n} \cos n\alpha_k \quad (5.13)$$

Denklem (5.12) ve denklem (5.13)'ü denklem (5.11)'de yerine koyarsak, denklem (5.14)'teki b_n ifadesi oluşur.

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{4}{\pi} [1 + 2(-\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 - \dots + \cos n\alpha_k)] \\ &= \frac{4}{n\pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos n\alpha_k] \end{aligned} \quad (5.14)$$

Denklem (5.14)'deki k değişkeni $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_k$ 'yi tanımlar. α açılarıyla ana bileşen gerilimi kontrol edilebilir ve $k-1$ adet harmonik elimine edilebilir.

HEDGM tekniği, çentik açılarının oluşturduğu bir tablo vasıtasıyla mikroişlemciler kullanılarak gerçek zamanda kolaylıkla uygulanabilmektedir. Yüksek değerlikli harmonikleri yok etmek için temel frekans azaltılmalı ve çentik açılarının sayısı artırılmalıdır (Kocalmış, 2005).

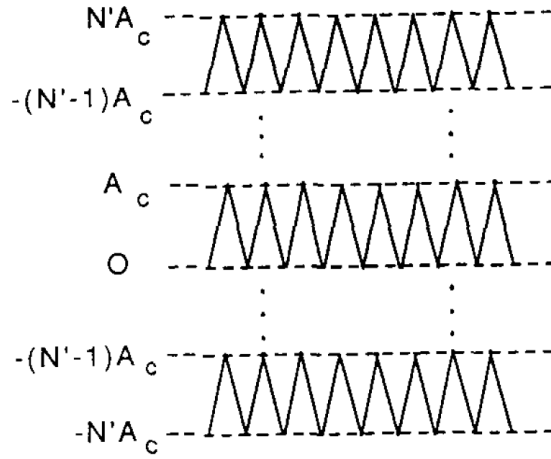
5.2. Çok Seviyeli Dönüştürücülerde Yüksek Anahtarlama Frekanslı DGM

5.2.1. Taşıyıcı tabanlı DGM

Taşıyıcı tabanlı DGM (Carrier-Based PWM), en geniş ölçüde kullanılan DGM tekniğidir (Holtz, 1994). Bu teknik, sinüzoidal bir modülasyon dalgası ile taşıyıcı bir üçgen dalğanın karşılaştırılmasına dayanır. En popüler olan taşıyıcı tabanlı DGM teknikleri, sinüzoidal DGM ve harmonik ilaveli DGM teknikleridir. Bu teknikler aşağıda belirtilen şartları sağlamalıdır (Deniz, 2010).

- a. Çift sayılı harmonikleri elimine etmek için çeyrek ve yarım dalga simetrisi kullanılmalıdır.
- b. Temel frekansın altındaki frekanslarda harmonik bileşenler olmamalıdır.
- c. Anahtarlama frekansı, temel frekansın tam ve tek katı olmalıdır.

Araştırmacılar, iki seviyeli taşıyıcı tabanlı DGM tekniklerini, çok sayıda taşıyıcı üçgen dalga ve her bir faz için bir referans sinyal kullanarak çok seviyeli dönüştürücüler için genişletmiştir (Tolbert ve ark., 1999). n seviyeli bir dönüştürücü için, $n-1$ adet taşıyıcı dalgaya ihtiyaç duyulur. Örneğin 3 seviyeli dönüştürücü için 2, 4 seviyeli dönüştürücü için 3 taşıyıcı dalgaya ihtiyaç duyulur. Taşıyıcılar, aynı f_c frekansına ve aynı A_c genliğine sahiptir ve her taşıyıcı işaret periyodu bitişik olacak şekilde düzenlenir.



Şekil 5.4. Taşıyıcı dalga düzeni (Carrara ve ark., 1992)

Şekil 5.4.'de gösterildiği gibi, taşıyıcıların yarısı sıfır referansın üstüne, diğer yarısı da altına yerleştirilir. Modülasyon dalgası, frekansı f_m ve genliği A_m olan bir sinüs dalgadır. Sürekli olarak taşıyıcı (üçgen) dalga ile modülasyon (sinüs) dalgası karşılaştırılır. Eğer modülasyon dalgası, periyodun ilk yarısında taşıyıcı dalgadan daha büyükse 1, periyodun ikinci yarısında küçükse -1 ve diğer ihtimallerde 0 değerini alır (Carrara ve ark., 1992).

Denklem (5.15) ve denklem (5.16)'da, çok seviyeli dönüştürücülerdeki, genlik modülasyon indeksi m_a ve frekans oranı m_f tanımlanmıştır (Tolbert ve ark., 1999).

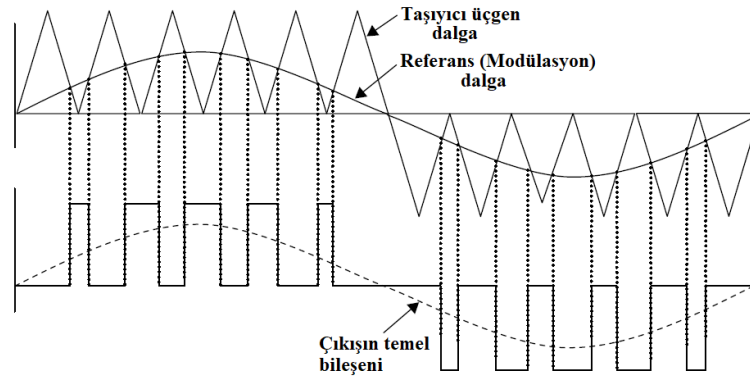
$$m_a = \frac{A_m}{[(n-1)/2].A_c} \quad (5.15)$$

$$m_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (5.16)$$

5.2.1.1. Sinüzoidal DGM (SDGM)

Sinüzoidal DGM (SDGM) tekniği, değişen genişlikte bir çıkış dalgasını filtreleyerek, sinüzoidal dalga oluşmasını sağlar (Rao ve ark., 2014). Bu teknik, uygulanabilirliğinin kolay olmasından ve $\frac{4}{\pi}$ pu'ya kadar birinci harmonik genliğine izin veren aşırı modülasyon çalışma durumu da dahil olmak üzere tüm çalışma koşullarına karşı iyi sonuç vermesinden dolayı geleneksel dönüştürücüler için en popüler DGM tekniği

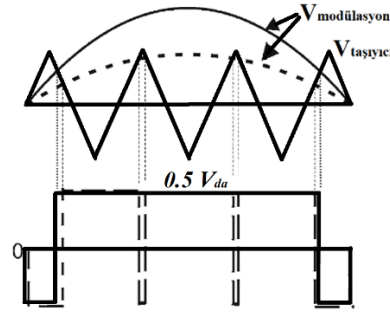
olmuştur (Carrara ve ark., 1992). SDGM, tüm çalışma aralığında, sürücünün kare dalga çalışma ile ulaştığı değerden, 0 - % 78 arasında daha iyi bir performans sunar. Eğer modülasyon indeksi bu değeri aşarsa, çıkış gerilimi ile modülasyon indeksi arasındaki doğrusal ilişki bozulur ve aşırı modülasyon durumu ortaya çıkar. Şekil 5.5.'de gösterildiği gibi, bir referans (sinüs) sinyal ile bir yüksek frekanslı taşıyıcı (üçgen) sinyal karşılaştırılarak DGM sinyalinin iletim ve kesim durumları bulunabilir.



Şekil 5.5. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SDGM) (Peddapelli, 2017)

Çıkış geriliminin frekansı, modülasyon dalgasının frekansı tarafından belirlenebilir. Modülasyon dalgasının tepe genliği, modülasyon indeksini belirler ve çıkış geriliminin etkin (rms) değerini kontrol eder. Ayrıca, modülasyon indeksi değiştiği zaman çıkış geriliminin etkin değeri de değişir. m , sinüs dalgasının yarım periyot içindeki darbe sayısı olarak tanımlanırsa, bu DGM tekniği, $(2m-1)$ 'den daha az veya bu değere eşit tüm harmonikleri yok eder (Peddapelli, 2017).

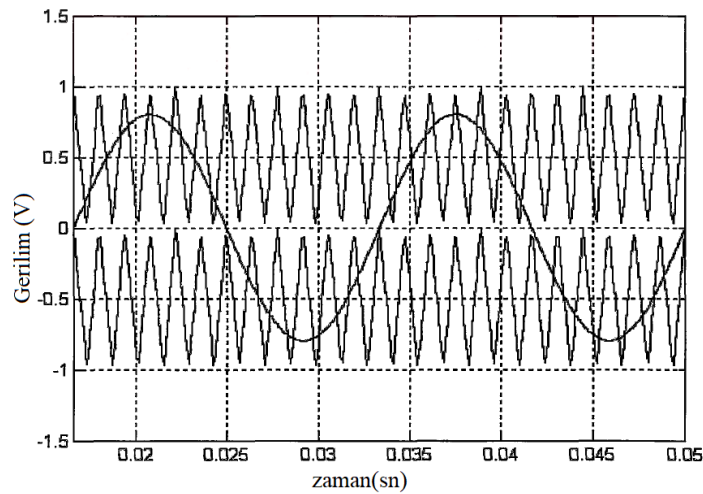
Denklem (5.15)'de verilen modülasyon indeksi (m_a) 1'den büyük olursa, oluşan darbelerin sayısında bir azalma olur ve doğrusallık kaybolarak Şekil 5.6.'daki gibi aşırı modülasyon durumu oluşur (Chakraborty ve ark., 2013). Bu durumda dalga, kare dalga şeklini alır. Anahtarlar çalışma modlarını sürdürebilmesi için darbe genişliklerini korumalıdır. Eğer darbe sayılarında azalma olursa, yük akımında geçici bir yükselme olacaktır. Bu durum, çıkış geriliminde görülmeyen harmoniklerin ortaya çıkmasına sebep olur. Aşırı modülasyon durumunda sadece sıfır geçiş noktalarında darbe oluşur.



Şekil 5.6. Aşırı modülasyon durumu (Chakraborty ve ark., 2013)

SDGM tekniği ile çıkış geriliminin yanı sıra çıkış frekansında ayarlanabilir. Denklem (5.16)'da bu durum ifade edilmiştir. Denklem (5.16)'ya göre, taşıyıcı dalga frekansı ne kadar büyük olursa anahtarlama frekansı da o kadar büyük, tersi durumda da o kadar küçük olur. Anahtarlama frekansının yüksek olduğu devrelerde harmonikler daha kolay filtre edilir ancak bu durum da, anahtarlama kayıplarının fazla olmasına yol açar. Bu yüzden, hem harmonikleri filtreleme hem de anahtarlama kayıplarını en az duruma getirmek için en uygun değerler seçilmelidir. Bu uygun nokta $m_a < 1$ ve $m_f = 21$ olarak alınabilir (Kocalmış, 2005).

Bölüm 5.2.1'de bahsedildiği gibi, ilk zamanlarda iki seviyeli dönüştürücülere uygulanan SDGM tekniği, ilerleyen zamanlarda uygulama kolaylığından dolayı çok seviyeli dönüştürücülere uygulanmıştır. n seviyeli dönüştürücü için (n-1) adet aynı frekansa ve genliğe sahip taşıyıcı dalga kullanılmaktadır. Örnek olarak Şekil 5.7.'de üç seviyeli bir dönüştürücü çıkışı için SDGM uygulaması gösterilmiştir.

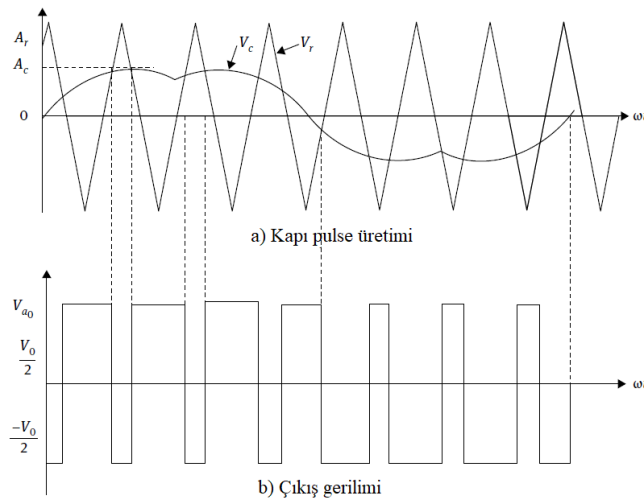


Şekil 5.7. Üç seviyeli dönüştürücü çıkışı için SDGM modeli (Kocalmış, 2005)

5.2.1.2. Üçüncü harmonik ilaveli DGM (UHIDGM)

Şekil 5.8.'de gösterildiği gibi, bu DGM tekniğinde, sinüs dalgasına 3. harmonik bileşen ilave edilerek modülasyon dalgası üretilir. Ayrıca modülasyon aralığı, üçün katları harmonikler ilave edilerek genişletilebilir. Bu harmonik ilavesinin sonucunda düz tepeli bir dalga oluşur ve bu dalga aşırı modülasyon miktarını azaltır. Üçüncü harmonik ilaveli DGM (UHIDGM) tekniği ile daha yüksek genlikli ve daha düşük harmonik içerikli bir çıkış gerilimi elde edilir. Ayrıca, bu teknik sayesinde oluşan yeni modülasyon işaretinin dalga yapısından dolayı daha az anahtarlama yapılacağı için anahtarlar üzerindeki kayıplar da azalacaktır.

UHIDGM'deki ana bileşen genliği, SDGM'deki ana bileşen genliğinden yaklaşık olarak %15 daha fazladır (Peddapelli, 2017). Üç fazlı dönüştürücülerde, nötr noktası izoleli bir yükte 3. harmonik akımları dolaşmaz. Buna bağlı olarak, faz-faz geriliminde 3. harmonik gerilimleri oluşmaz. (Loh ve ark., 2002; Rao ve ark., 2014).



Şekil 5.8. Üçüncü harmonik ilaveli DGM (Peddapelli, 2017)

5.2.1.3. Taşıyıcı tabanlı DGM'lerin uygulaması

Üç fazlı dönüştürücülerde SDGM ve UHIDGM teknikleri iki farklı şekilde uygulanır (Lund ve ark., 1999).

1. Tek-faz modülasyonu: Bir taşıyıcı işaret ile fazları 120^0 kaydırılmış referans işaretler karşılaştırılır.
2. Üç-faz modülasyonu: 120^0 'lik faz farkına sahip üç farklı taşıyıcı ile bir referans işaret karşılaştırılır.

Taşıyıcı dalga ile referans dalganın karşılaştırılması için, doğal örnekleme DGM ve düzenli örnekleme DGM olmak üzere iki farklı teknik mümkündür. Doğal örnekleme DGM tekniği, analog bir teknik olduğu için mikro işlemciler ile gerçekleştirilmesi mümkün değildir. Düzenli örnekleme DGM tekniğinde referans işaretler her periyotta düzenli olarak örneklenir ve taşıyıcı işaret ile karşılaştırılır. Düzenli örnekleme DGM, mikro işlemciler ile uygulanmaya elverişlidir. Ancak taşıyıcı tabanlı DGM tekniklerinin uygulanabilmesi için hızı yüksek olan mikro işlemcilere gereksinim duyulur (Tuncer, 2005).

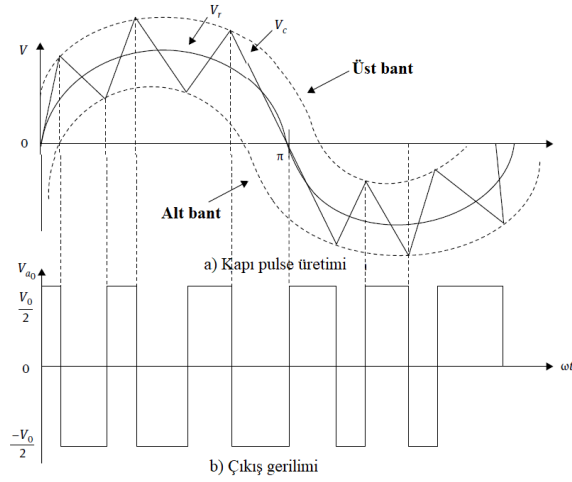
5.2.2. Uzay vektör DGM

Bölüm 6'da iki seviyeli ve üç seviyeli uzay vektör DGM detaylı bir şekilde anlatılacaktır.

5.3. Literatürdeki Diğer DGM Teknikleri

5.3.1. Delta DGM

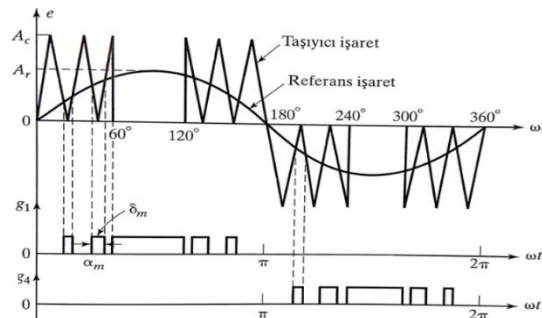
Bu DGM tekniğinde, V_r referans sinüs dalgasının, altında ve üstünde tanımlı olan bir aralıkta üçgen bir dalga salınım yapmaktadır. Şekil 5.9.'da gösterildiği gibi üçgen dalga, V_c 'nin tepe noktalarına göre çıkış gerilimini üretir. Bu teknik histerezis modülasyon olarak da bilinir. Modülasyon dalgasının frekansı, üçgen dalga sabitinin eğimi korunurken değiştirilirse, modülasyon dalgasının darbe sayısı ve darbe genişlikleri değişir. Çıkış gerilimi, referans geriliminin genliğine ve frekansına bağlı olarak değişir. Delta DGM tekniği, gerilimin frekansa göre oranını kontrol edebilir (Peddapelli, 2017). Frekans artarsa, gerilim artar ve DGM dalga şekli kare dalgaya dönüşür (Kocalmış, 2005).



Şekil 5.9. Delta DGM (Peddapelli, 2017)

5.3.2. Modifiye edilmiş sinüzoidal DGM (MSDGM)

Bu DGM tekniği, sinüzoidal DGM tekniğine benzer bir tekniktir. SDGM tekniğinde, sinüs (modülasyon) dalgasının yapısından dolayı dalganın tepesine yakın yerlerde modülasyon indeksi değiştirildiği zaman darbe genişliklerinin çok fazla değişmediği görülür ve buna bağlı olarak anahtarlama aralıkları çok küçük olur. Bu durum, yüksek anahtarlama kayıplarının oluşmasına neden olur (Kocalmış, 2005). Dolayısıyla taşıyıcı, sinüs dalgasının tepesinde $\pm 30^\circ$ kaydırılır (Sharma ve ark., 2013). Yani, SDGM tekniği, her yarı periyodu için taşıyıcı dalganın ilk ve son 60° aralıklarına uygulanarak değiştirilir. Ayrıca bu durumda çıkış gerilimi, kare dalgaya yakın bir dalga şekli oluşturulabilir. Örneğin Şekil 5.10.'da gösterilen MSDGM tekniğinde, periyodun ilk yarısında taşıyıcı dalganın $0^\circ - 60^\circ$ ve $120^\circ - 180^\circ$ aralıklarına SDGM uygulanmıştır (Rashid, 2017).



Şekil 5.10. Modifiye edilmiş sinüzoidal DGM (Rashid, 2017)

İlk yarı periyodun ortasındaki 60° 'lik aralıkta üçgen taşıyıcı olmadığı için, çıkış geriliminde daha az sayıda darbe oluşur. Aynı modülasyon indeksi referans alındığında SDGM'ye göre etkin (rms) değer daha büyük olur ve harmonik içerik azalır. Gerçek zamanda uygulanmasının zor olması, SDGM'ye göre bir dezavantajdır. (Sharma ve ark., 2013).

5.3.3. Minimum akım dalgalanmalı DGM

Bir makinenin kaçak endüktansı, herhangi bir harmonik gerilimine karşılık gelen harmonik akımını belirler. Buna hitaben etkin dalgalanma akımı denklem (5.17)'deki gibi bulunur.

$$\begin{aligned}
 I_{dalgalanma} &= \sqrt{I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \dots} \\
 &= \sqrt{\frac{\hat{I}_5^2}{2} + \frac{\hat{I}_7^2}{2} + \frac{\hat{I}_{11}^2}{2} + \dots} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{n=5,7,11,\dots}^{\infty} \left(\frac{\hat{V}_n}{n\omega L}\right)^2}
 \end{aligned} \tag{5.17}$$

$I_5, I_7 \dots$: harmonik akımları

L : makinenin faz başına kaçak endüktansı

$\hat{I}_5, \hat{I}_7 \dots$: harmonik akımların tepe değeri

n : harmonik derecesi

\hat{V}_n : n . harmoniğin tepe değeri

ω : temel frekans

Denklem (5.17)'de görüldüğü gibi $I_{dalgalanma}$, α açısının bir fonksiyonu olarak bulunabilir. α açısı bir bilgisayar programı yardımıyla bulunarak, ana bileşenin genlik değeri ve $I_{dalgalanma}$ değeri bulunabilir.

BÖLÜM 6. UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU (UVDGM)

6.1. DGM Doğrultucu İçin Uzay Vektör DGM'nin Önemi

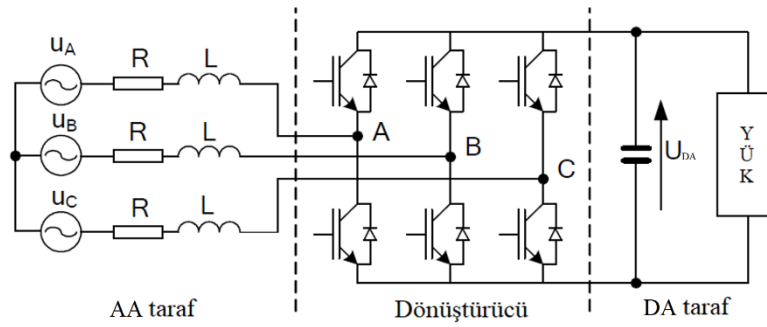
Endüstriyel uygulamaların çoğunda, iletim şebekesi tarafından dağıtılan elektrik enerjisi, kullanım gereksinimlerine göre bir formdan başka bir forma dönüşmek zorundadır. Bu dönüşüm çoğu zaman, çoğu durumda diyotlu doğrultucu devreler ile yapılır (Kahia, 2013). Diyotlu doğrultucular, AA / DA güç dönüşümünde en sık kullanılan doğrultuculardır. Ancak bununla birlikte, uluslararası standartlara göre kabul edilemeyen seviyelere çıkan harmonikli şebeke akımından dolayı, diyotlu doğrultucular yerini şebeke dostu olan diğer doğrultucu metotlara bırakmıştır. Bu yüzden, şebeke üzerinde düşük etki oluşturan doğrultucular gitgide daha fazla ilgi çekmiştir (Cichowlas, 2004). Şebeke ağındaki harmonikler, bir yandan ona bağlı elektrikli cihazlara (aşırı gerilim, aşırı ısınma ve cihazların zarar görmesi) zarar verebilir, diğer yandan verimsiz çalışmaya yol açabilir (Benfaiza, 2012). Harmonikleri ortadan kaldırmak için kullanılan geleneksel metotların doğasında var olan problemler ve GTO, IGBT gibi yarı iletken elemanların ortaya çıkması, yeni filtreleme yapılarının tasarlanmasına yol açmıştır. Aslında, harmoniklere sebep olan doğrultucular, verimli, esnek ve kendinden uyarlamalı harmonik gidericiler haline gelmiştir (Kahia, 2013).

Genel olarak üç faz gerilim kaynaklı dönüştürücü (GKD - VSC) kategorisi içinde yer alan bir yükseltici tip DGM doğrultucunun (Boost Rectifier), sinüzoidale yakın şebeke akımı, yüksek güç faktörü ve iki yönlü güç akışı gibi avantajlara sahip olmasından dolayı geçmişten günümüze popülaritesini korumuştur. Güvenilirlik ve verimlilik açısından bir DGM doğrultucu, şebekede oluşabilecek harmonik problemlerine karşı umut vadeci görünür (Blasko ve ark., 1997; Espinoza ve ark., 2000; Cichowlas, 2004).

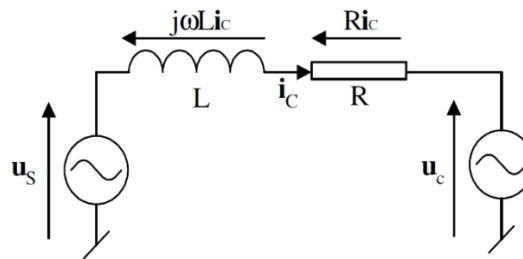
DGM doğrultucu, birçok özelliğinden dolayı geleneksel olan diyotlu doğrultucuya alternatif olarak kabul edilir. DGM doğrultucunun temel karakteristikleri aşağıdaki gibi verilebilir:

- Düşük harmonik içeriğine sahip şebeke akımı
- Giriş güç faktörünü olabildiğince maksimum yapma
- İki yönlü güç akışı
- Dengeli ve ayarlanabilir DA gerilim
- DA filtre için kullanılan kapasite boyutlarının azalması

Şekil 6.1.(a)'da, üç faz iki seviyeli yükseltici tip DGM doğrultucunun devre şeması verilmiştir ve Şekil 6.1.(b)'de tek faz temsili gösterilmiştir. L ve R sırasıyla hattın endüktansını ve direncini temsil eder. u_s hat gerilimini, u_c ise yük üzerinde oluşan gerilimi (kondansatör üzerinde oluşan gerilimi) temsil eder. u_c 'nin genliği, GKD'nin modülasyon indeksine ve DA gerilim seviyesine bağlıdır (Cichowlas, 2004).



(a)

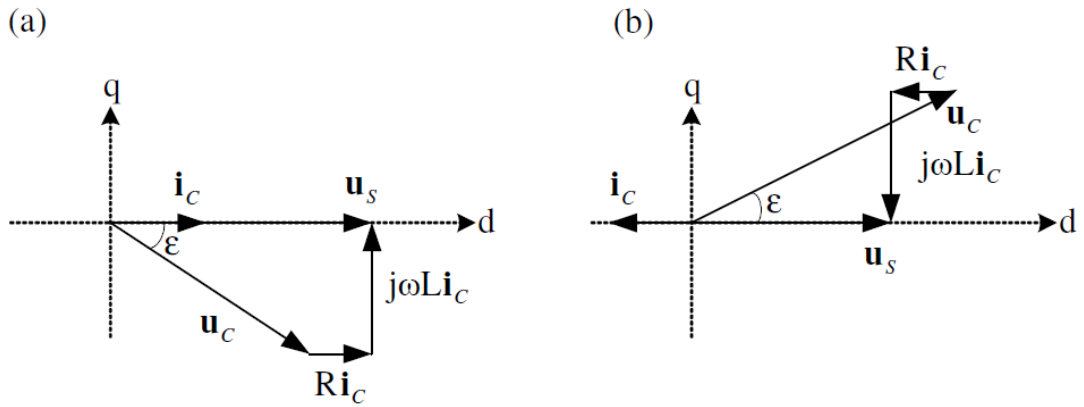


(b)

Şekil 6.1. İki yönlü güç akışı için Üç faz DGM doğrultucunun basitleştirilmiş temsili (Cichowlas, 2004)

(a) Ana devresi (b) Doğrultucu devrenin tek faz temsili

DGM doğrultucunun bir giriş ucu ile şebekenin bir faz ucuna bağlanan endüktans (L), doğrultucu devresinin vazgeçilmez bir parçasıdır. Endüktanslar, şebeke tarafında akım kaynağı karakteristiğine bürünerek, doğrultucunun yükseltme özelliğini sağlar. Hat akımı i_c , iki gerilim kaynağını (şebeke ve DGM doğrultucu) birbirine bağlayan L endüktansının üzerine düşen gerilim tarafından kontrol edilir. Yani, endüktans gerilimi u_L , hat gerilimi u_s ile doğrultucu gerilimi u_c arasındaki farka eşittir ($u_L = u_s - u_c$). Doğrultucu gerilimi u_c 'nin, faz açısı (θ) ile genliği kontrol edildiği zaman, dolaylı olarak hat akımının fazı ve genliği kontrol edilmiş olur. Böylece, DA akımın ortalama değeri ve işareti kontrol edilir. DA akım, doğrultucudan akan aktif güç ile orantılıdır. Reaktif güç, u_s gerilimine göre bağımsız olarak değişen ana harmonik akımıyla kontrol edilir. Şekil 6.2., güç faktörüne göre hem doğrultma hem de evirme modları için genel fazör diyagramını gösterir. Evirme modunda u_c gerilim vektörünün, doğrultma moduna göre % 3 kadar daha yüksek gerilim değer aldığı gösterir (Zhou ve ark., 1999). Bu yüzden DGM doğrultucu, doğrultma ve evirme modu olmak üzere iki çalışma moduna sahiptir.

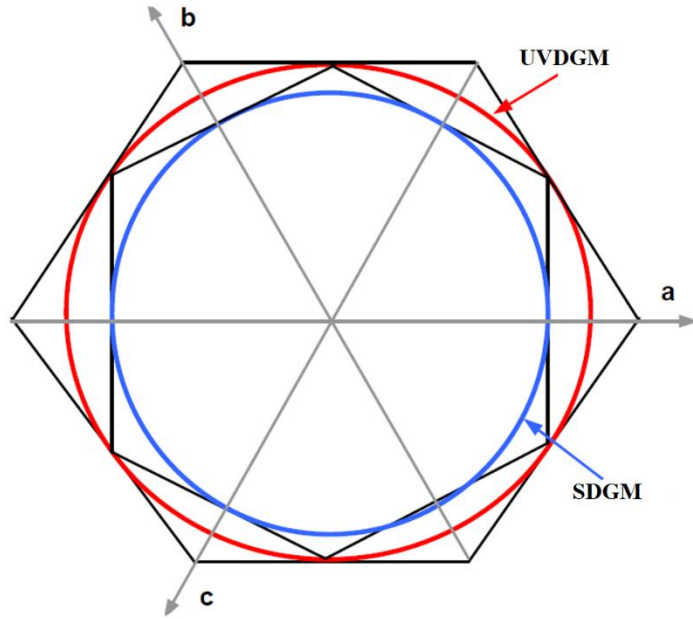


Şekil 6.2. DGM doğrultucunun fazör diyagramı (a) Doğrultma modu (b) Evirme modu (Cichowlas, 2004)

IGBT veya MOSFET gibi anahtarlama elemanlarını kullanan DGM doğrultucular, şebeke akımının harmonik içeriğini azaltma ve aktif-reaktif gücü kontrol etme özelliğine sahiptir (Denoun, 2013).

Elektronik uygulama devrelerinde en çok kullanılan DGM tekniği, SDGM'dir. Bu teknik, anahtarlama sayısının yüksek olmasından dolayı artan anahtarlama kayıpları ve çıkış gerilimindeki verimlilik payının düşük olması sebebiyle olumsuz duruma

gelmiştir. Bu tekniğin olumsuzluklarını olabildiğince ortadan kaldırmak için, son yıllarda uzay vektör DGM (UVDGM) adında yeni bir teknik geliştirilmiştir. Bu teknik SDGM'ye göre şebeke akımındaki harmonikleri daha iyi yok ettiğinden ve DA çıkış gerilimindeki dalgalanmayı azalttığından dolayı popüler olmuştur. Şekil 6.3.'e bakılarak SDGM ile UVDGM arasındaki fark daha iyi anlaşılabilir.

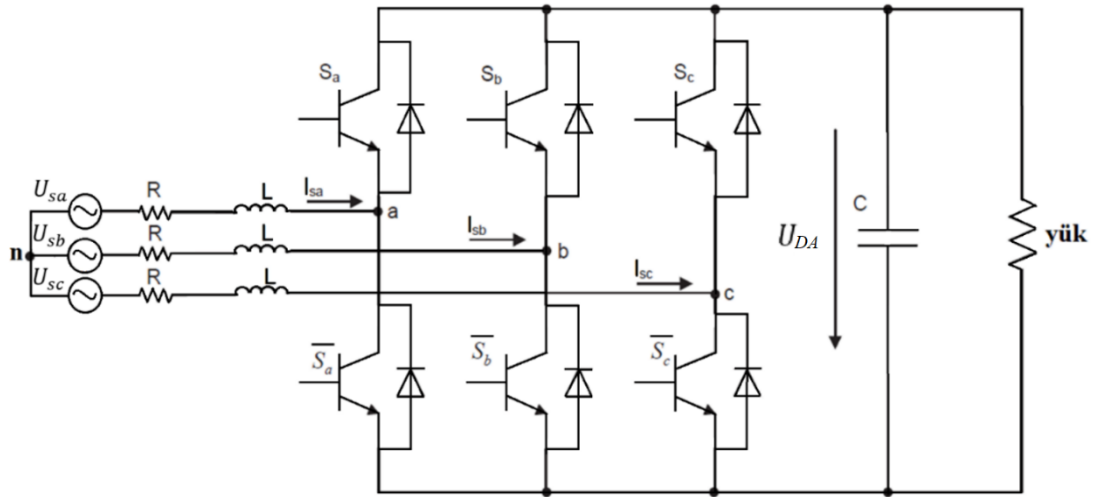


Şekil 6.3. UVDGM ve SDGM tekniklerinin karşılaştırılması (Bilhan, 2012)

UVDGM tekniği, uygulama devrelerini gerçekleştirme kolaylığı ve bu devrelerde daha yüksek bir modülasyon aralığında çalışmaya olanak sağlama gibi üstünlüklerinden dolayı bir hayli tercih edilen bir teknik olmuştur. UVDGM tekniğinin temeli, durağan referans çatıdaki gerilimin uzay vektör olarak ifade edilmesine dayanır (Liu ve ark., 1991). Günümüzde çok seviyeli doğrultucu devrelerinde fazlasıyla kullanılan UVDGM'yi anlamak için, ilk önce iki seviyeli UVDGM devresi detaylıca incelenmelidir (Seo ve ark., 2001). Açık çevrim çalışmalarında UVDGM tekniği, üçüncü harmonik ilaveli SDGM tekniği ile benzer sonuçlar verebilir. Bu yüzden UVDGM tekniği kapalı çevrim çalışmalarda daha büyük üstünlük sağlar (Bilhan, 2012).

6.2. İki Seviyeli Doğrultucu İçin Uzay Vektör DGM

AA / DA dönüştürücülere uygulanan uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniğinin, sabit DA çıkış gerilimi, yüksek güç faktörü ve çıkış geriliminde daha az harmonik içeriği gibi birçok ilginç yönü vardır. Bu özellikler güç sisteminin kalitesini desteklemeye ve geliştirmeye yardımcı olur. Burada, üç faz iki seviyeli bir doğrultucu için uzay vektör DGM'nin adımları anlatılacaktır (Moungkhum ve ark., 2013). Üç faz iki seviyeli doğrultucu, her fazda 2 adet olmak üzere toplamda 6 adet IGBT anahtara sahiptir. UVDGM'nin diğer DGM tekniklerinden en önemli farkı, bir vektörü referans olarak kullanmasıdır. Bu fark, sisteme daha iyi bir bakış açısı verir.



Şekil 6.4. Üç faz iki seviyeli doğrultucu devresinin UVDGM modeli (Moungkhum ve ark., 2013)

Sabit bir abc koordinat sistemi için doğrultucunun üç fazlı sinüzoidal şebeke gerilimi denklem (6.1) – (6.3)'deki gibi ifade edilir.

$$U_{sa}(t) = U_m \sin(\omega t) \quad ; \quad i_{sa}(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi) \quad (6.1)$$

$$U_{sb}(t) = U_m \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \quad ; \quad i_{sb}(t) = I_m \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi\right) \quad (6.2)$$

$$U_{sc}(t) = U_m \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \quad ; \quad i_{sc}(t) = I_m \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi\right) \quad (6.3)$$

Denklem (6.1)-(6.3)'de verilen U_m , üç fazlı sistemin maksimum gerilimidir. Şekil 6.4.'deki devreye Kirchhoff akım ve gerilim yasaları uygulandığında, devrenin durum denklemleri denklem (6.4) – (6.7)'deki gibi yazılabilir.

$$L \frac{di_{sa}}{dt} = -Ri_{sa} + U_{sa} - U_a \quad (6.4)$$

$$L \frac{di_{sb}}{dt} = -Ri_{sb} + U_{sb} - U_b \quad (6.5)$$

$$L \frac{di_{sc}}{dt} = -Ri_{sc} + U_{sc} - U_c \quad (6.6)$$

$$C \frac{dU_{DA}}{dt} = f_a \cdot i_{sa} + f_b \cdot i_{sb} + f_c \cdot i_{sc} - I_{yük} \quad (6.7)$$

Denklem (6.7)'de verilen f_a, f_b, f_c ifadeleri, doğrultucunun anahtarlama fonksiyonlarını belirtir. Bu fonksiyonların açık hali denklem (6.8) – (6.10)'da verilmiştir.

$$f_a = \frac{(2S_a - S_b - S_c)}{3} \quad ; \quad U_a = f_a \cdot U_{DA} \quad (6.8)$$

$$f_b = \frac{(2S_b - S_a - S_c)}{3} \quad ; \quad U_b = f_b \cdot U_{DA} \quad (6.9)$$

$$f_c = \frac{(2S_c - S_a - S_b)}{3} \quad ; \quad U_c = f_c \cdot U_{DA} \quad (6.10)$$

Denklem (6.8) – (6.10)'da verilen S_a, S_b, S_c ifadeleri, ayrıca doğrultucuyu kontrol etmek için kullanılan kontrol sinyalleri olarak da düşünülebilir. Bu kontrol sinyallerinin her biri '1' veya '0' değerini alabilir ($S_i = 1$ veya 0 ; $i = a, b, c$). Örneğin $S_a = 1$ olduğunda, A fazındaki üst anahtar 'iletim (on)' konumunda, alt anahtar 'kesim (off)' konumundadır. Diğer yandan $S_a = 0$ olduğunda, A fazında üst anahtar 'kesim', alt anahtar 'iletim' konumundadır. B ve C fazındaki anahtarlar içinde aynısını düşünülebilir. Tablo 6.1.'de bu durum özetlenmiştir.

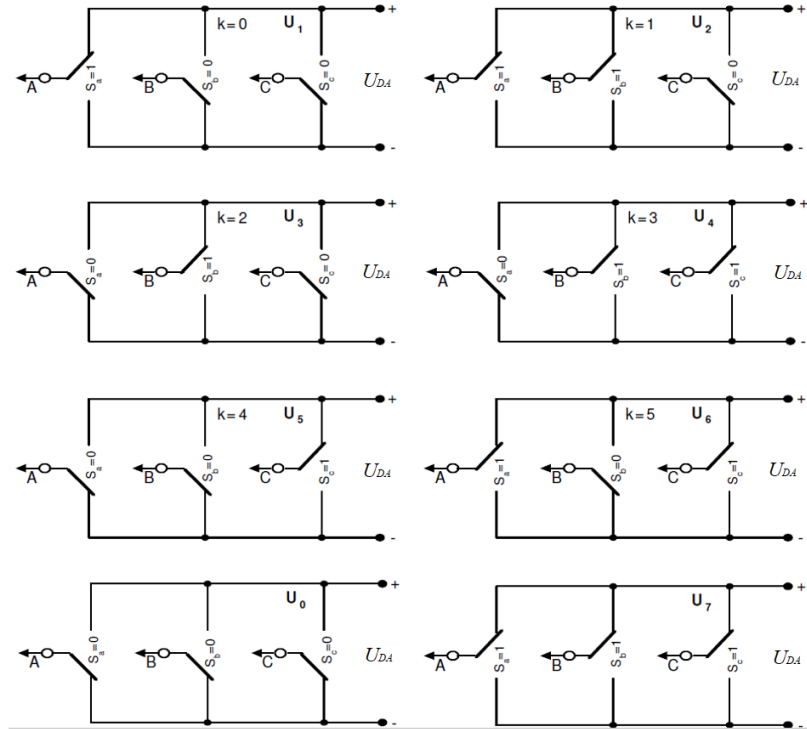
Tablo 6.1. Üç faz iki seviyeli doğrultucunun anahtarlama düzeni

S_i	\bar{S}_i	; $i=a,b,c$
1	0	
0	1	

Şekil 6.4.'de gösterildiği gibi, her fazın üst tarafında bulunan toplam üç anahtar için mümkün olan sekiz 'iletim - 'kesim' anahtarlama durumu vardır. Alt anahtar durumları, üst anahtar durumlarının zıttı olduğu için kolay bir şekilde belirlenebilir. Tablo 6.2.'de, V_{da} 'ya göre faz-faz çıkış gerilimi, faz-nötr çıkış gerilimi ve sekiz anahtarlama durumu verilmektedir. Şekil 6.5., denklem (6.11)'e göre açıklanan doğrultucunun mümkün olan sekiz gerilim vektörünü (altı aktif ve iki sıfır) gösterir.

Tablo 6.2. Anahtarlama vektörleri, faz gerilimleri, faz-faz gerilimleri

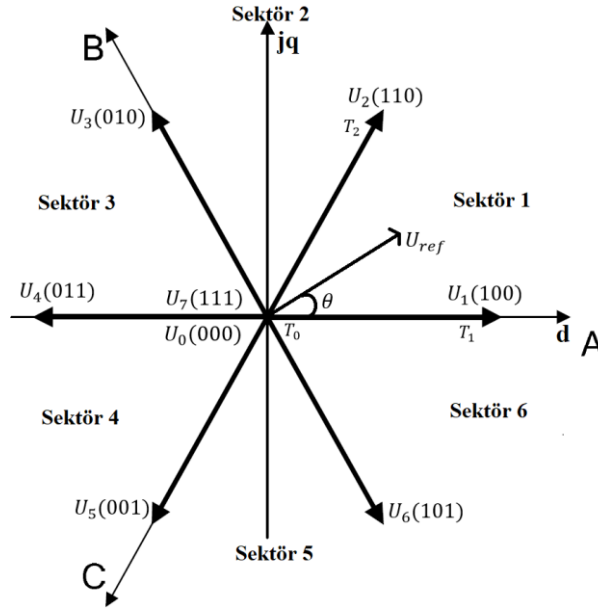
Gerilim Vektörleri	Anahtarlama Vektörleri			Faz-Nötr Gerilimi (* U_{DA})			Faz-Faz Gerilimi (* U_{DA})		
	a	b	c	U_{an}	U_{bn}	U_{cn}	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}
U_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
U_1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
U_2	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
U_3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
U_4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
U_5	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
U_6	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
U_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0



Şekil 6.5. Üç faz iki seviyeli DGM doğrultucu için mümkün olan anahtarlama durumları (Cichowlas, 2004)

$$U_k = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DA} e^{j \frac{(k-1)\pi}{3}} & k=1 \dots 6 \\ 0 & k=0,7 \end{cases} \quad (6.11)$$

Şekil 6.5.'de gösterildiği gibi, doğrultucunun sekiz mümkün anahtarlama durumlarının vektör gösterimi Şekil 6.6.'da verilmiştir. Herhangi bir sektöre düşen referans vektör, düştüğü sektöre en yakın üç vektör tarafından oluşur (Blasko, 1997; Malinowski ve ark., 2000).



Şekil 6.6. Bir uzay vektör olarak şebeke gerilim vektörünün temsili

Aynı zaman aralığında doğrultucunun bir bacağındaki anahtarlardan sadece biri iletim durumunda olabilir. Fakat, aynı zaman aralığında anahtarların ikisi iletimde olursa kısa devre durumu meydana gelecektir. Doğrultucuyu korumak için transistörün anahtarlama sinyallerine bir gecikme zamanı uygulanması gerekir (Holtz, 1994). Gecikme zaman etkisi, ortalama gerilim eğrisini bozarak doğrusal olmayan bir durumun oluşmasına neden olur. Bu yüzden, uygun bir çalışma için gecikme zaman etkisinin ortadan kaldırılması gerekir.

Denklem (6.12)'de, bir referans gerilim vektörünün uzay vektör temsili verilmiştir.

$$U_{ref} = \frac{2}{3} \left(U_{an} + U_{bn} e^{-j \frac{2\pi}{3}} + U_{cn} e^{j \frac{2\pi}{3}} \right) \quad (6.12)$$

Denklem (6.12)'de verilen U_{an} , U_{bn} ve U_{cn} , üç fazlı sistemin nötr noktasına göre gerilimleridir. Denklem (6.12) vasıtasıyla, üç boyutlu bir düzlem iki boyutlu bir

düzleme çevirilir. Şekil 6.6.'da gösterildiği gibi U_{ref} , ω açısal hızıyla d-q koordinat düzleminde döner. Yukarıda bahsedildiği üzere, üç boyutlu sistemleri iki boyutlu sistemlere çevirmek için, literatürde sıkça kullanılan Clarke ($\alpha\beta$) ve Park (dq) dönüşümlerinden yararlanır. Bu dönüşümler, denklem (6.13) – (6.15)'de verilmiştir.

$abc \rightarrow \alpha\beta$ dönüşümü;

$\alpha\beta \rightarrow abc$ dönüşümü;

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

$\alpha\beta \rightarrow dq$ dönüşümü;

$dq \rightarrow \alpha\beta$ dönüşümü;

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

$abc \rightarrow dq$ dönüşümü;

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}$$

$dq \rightarrow abc$ dönüşümü;

(6.15)

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix}; \quad \theta = \omega t = 2\pi f t$$

Üç faz iki seviyeli doğrultucunun çıkış gerilimini elde etmek için aşağıdaki adımlar izlenmelidir:

1. U_d, U_q ve U_{ref} gerilimleri ile θ açısı hesaplanır ve U_{ref} 'in hangi sektöre düştüğü tespit edilir.
2. Her bir sektörün T_0, T_1, T_2 anahtarlama süreleri hesaplanır.
3. Anahtarlama sürelerine göre anahtarlama sinyalleri üretilir ve belirlenen anahtarlama dizilimine göre doğrultucuya uygulanır.

Adım 1: U_d, U_q ve U_{ref} gerilimleri ile θ açısı hesabı

Şekil 6.4.'e bakıldığında denklem (6.16) - (6.17)'nin doğru olduğu bilinir.

$$U_{sa} + U_{sb} + U_{sc} = 0 \quad (6.16)$$

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \quad (6.17)$$

Dq koordinat sisteminde dönen çevrim olarak tanımlanan referans gerilim vektörü, denklem (6.13)'de verilen Clark dönüşümü cinsinden tekrar yazılacak olursa denklem (6.18) elde edilir.

$$U_{ref} = U_d + jU_q = (U_\alpha + jU_\beta) \cdot e^{-j\omega t} = \frac{2}{3} \left(U_{an} + U_{bn} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + U_{cn} e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) \cdot e^{-j\omega t} \quad (6.18)$$

Denklem (6.18)'de tanımlanan referans gerilim vektörünün uzay vektörde hangi sektöre düştüğünü belirleyen genlik ve açı denklem (6.19)'da verilmiştir.

$$|U_{ref}| = \sqrt{U_\alpha^2 + U_\beta^2} \quad ; \quad \theta = \tan^{-1} \left(\frac{U_\beta}{U_\alpha} \right) \quad (6.19)$$

$$U_\alpha + jU_\beta = \frac{\frac{2}{3}(U_{an} + \cos(\frac{2}{3}\pi)U_{bn} + \cos(\frac{2}{3}\pi)U_{cn})}{U_\alpha} + j \frac{\frac{2}{3}(\sin(\frac{2}{3}\pi)U_{bn} - \sin(\frac{2}{3}\pi)U_{cn})}{U_\beta}$$

$$U_\alpha = \frac{2}{3} \left(U_{an} - \frac{1}{2}U_{bn} - \frac{1}{2}U_{cn} \right) \quad ; \quad U_d = U_\alpha \cdot \cos\theta + U_\beta \cdot \sin\theta$$

$$U_\beta = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}U_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2}U_{cn} \right) \quad ; \quad U_q = -U_\alpha \cdot \sin\theta + U_\beta \cdot \cos\theta \quad (6.20)$$

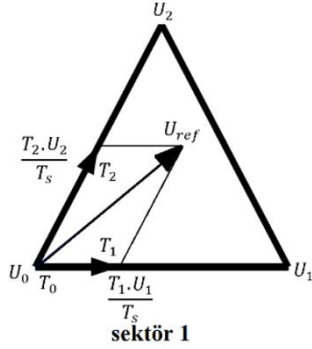
Denklem (6.19)'da verilen θ açısına göre referans vektörün hangi sektöre düştüğü Tablo 6.3.'de verilmiştir.

Tablo 6.3. θ açısına göre sektör belirleme

U_{ref} 'in bulunduğu sektör	θ açısı
Sektör 1	$0^0 \leq \theta < \pi/3$
Sektör 2	$\pi/3 \leq \theta < 2\pi/3$
Sektör 3	$2\pi/3 \leq \theta < \pi$
Sektör 4	$\pi \leq \theta < 4\pi/3$
Sektör 5	$4\pi/3 \leq \theta < 5\pi/3$
Sektör 6	$5\pi/3 \leq \theta < 2\pi$

Adım 2: T_0, T_1, T_2 anahtarlama sürelerinin hesabı

Şekil 6.6.'da verilen uzay vektörde sektör 1 örnek alınarak anahtarlama süreleri hesaplanır.



$$\begin{aligned}
 * \int_0^{T_s} |\mathbf{U}_{ref}| &= \int_0^{T_1} \mathbf{U}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \mathbf{U}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \mathbf{U}_0 \\
 * T_s \cdot \mathbf{U}_{ref} &= (T_1 \cdot \mathbf{U}_1 + T_2 \cdot \mathbf{U}_2) \\
 * T_s \cdot |\mathbf{U}_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} &= T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot U_{da} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot U_{da} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \\
 * 0 &\leq \theta \leq \pi/3
 \end{aligned}$$

Yukarıda verilen denklemler için gerekli çözümler yapırsa T_0, T_1, T_2 anahtarlama süreleri denklem (6.21)'deki gibi elde edilir.

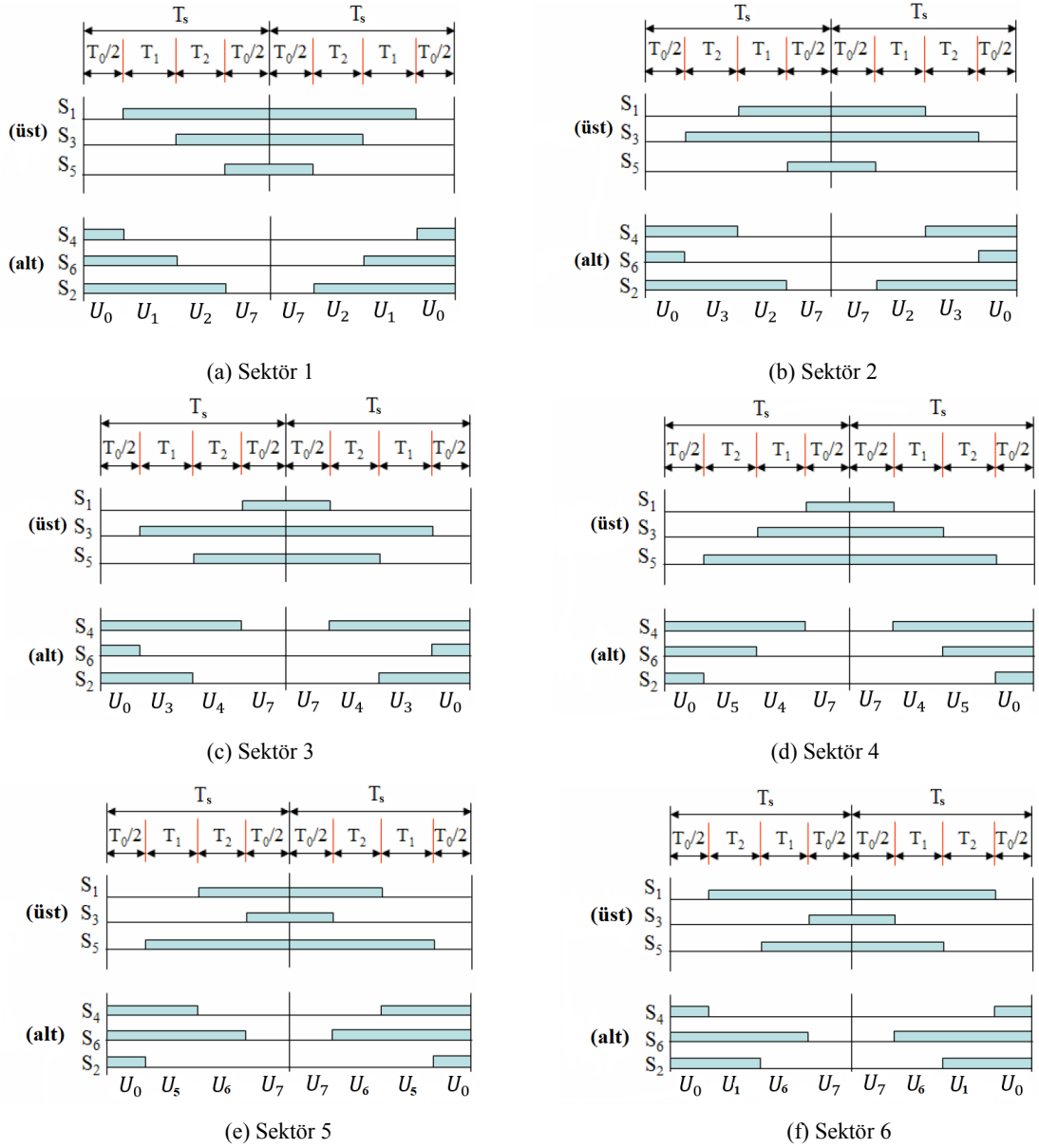
$$\begin{aligned}
 T_1 &= T_s \cdot k \cdot \frac{\sin(\pi/3 - \theta)}{\sin(\pi/3)} \\
 T_2 &= T_s \cdot k \cdot \frac{\sin(\theta)}{\sin(\pi/3)} \\
 T_0 &= T_s - (T_1 + T_2) \quad ; \quad \left(T_s = \frac{1}{f_s} \quad ve \quad k = \frac{|\mathbf{U}_{ref}|}{\frac{2}{3}U_{da}} \right)
 \end{aligned} \tag{6.21}$$

Sektör 1 için, denklem (6.21)'de verilen anahtarlama süreleri, herhangi bir sektör için şu şekilde genişletilebilir.

$$\begin{aligned}
 T_1 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |\mathbf{U}_{ref}|}{U_{da}} \left(\sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta + \frac{n-1}{3} \pi \right) \right) \\
 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |\mathbf{U}_{ref}|}{U_{da}} \sin \left(\frac{n}{3} \pi - \theta \right) \\
 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |\mathbf{U}_{ref}|}{U_{da}} \left(\sin \left(\frac{n}{3} \pi \right) \cdot \cos \theta - \cos \left(\frac{n}{3} \pi \right) \cdot \sin \theta \right) \\
 T_2 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |\mathbf{U}_{ref}|}{U_{da}} \left(\sin \left(\theta - \frac{n-1}{3} \pi \right) \right) \\
 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |\mathbf{U}_{ref}|}{U_{da}} \left(-\cos \theta \cdot \sin \left(\frac{n-1}{3} \pi \right) + \sin \theta \cdot \cos \left(\frac{n-1}{3} \pi \right) \right) \\
 T_0 &= T_s - (T_1 + T_2), \quad \left(\begin{array}{l} n=1 \dots 6 \\ 0 \leq \theta \leq \pi/3 \end{array} \right)
 \end{aligned}$$

Adım 3: Anahtarlama sırası (S_1 'den S_6 'ya)

Şekil 6.7., herhangi bir sektöre düşen gerilim vektörünün anahtarlama dizilimini gösterir.



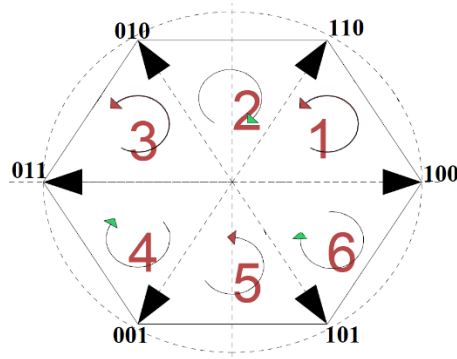
Şekil 6.7. UVDGM'in herhangi bir sektördeki anahtarlama modeli (Jung ve ark., 2005)

Şekil 6.7.'ye bakılır ise her sektör için gösterilen anahtarlama dizilimi, Tablo 6.4.'deki gibi özetlenebilir.

Tablo 6.4. Herhangi bir sektördeki anahtarların anahtarlama zamanları

Sektör	Üst Anahtarlar (S_1, S_3, S_5)	Alt Anahtarlar (S_4, S_6, S_2)
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_1 = T_1 + T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
5	$S_1 = T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_2 + T_0/2$

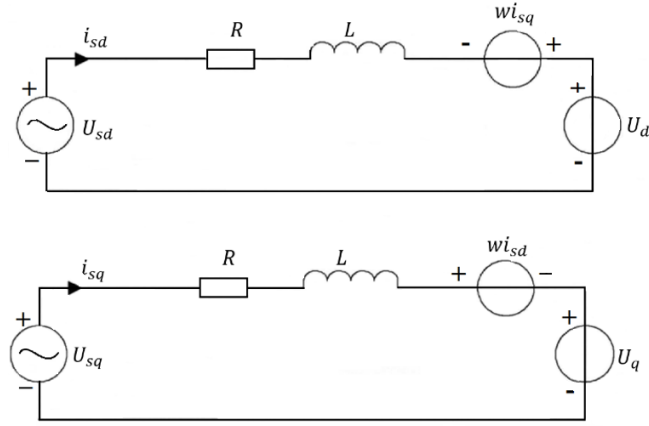
Herhangi bir sektöre düşen referans gerilim vektörü, birkaç farklı dönüş yönü ile elde edilebilir. Bu durum, tasarlanacak sistemin hangi dönüş yönüne daha iyi cevap verdiği ile alakalıdır. Şekil 6.8.'de, herhangi bir sektöre düşen referans gerilim vektörünü oluşturmak için örnek bir dönüş yönü verilmiştir.



Şekil 6.8. Referans gerilim vektörünü belirlemek için altıgen içindeki dönüş yönü

6.2.1. Üç faz iki seviyeli doğrultucunun blok diyagramı

Şekil 6.9., üç faz iki seviyeli doğrultucunun, dq senkron dönen koordinat sistemindeki eşdeğer devresini gösterir.



Şekil 6.9. Üç faz iki seviyeli DGM doğrultucunun dq koordinat sistemindeki eşdeğer devresi

Şekil 6.1.(a)'da gösterilen ve denklem (6.4) - (6.10)'da verilen üç faz iki seviyeli doğrultucunun sabit 'abc' koordinat sistemindeki ifadeleri, 'dq' senkron dönen koordinat sistemine, denklem (6.22) – (6.24)'de verildiği gibi dönüştürülür.

$$L \frac{di_{sd}}{dt} = -Ri_{sd} + wLi_{sq} + U_{sd} - U_d \quad (6.22)$$

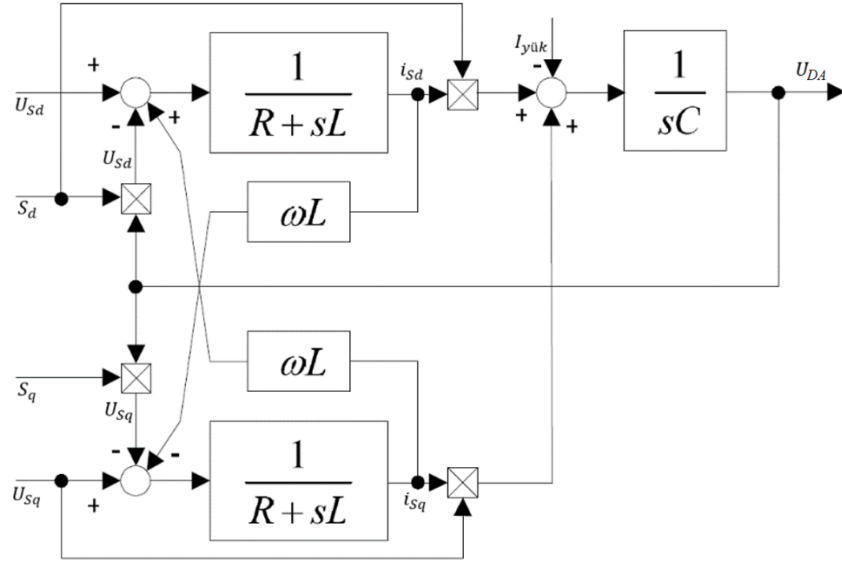
$$L \frac{di_{sq}}{dt} = -Ri_{sq} - wLi_{sd} + U_{sq} - U_q \quad (6.23)$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_d i_{sd} + S_q i_{sq} - I_{yük} \quad (6.24)$$

$$S_d = S_\alpha \cos w t + S_\beta \sin w t \quad ; \quad S_q = S_\beta \cos w t - S_\alpha \sin w t$$

$$S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}}(2S_a - S_b - S_c) \quad ; \quad S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}(S_b - S_c)$$

Direnç üzerindeki gerilim düşümü, endüktans üzerindeki gerilim düşümünden çok daha küçük olduğu için ihmal edilebilir ve böylece, matematiksel modelde basitleştirmeye gidilebilir.



Şekil 6.10. DGM doğrultucunun dq koordinat sistemindeki blok diyagramı (Cichowlas, 2004)

6.2.2. Pasif filtre elemanlarının seçimi

DGM doğrultucunun verimliliği ve performansı, uygulanan kontrol yöntemi ve DGM tekniği gibi unsurlara bağlı olmasının yanı sıra pasif filtre elemanları olan kuplaj endüktansı ve DA bara kapasitesine de bağlıdır. Kararlı ve geçici koşullar altında, şebekeden çekilen akım salınımlarının iyi bir şekilde sönmülmesi ve sınırlı bir dalgalanma ile sürekli bir DA gerilimin elde edilmesinde bu parametreler çok önemli bir rol oynar (Bouafia, 2014)

- Endüktans Seçimi: Daha önce de belirtildiği gibi, şebeke kuplaj endüktansının varlığı, doğrultucu tarafından çekilen akımların kontrolünü sağlamak için gereklidir. Doğrultucudan iyi bir performans elde etmek için şebeke endüktansı dikkatli bir şekilde tasarlanmalıdır. Şebeke endüktansı, düşük geçiş filtresi olarak görev yapar ve akım dalgalanmalarını anahtarlama frekansına sınırlar. Bu yüzden, endüktansın hesaplanmasında anahtarlama frekansı, endüktansın içinden akan akımın izin verilen maksimum dalgalanması ve endüktans uçlarına uygulanan gerilim rol oynar. Düşük endüktans değeri, akım dalgalanmalarında artışa sebep olur. Doğrultucunun performansı şebekenin empedansına bağlıdır. Yüksek endüktans değeri akım dalgalanmalarını azaltır

fakat bu durumda da doğrultucunun çalışma aralığı sınırlanır (Fadat ve ark., 2008; Acikgoz ve ark., 2016).

- b. Kapasite Seçimi: Doğrultucunun çıkış tarafında bulunan kondansatör değerini belirlemek çok önemlidir. Bu kondansatör, DA çıkış gerilimini sabitlemede anahtar role sahiptir. Ayrıca kondansatör değeri, referans DA gerilim takibinin hızlı bir şekilde yapılabilmesi için olabildiğince küçük seçilmelidir (Acikgoz ve ark., 2016).

6.3. Üç Seviyeli NNK Doğrultucu İçin Uzay Vektör DGM

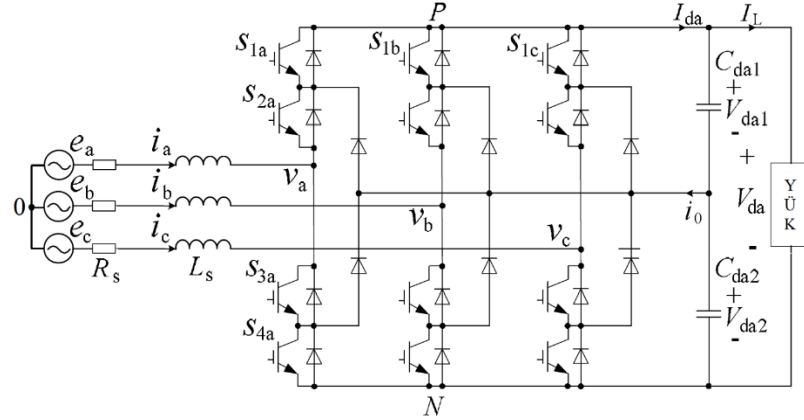
Günümüzde güç şebekesinin kirliliğini azaltmak için, şebekeye harmonik düzenleyici katma ve şebeke akımı sinüse benzeyen yüksek güç faktörüne sahip düşük harmonik içerikli doğrultucu tasarlama gibi başlıca iki metot vardır. İlk metot harmonikleri kompanzasyon yapar iken, ikinci metot harmonikleri yok eder (Shi-hong ve ark., 2014). Bu yüzden şebeke kirliliğini gidermek için doğrultucu tasarımı daha uygun görülmüş ve doğrultucu içine DGM teknikleri adapte edilmiştir.

Üç seviyeli gerilim kaynaklı dönüştürücüler yapıları gereği tersine çevirilebilir, yani iki yönlü (evirici - doğrultucu) çalışabilir. Evirici durumda çalışmada, DA güç kaynağından AA yüke, doğrultucu durumunda çalışmada, AA güç kaynağından DA yüke enerji aktarılır. Üç seviyeli gerilim kaynaklı evirici (GKE - VSI) için geliştirilen modeller ve kontrol stratejileri, üç seviyeli gerilim kaynaklı doğrultucu (GKD - VSR) içinde geçerlidir (Kahia, 2013). İki yönlü güç akışı özelliğine sahip olan bu tersinir DGM doğrultucu, geleneksel doğrultucuların tam olarak yapamadığı yüksek güç faktörü ve sinüs formunda şebeke akımı elde etme gibi şebeke dostu durumlarda daha iyidir.

Şekil 6.11.'de gösterilen üç seviyeli nötr nokta kenetlemeli (NNK - NPC) doğrultucu, orta-yüksek gerilim çalışmalarında ve büyük güç uygulamalarında iki seviyeli doğrultucuya göre açık bir üstünlüğe sahiptir. Ayrıca, maliyet açısından uygun olmasının yanı sıra basit, güçlü ve kararlı bir yapıya sahiptir. NNK doğrultucudaki

anahtarlar, DA bara geriliminin yarısına dayanabilir ($V_{da}/2$). Bundan dolayı, kullanılan anahtarlar ilave bir donanım olmaksızın GKD'nin güç oranını ikiye çıkartabilir. Ancak bu üstünlüklerin yanı sıra nötr nokta potansiyelinden ötürü NNK doğrultucu, üst ve alt kondansatörlerdeki düzensiz ve tahmin edilemeyen dolma ve boşalma olaylarından dolayı dengesizlik problemine sahiptir. DA gerilim dengesizliği ($V_{da1} \neq V_{da2}$), çıkış geriliminde ve şebeke akımında büyük harmoniklerin oluşmasına ve DGM darbe gerilimlerinin bozulmasına neden olur. Bu yüzden NNK doğrultucuya uygulanacak kontrolcü yapısı önem arz eder (Song ve ark., 2009; Zhang ve ark., 2009).

DGM doğrultucu için en yaygın kontrol şeması, PI kontrolcüler ile tasarlanan iç akım ve dış gerilim kontrol döngülerine sahip gerilim yönelimli kontroldür (GYK - VOC). Kararsız ve doğrusal olmayan bir sistem olan üç seviyeli DGM doğrultucu için en uygun kontrolcü PI olmasada, yine de dinamiklik ve kararlılık için iyi bir performans sunar. Ayrıca bu kontrol tekniği, canlılara ve ekipmanlara zarar vermemek için akımı güvenli bir bölgede sınırlamayı mümkün kılar. (Minhua ve ark., 2010; Liu, 2011).



Şekil 6.11. Üç seviyeli NNK doğrultucu devre şeması (Lu ve ark., 2009)

Şekil 6.11.'e bakıldığında ve daha önceden de bahsedildiği gibi her bir anahtar en fazla bir kondansatöre (C_{da1}, C_{da2}) bağlanır. Böylece her bir anahtar üzerine düşen gerilim $V_{da}/2$ olur. Eğer kondansatörler üzerine düşen gerilimler eşit olmazsa NNK doğrultucu üstünlük durumunu kaybeder ve bazı olumsuz durumlara sebep olabilir. Anahtarların daha yüksek frekanslarda anahtarlama yapmasına engel olan ısı

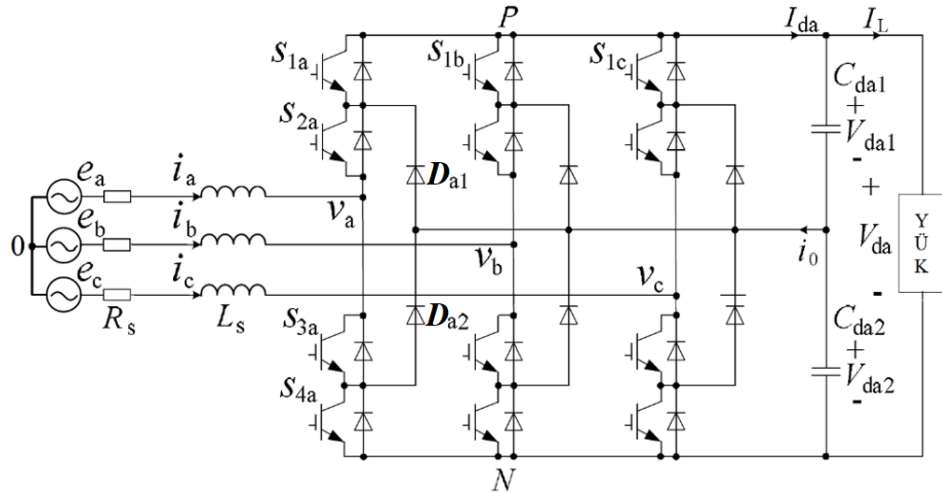
problemi, her fazda bulunan dört anahtar ile uygun bir strateji yardımıyla ortadan kaldırılabılır (Liu, 2011).

Çok seviyeli dönüştürücülerin yapısında bulunan elemanlar aşağıdaki gibi genelleştirebilir. n seviyeli ($n \geq 3$) bir dönüştürücü için aşağıdaki ifadeleri yazmak mümkündür.

1. n^3 : anahtarlama durumu
2. $2(n - 1)$: her bacaktaki (fazdaki) anahtar sayısı
3. $V_{da}/(n - 1)$: her bir anahtar üzerine düşen gerilim
4. $(n - 1)$: DA taraftaki kondansatör sayısı
5. $(n - 1)(n - 2)$: her fazdaki kenetleme diyotu sayısı
6. $(n - 1)^2$: her bir sektör içinde oluşacak bölge (üçgen) sayısı

6.3.1. Üç seviyeli NNK doğrultucunun matematiksel modeli

Bu tezde çalışılacak olan GKD tip doğrultucunun çıkış tarafındaki DA gerilim değeri, şebeke tarafındaki AA faz-nötr gerilimin tepe değerinden daha büyüktür ($V_{da} > e_{a_tepe}$). Bu doğrultucunun ana devresi Şekil 6.12.'de verilmiştir.



Şekil 6.12. Üç seviyeli GKD doğrultucunun ana devre şeması (Lu ve ark., 2009)

Şekil 6.12.'deki parametreler şu şekilde açıklanır:

1. e_a, e_b, e_c : Şebekenin faz-nötr şebeke gerilimleri
2. i_a, i_b, i_c : Şebeke faz akımları
3. R_s, L_s : hat direnci, hat endüktansı
4. S_{ia}, S_{ib}, S_{ic} : Doğrultucuda anti-paralel diyotlu IGBT anahtarlar ($i=1,2,3$)
5. D_{aj}, D_{bj}, D_{cj} : Kenetleme diyotları ($j=1,2$)
6. V_a, V_b, V_c : her faz için doğrultucunun şebeke gerilimleri
7. C_{da1}, C_{da2} : DA kondansatörler ($C_{da1} = C_{da2}$)
8. V_{da1}, V_{da2} : Her bir kondansatör üzerindeki gerilim ($V_{da1} = V_{da2}$)

Herhangi bir fazın S_i anahtarlama durumu denklem (6.25)'de verilmiştir.

$$S_i = \begin{cases} 1 (p), & S_{1i} \text{ ve } S_{2i} \text{ on} & ; & S_{3i} \text{ ve } S_{4i} \text{ off} \\ 0 (o), & S_{2i} \text{ ve } S_{3i} \text{ on} & ; & S_{1i} \text{ ve } S_{4i} \text{ off} \\ -1 (n), & S_{3i} \text{ ve } S_{4i} \text{ on} & ; & S_{1i} \text{ ve } S_{2i} \text{ off} \end{cases} ; i = a, b, c \quad (6.25)$$

Faz akımlarının nasıl aktığını anlamak için B fazını örnek vermek gerekirse;

- a. $S_b = 1$ olduğunda B faz akımı i_b , DA tarafın üst seviyesinden akar.
- b. $S_b = 0$ olduğunda B faz akımı i_b , DA tarafın nötr noktasından akar.
- c. $S_b = -1$ olduğunda B faz akımı i_b , DA tarafın alt seviyesinden akar.

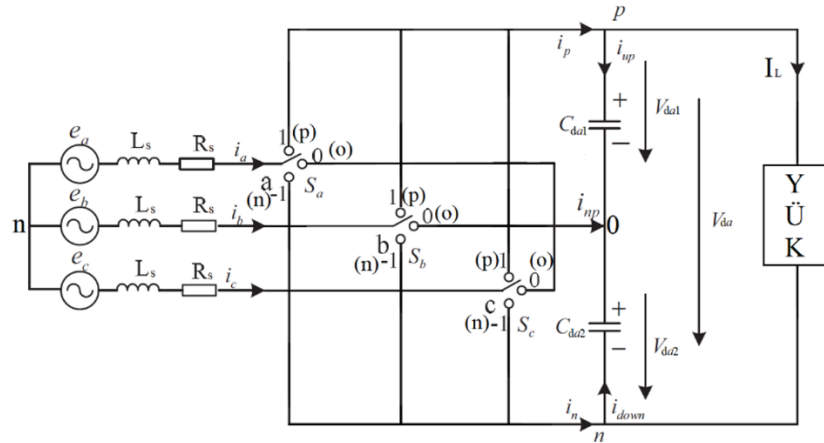
Şekil 6.12.'deki anahtarlama modlarına göre, üç seviyeli DGM doğrultucu devresinin eşdeğer devresi Şekil 6.13.'deki gibi verilebilir. Bu devre yapısı literatürde 'single pole triple throw (SPTT)' olarak geçmektedir.

V_{da1} ile V_{da2} arasındaki gerilim farkı $\Delta V = V_{da1} - V_{da2}$ olarak tanımlanabilir. Şekil 6.13.'e bakıldığında ΔV 'nin, nötr nokta akımı i_{np} ve kondansatör değerinden ($C_{da} = C_{da1} = C_{da2}$) etkilendiği anlaşılmaktadır. Aşağıda verilen denklemde bu etkileşim ifade edilmiştir.

$$\Delta V = \frac{i_{np}}{2C_{da}}$$

Kondansatör değeri sabit olduğu için, ΔV 'yi kontrol etmenin tek yolu i_{np} akımını kontrol etmektir. Şekil 6.13.'e bakıldığında, i_{np} akımı pozitif olduğu zaman ΔV 'nin arttığını, i_{np} akımı negatif olduğu zaman ise ΔV 'nin azaldığı görülebilir. i_{np} 'nin durumu, 'poo' anahtarlama durumu ele alınarak incelenir ise; $S_a = p$, $S_b = o$ ve $S_c = o$ şeklinde anahtarlандığı bilinir. Anahtarlama durumlarından, $i_{np} = i_b + i_c$ olarak bulunur ve denklem (6.26)'da ifade edilen $i_a + i_b + i_c = 0$ eşitliğinden yararlanarak $i_{np} = -i_a$ olarak bulunur. Diğer anahtarlama durumları için, i_{np} akım değeri Tablo 6.6.'da verilmiştir. Tablo 6.6.'ya bakılarak aşağıdaki yorumlar çıkarılabilir (Liu, 2011).

1. Sıfır ve büyük vektörlerin i_{np} akımını etkilemediğini görülür.
2. V_1 - V_6 arasında olan küçük vektörlerin i_{np} akımını etkilediği görülür. Örneğin; V_1 küçük vektörüne, S_4 (onn) ve S_{10} (poo) anahtarlama durumları karşılık gelmektedir. S_4 durumunda $i_{np} = i_a$, S_{10} durumunda $i_{np} = -i_a$ olduğu görülür. Böylece, küçük vektörleri kullanarak ΔV kontrolünün yapılabildiği anlaşılır.
3. Orta vektörler, i_{np} akımını etkiler. Ancak her bir orta vektöre bir anahtarlama durumu düştüğü için ΔV 'yi kontrol etmek zordur.



Şekil 6.13. Üç seviyeli DGM doğrultucunun eşdeğer devresi (SPTT modeli) (Shi-hong ve ark., 2014)

Anahtarlama durumları, matematiksel işlemleri daha kolay yapabilmek için Şekil 6.13.'ü referans olarak Tablo 6.5.'deki gibi tanımlanabilir:

Tablo 6.5. Üç seviyeli NNK doğrultucunun anahtarlama durumu (i=a,b,c)

S_{ip}	S_{i0}	S_{in}	S_{1i}	S_{2i}	S_{3i}	S_{4i}	Gerilim eşdeğeri
1	0	0	iletim	iletim	kesim	kesim	$V_{da}/2$
0	1	0	kesim	iletim	iletim	kesim	0
0	0	1	kesim	kesim	iletim	iletim	$-V_{da}/2$

6.3.1.1. NNK doğrultucunun abc koordinat sistemindeki matematiksel modeli

NNK doğrultucunun girişi, bir üç faz nötrü olmayan AA gerilimdir. Bu AA gerilimin dengeli olduğu varsayılır (Liu, 2011). Şekil 6.12.'daki NNK doğrultucu için denklem (6.26) yazılabilir:

$$\begin{cases} e_a + e_b + e_c = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (6.26)$$

Denklem (6.26)'da verilen şebeke gerilimlerinin anlık değerleri denklem (6.27)'de verilmiştir.

$$\begin{cases} e_a = V_m \cdot \sin(\omega t) \\ e_b = V_m \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ e_c = V_m \cdot \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (6.27)$$

Denklem (6.27)'de verilen V_m , şebeke faz - nötr geriliminin maksimum değerini ve ω , şebeke açısal frekansını ifade eder.

NNK doğrultucunun DGM matematik modelini oluşturmak için, şebeke tarafına Kirchhoff gerilim kanunu (KGK) ve çıkış tarafına da Kirchhoff akım kanunu (KAK) uygulanmalıdır. Uygulanan KGK denklem (6.28)'de, KAK denklem (6.29)'da verilmiştir.

$$\left. \begin{aligned} e_a &= L_s \cdot \frac{di_a}{dt} + R_s \cdot i_a + (S_{ap} - S'_p)V_{da1} + (S_{an} - S'_n)V_{da2} \\ e_b &= L_s \cdot \frac{di_b}{dt} + R_s \cdot i_b + (S_{bp} - S'_p)V_{da1} + (S_{bn} - S'_n)V_{da2} \\ e_c &= L_s \cdot \frac{di_c}{dt} + R_s \cdot i_c + (S_{cp} - S'_p)V_{da1} + (S_{cn} - S'_n)V_{da2} \end{aligned} \right\} \text{K GK} \quad (6.28)$$

$$\left. \begin{aligned} S_{ap} \cdot i_a + S_{bp} \cdot i_b + S_{cp} \cdot i_c &= I_L + C_{da1} \cdot \frac{dV_{da1}}{dt} \\ -S_{an} \cdot i_a - S_{bn} \cdot i_b - S_{cn} \cdot i_c &= I_L + C_{da2} \cdot \frac{dV_{da2}}{dt} \end{aligned} \right\} \text{K AK} \quad (6.29)$$

Denklem (6.28)'de verilen S'_p ve S'_n ifadeleri denklem (6.30)'da açıklanmıştır.

$$S'_p = \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3} \quad ; \quad S'_n = \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3} \quad (6.30)$$

Denklem (6.28) – (6.29) verilen NNK doğrultucunun matematiksel model denklemleri durum uzay denklemleri cinsinden denklem (6.31)'deki gibi ifade edilir:

$$Z\dot{x} = Ax + Be$$

$$x = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ V_{da1} \\ V_{da2} \end{bmatrix} ; \quad Z = [L_s \quad L_s \quad L_s \quad C_{da1} \quad C_{da2}] ; \quad e = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ I_L \\ I_L \end{bmatrix}$$

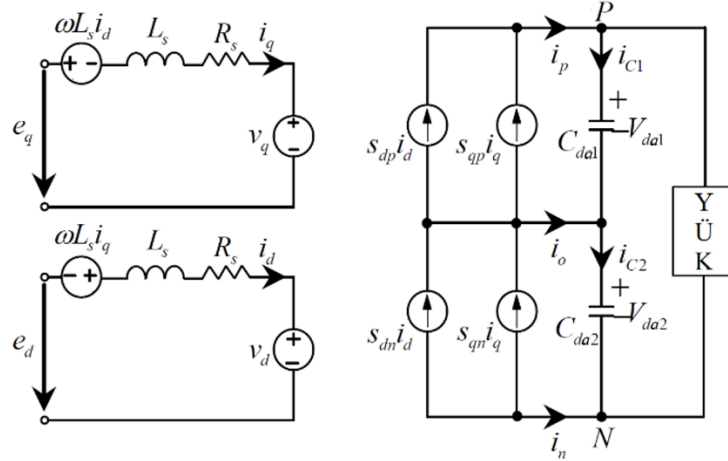
$$A = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & -(S_{ap} - S'_p) & (S_{an} - S'_n) \\ 0 & -R_s & 0 & -(S_{bp} - S'_p) & (S_{bn} - S'_n) \\ 0 & 0 & -R_s & -(S_{cp} - S'_p) & (S_{cn} - S'_n) \\ S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} & 0 & 0 \\ -S_{an} & -S_{bn} & -S_{cn} & 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad B = [1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1] \quad (6.31)$$

$$[L_s \quad L_s \quad L_s \quad C_{da1} \quad C_{da2}] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ V_{da1} \\ V_{da2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & -(S_{ap} - S'_p) & (S_{an} - S'_n) \\ 0 & -R_s & 0 & -(S_{bp} - S'_p) & (S_{bn} - S'_n) \\ 0 & 0 & -R_s & -(S_{cp} - S'_p) & (S_{cn} - S'_n) \\ S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} & 0 & 0 \\ -S_{an} & -S_{bn} & -S_{cn} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ V_{da1} \\ V_{da2} \end{bmatrix} + [1 \quad 1 \quad 1 \quad -1 \quad -1] \cdot \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ I_L \\ I_L \end{bmatrix}$$

6.3.1.2. NNK doğrultucunun dönen dq koordinat sistemindeki matematiksel modeli

ABC koordinat sistemindeki zamanla değişen değişkenler, geri besleme kontrolünde problemlere neden olur. Bu problemleri ortadan kaldırmak için, iki seviyeli

doğrultucudaki gibi Park dönüşümü kullanılarak abc koordinat sistemindeki değişkenler dq koordinat sistemine dönüştürülür. Şekil 6.14.'de üç seviyeli NNK doğrultucunun dq koordinat sistemindeki eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 6.14. Üç seviyeli NNK doğrultucunun dq koordinat sistemindeki eşdeğer devresi (Draou, 2013)

Şekil 6.14.'de verilen eşdeğer devreden ve denklem (6.32)'de verilen Park dönüşüm denkleminin yararlanılarak oluşturulan dq koordinat sistemindeki matematiksel model denklem (6.34)'de verilmiştir.

Park dönüşümü,

$$f_{abc \rightarrow dq0} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (6.32)$$

dq dönüşümüne göre anahtarlama durumları şu şekildedir;

$$\begin{aligned} [S_{dp} \ S_{qp}]^T &= f_{abc \rightarrow dq0} \cdot [S_{ap} \ S_{bp} \ S_{cp}] \\ [S_{dn} \ S_{qn}]^T &= f_{abc \rightarrow dq0} \cdot [S_{an} \ S_{bn} \ S_{cn}] \end{aligned} \quad (6.33)$$

Denklem (6.34)'de verilen matematiksel modelde, d eksen akımı i_d aktif gücü, q eksen akımı i_q reaktif gücü ifade etmektedir.

$$\dot{Z}x = Ax + Be$$

$$x = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_{da1} \\ V_{da2} \end{bmatrix} ; \quad \dot{Z} = [L_s \quad L_s \quad C_{da1} \quad C_{da2}] ; \quad e = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ I_L \\ I_L \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -R_s & wL_s & -S_{dp} & S_{dn} \\ -wL_s & -R_s & -S_{qp} & S_{qn} \\ S_{dp} & S_{qp} & 0 & 0 \\ -S_{dn} & -S_{qn} & 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad B = [1 \quad 1 \quad -1 \quad -1] \quad (6.34)$$

$$[L_s \quad L_s \quad C_{da1} \quad C_{da2}] \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_{da1} \\ V_{da2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & wL_s & -S_{dp} & S_{dn} \\ -wL_s & -R_s & -S_{qp} & S_{qn} \\ S_{dp} & S_{qp} & 0 & 0 \\ -S_{dn} & -S_{qn} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_{da1} \\ V_{da2} \end{bmatrix} + [1 \quad 1 \quad -1 \quad -1] \cdot \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ I_L \\ I_L \end{bmatrix}$$

Denklem (6.34)'de verilen e_d ve e_q , park dönüşümüne uğrayan e_a, e_b, e_c şebeke gerilimlerine karşılık gelen gerilim vektörleridir.

$$V_d = S_{dp} \cdot V_{da1} - S_{dn} \cdot V_{da2} \quad ; \quad V_q = S_{qp} \cdot V_{da1} - S_{qn} \cdot V_{da2} \quad (6.35)$$

Doğrultucunun AA taraftaki şebeke gerilimler vektörleri V_d ve V_q , denklem (6.35)'deki gibi yazılırsa, dq koordinat sistemindeki akım denklemleri denklem (6.36)'daki gibi olur.

$$L_s \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & wL_s \\ -wL_s & -R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (6.36)$$

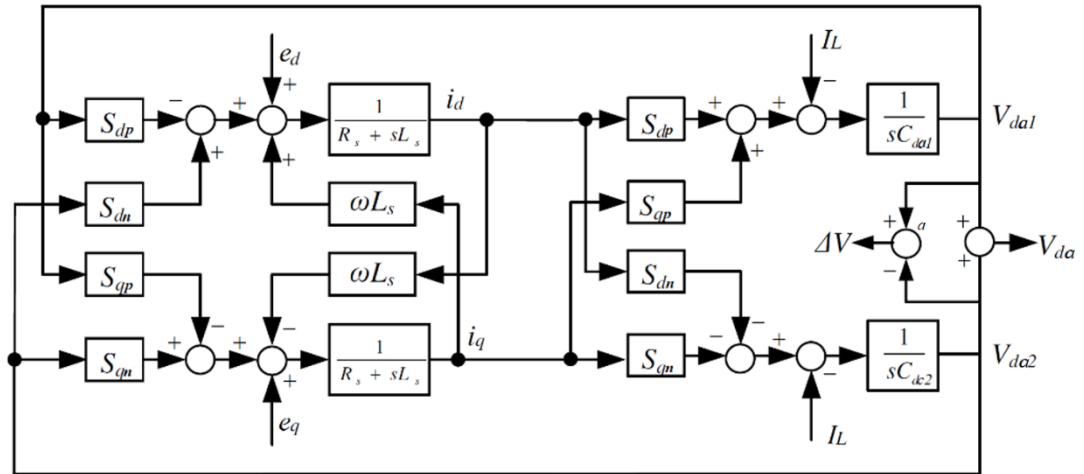
Denklem (6.36)'ya bakılacak olursa, d ve q eksenin anlık akım bileşenlerinin (i_d ve i_q) birbiri ile bağlantılı olduğu görülür. Bu durum akım kontrolcüsü tasarlarken problemlere sebep olur. Bu problemi çözmek için i_d ve i_q akımlarının ileri beslemeli ayrıştırılmış (feed-forward decoupling) kontrolcüleri tasarlanmalıdır. i_d ve i_q akımlarının kontrol döngüsü PI kontrolcüdür. Senkron dönen referans dq koordinat sistemindeki üç faz GKD'nin akım kontrolcülerinin referans gerilimleri denklem (6.37)'de verilmiştir.

$$\begin{cases} V_d^* = -\left(K_{iP} + \frac{K_{iI}}{s}\right)(i_d^* - i_d) + \omega L_s i_q + e_d \\ V_q^* = -\left(K_{iP} + \frac{K_{iI}}{s}\right)(i_q^* - i_q) - \omega L_s i_d + e_q \end{cases} \quad (6.37)$$

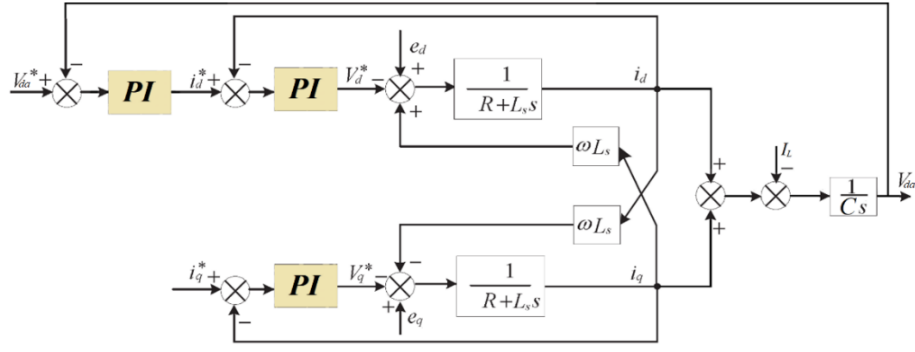
Denklem (6.37)'de verilen K_{iP} ve K_{iI} katsayıları, orantısallık ve integral katsayılarıdır. i_d^* ve i_q^* , i_d ve i_q akımlarının referans değerleridir. Denklem (6.37)'yi, denklem (6.36)'da yerine koyarak birbirinden bağımsız olan i_d ve i_q akımları denklem (6.38)'de ifade edildiği gibi elde edilir. (Song ve ark., 2009);

$$L_s \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left[R_s - \left(K_{iP} + \frac{K_{iI}}{s}\right)\right] & 0 \\ 0 & -\left[R_s - \left(K_{iP} + \frac{K_{iI}}{s}\right)\right] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \left(K_{iP} + \frac{K_{iI}}{s}\right) \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (6.38)$$

Şekil 6.15.'de, dq koordinat sistemindeki matematiksel model ve Şekil 6.16.'da, PI kontrolcüler ile kontrolleri yapılan ayrıştırılmış akım kontrol döngüleri (iç döngü – inner loop) ile DA gerilim kontrol döngüsü (dış döngü – outer loop) verilmiştir.



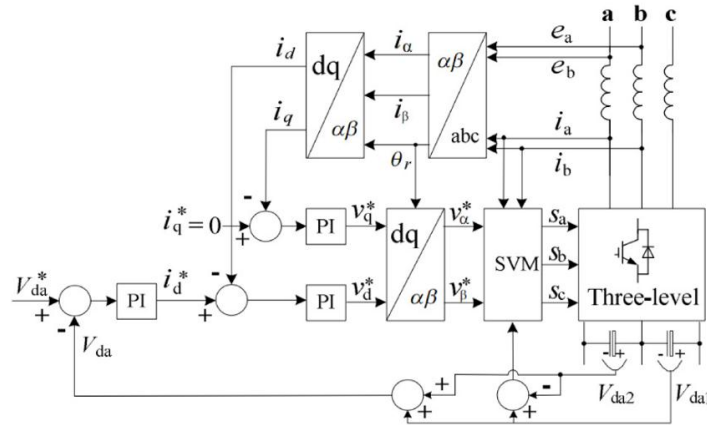
Şekil 6.15. Üç seviyeli NNK doğrultucunun dq koordinat sistemindeki matematiksel modeli (Liu, 2011)



Şekil 6.16. İç akım ve dış gerilim kontrol döngüleri

6.3.2. Üç seviyeli NNK doğrultucuya UVDGM'in uygulanması

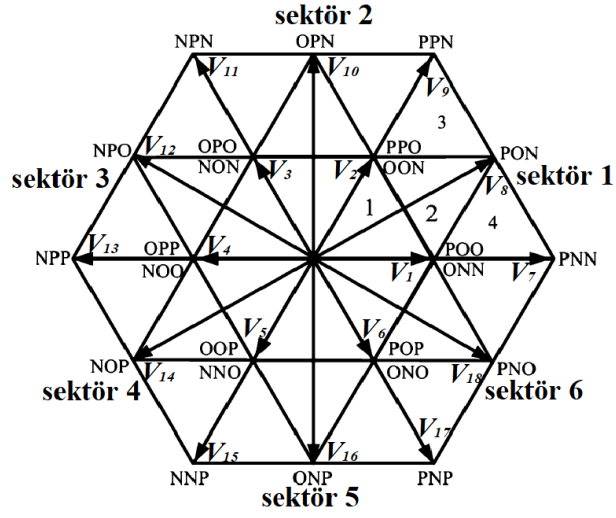
Üç seviyeli DGM doğrultucunun kontrol amacı, şebeke akımını sinüse yakın tutarak DA çıkış gerilimi V_{da} 'nın referans bir $V_{da.ref}$ gerilimini takip etmesini sağlamaktır. Bu yüzden kararlı hal, kabul edilebilir dinamik performans ve sabit anahtarlama frekansı bakımından en popüler kontrol tekniklerden biri olan GYK kontrol bu tezde çalışmak için uygun görülmüştür. GYK kontrol şeması Şekil 6.17.'de gösterilmiştir (Draou, 2013).



Şekil 6.17. Üç seviyeli doğrultucunun kontrol algoritması (Phankong ve ark., 2014)

Üç seviyeli doğrultucunun her bir bacağı, Şekil 6.13.'de verilen P, O, N ile temsil edilebilen üç anahtarlama durumuna sahip dört anahtardan oluşur. Üç seviyeli doğrultucuda, n^3 genelleştirmesine dayanarak 27 anahtarlama durumu vardır. Şekil 6.18.'de üç seviyeli doğrultucunun sahip olduğu 27 anahtarlama durumu

gösterilmiştir. Üç seviyeli UVDGM'nin 27 anahtarlama durumu Tablo 6.6.'da gösterildiği gibi 19 farklı gerilim vektörü oluşturur.



Şekil 6.18. Üç seviyeli doğrultucunun vektör diyagramı

Tablo 6.6. Üç seviyeli UVDGM'in bütün anahtarlama durumları

Anahtarlama Durumu	S_a, S_b, S_c	Gerilim Vektörü	i_{np}	Vektör Tipi
S_1	NNN	V_0	0	Sıfır vektör
S_2	OOO	V_0	0	Sıfır vektör
S_3	PPP	V_0	0	Sıfır vektör
S_4	ONN	V_1	i_a	Küçük vektör
S_5	OON	V_2	$-i_c$	Küçük vektör
S_6	NON	V_3	i_b	Küçük vektör
S_7	NOO	V_4	$-i_a$	Küçük vektör
S_8	NNO	V_5	i_c	Küçük vektör
S_9	ONO	V_6	$-i_b$	Küçük vektör
S_{10}	POO	V_1	$-i_a$	Küçük vektör
S_{11}	PPO	V_2	i_c	Küçük vektör
S_{12}	OPO	V_3	$-i_b$	Küçük vektör
S_{13}	OPP	V_4	i_a	Küçük vektör
S_{14}	OOP	V_5	$-i_c$	Küçük vektör
S_{15}	POP	V_6	i_b	Küçük vektör
S_{16}	PON	V_8	i_b	Orta vektör
S_{17}	OPN	V_{10}	i_a	Orta vektör
S_{18}	NPO	V_{12}	i_c	Orta vektör
S_{19}	NOP	V_{14}	i_b	Orta vektör
S_{20}	ONP	V_{16}	i_a	Orta vektör
S_{21}	PNO	V_{18}	i_c	Orta vektör
S_{22}	PNN	V_7	0	Büyük vektör
S_{23}	PPN	V_9	0	Büyük vektör
S_{24}	NPN	V_{11}	0	Büyük vektör
S_{25}	NPP	V_{13}	0	Büyük vektör
S_{26}	NNP	V_{15}	0	Büyük vektör
S_{27}	PNP	V_{17}	0	Büyük vektör

Tablo 6.6.'da görüldüğü gibi sıfır vektör, üç gereksiz anahtarlama durumuna sahiptir (NNN, OOO, PPP). Küçük vektörler ise aynı gerilim vektörü için iki kez tekrar etmektedir (örneğin; V_3 vektörü NON ve OPO durumlarına sahiptir).

Şekil 6.18.'deki tüm vektör uzayı 24 üçgene bölünmektedir. Herhangi bir sektör içinde herhangi bir bölgeye düşen V_{ref} gerilim vektörü, düştüğü bölgeyi çevreleyen en yakın üç vektör tarafından oluşturulur. Örneğin: sektör 1 içinde 2. bölgeye (üçgene) düşen V_{ref} gerilim vektörü, 2. bölgeyi çevreleyen en yakın V_1, V_2 ve V_8 vektörleri tarafından oluşturulur. V_{ref} vektörü genlik ve açı cinsinden $V_{ref} = |V_{ref}| \angle \theta$ gibi yazılacak olursa, modülasyon indeksi denklem (6.39)'daki gibi hesaplanabilir (Liu, 2011);

$$m = \frac{|V_{ref}|}{\frac{2}{3}V_{da}} \quad (6.39)$$

Denklem (6.39)'da verilen $\frac{2}{3}V_{da}$, Şekil 6.18.'de gösterilen büyük vektörün (V_7, V_9, \dots, V_{17}) genliğidir.

İki seviyeli UVDGM tekniğine benzeyen üç seviyeli UVDGM tekniğinde, iki seviyelideki adımlara benzer adımlar takip edilerek referans gerilim vektörü bulunur. Üç seviyeli UVDGM için takip edilecek adımlar aşağıda verilmiştir.

1. V_d, V_q ve V_{ref} gerilimleri ile θ açısı hesaplanır.
2. Referans vektör V_{ref} 'in hangi sektöre düştüğü tespit edilir.
3. V_{ref} 'in sektör içinde hangi bölgeye düştüğü tespit edilir.
4. Her bir sektörün her bir bölgesi için T_0, T_1, T_2 anahtarlama süreleri hesaplanır.
5. Anahtarlama sürelerine göre sinyaller üretilip belirlenen anahtarlama dizinine göre doğrultucuya uygulanır.

Adım 1: V_d, V_q ve V_{ref} gerilimleri ile θ açısının bulunması

Bir referans gerilim vektörü V_{ref} , denklem (6.40)'da tanımlanmıştır.

$$\mathbf{V}_{ref} = V_d + jV_q = (V_\alpha + jV_\beta) \cdot e^{-j\omega t} = \frac{2}{3} (V_{an} + V_{bn}e^{-j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn}e^{j\frac{2\pi}{3}}) \cdot e^{-j\omega t} \quad (6.40)$$

$$|\mathbf{V}_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad ; \quad \theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha} \right) \quad (6.41)$$

Denklem (6.40)'da referans gerilim vektörünün genlik ve açısı verilmiştir. Genlik ve açığı oluşturan reel ve imajiner bileşenler denklem (6.42)'de açıklanmıştır.

$$\begin{aligned} V_\alpha &= \frac{2}{3} \left(V_{an} - \frac{1}{2} V_{bn} - \frac{1}{2} V_{cn} \right) \quad ; \quad V_d = V_\alpha \cdot \cos\theta + V_\beta \cdot \sin\theta \\ V_\beta &= \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{cn} \right) \quad ; \quad V_d = -V_\alpha \cdot \sin\theta + V_\beta \cdot \cos\theta \end{aligned} \quad (6.42)$$

Adım 2: θ açısına göre V_{ref} 'in hangi sektöre düştüğünün tespiti

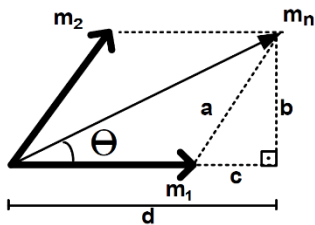
θ açısına göre referans vektörün hangi sektöre düştüğü Tablo 6.7.'de verilmiştir.

Tablo 6.7. θ açısına göre sektör belirleme

V_{ref} 'in bulunduğu sektör	θ açısı
Sektör 1	$0^0 \leq \theta < \pi/3$
Sektör 2	$\pi/3 \leq \theta < 2\pi/3$
Sektör 3	$2\pi/3 \leq \theta < \pi$
Sektör 4	$\pi \leq \theta < 4\pi/3$
Sektör 5	$4\pi/3 \leq \theta < 5\pi/3$
Sektör 6	$5\pi/3 \leq \theta < 2\pi$

Adım 3: V_{ref} 'in sektör içinde hangi bölgeye düştüğünün tespiti

Referans gerilim vektörünün bir sektör içinde hangi bölgeye düştüğü tespit edilmelidir. Bunun için referans gerilim vektörü, m_1 ve m_2 bileşenlerine ayrılır ve matematiksel eşitliklerden yararlanılarak denklem (6.43)'de gösterildiği gibi çıkarılır.



$b = m_n \cdot \sin\theta$ ve $b = a \cdot \sin(\pi/3)$ olarak yazılır ise;

$$a = m_2 = \frac{b}{\sin(\pi/3)} = \frac{2}{\sqrt{3}} b = \frac{2}{\sqrt{3}} m_n \cdot \sin\theta$$

$$m_1 = d - c \quad (6.43)$$

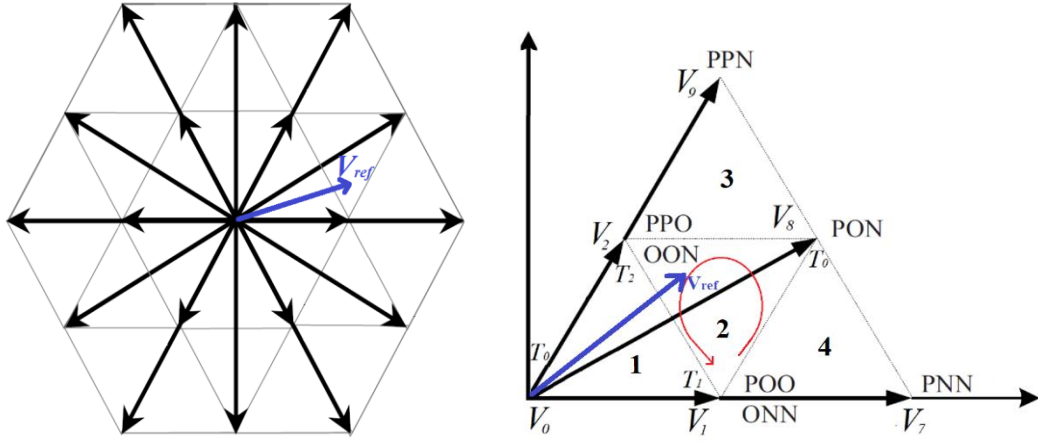
$$m_1 = m_n \cdot \cos\theta - \left(\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot m_n \cdot \sin\theta \right) \cdot \cos(\pi/3)$$

$$m_1 = m_n \cdot \left(\cos\theta - \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}} \right) = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot m_n \cdot \sin(\pi/3 - \theta)$$

m_1 ve m_2 'nin değerlerine bakılarak, referans gerilim vektörünün bulunduğu sektör içinde hangi bölgeye düştüğü tespit edilir. Bu tespit şu şekilde yapılır:

- a. $m_1 < 0.5$ ve $m_2 < 0.5$ ve $m_1 + m_2 < 0.5$ \longrightarrow 1. Bölge
- b. $m_1 < 0.5$ ve $m_2 < 0.5$ ve $m_1 + m_2 > 0.5$ \longrightarrow 2. bölge
- c. $m_2 > 0.5$ \longrightarrow 3. bölge
- d. $m_1 > 0.5$ \longrightarrow 4. bölge

Adım 4 : T_0, T_1, T_2 anahtarlama sürelerinin hesaplanması



Şekil 6.19. Sektör 1 içinde 2. bölgeye düşen gerilim vektörü (Kahia, 2013)

$$V_1 = \left(\frac{V_{da}}{3}, 0\right), V_2 = \left(\frac{V_{da}}{6}, \frac{\sqrt{3}V_{da}}{6}\right), V_7 = \left(\frac{2}{3}V_{da}, 0\right), V_8 = \left(\frac{V_{da}}{2}, \frac{\sqrt{3}V_{da}}{6}\right), V_9 = \left(\frac{V_{da}}{3}, \frac{V_{da}}{3}\right) \quad (6.44)$$

Üç seviyeli sistemin simetrisi, çalışmayı $\pi/3$ sektörünün (sektör 1) genel durumuna indirmemize izin verir. Yeterince yüksek bir T_s anahtarlama frekansı için, V_{ref} referans gerilim vektörünün Şekil 6.19.'da gösterildiği gibi sektör 1 içinde 2. bölgeye düştüğü varsayılırsa, bu bölgeyi oluşturan en yakın V_1, V_2 ve V_8 vektörlerinin referans vektörü oluşturduğu görülür. V_{ref} , bir T_s periyodu boyunca sabit kabul edilir. Anahtarlama sürelerinin hesabı denklem (6.45) – (6.49)'da verilmiştir (Kahia, 2013).

$$T_1V_1 + T_2V_2 + T_0V_8 = T_sV_{ref} \quad (6.45)$$

$$T_1 + T_2 + T_0 = T_s \quad (6.46)$$

Denklem (6.45)'de verilen T_1, T_2, T_0 anahtarlama süreleri, $\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \mathbf{V}_8$ vektörlerinin bir periyot süresince olan anahtarlama süreleridir. Denklem (6.45) aşağıdaki gibi devam ettirilir.

$$\begin{aligned} \frac{|V_{ref}|}{\frac{2}{3}V_{da}} \cdot T_s \cdot e^{j\theta} &= \frac{1}{2} \cdot T_1 \cdot e^{j0} + \frac{1}{2} \cdot T_2 \cdot e^{j\pi/3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot T_0 \cdot e^{j\pi/6} \\ m_n \cdot T_s \cdot (\cos\theta + j\sin\theta) &= \frac{1}{2} \cdot T_1 + \frac{1}{2} \cdot T_2 \cdot (\cos(\pi/3) + jsin(\pi/3)) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot T_0 \cdot (\cos(\pi/6) + jsin(\pi/6)) \\ \begin{cases} m_n \cdot T_s \cdot \cos\theta &= \frac{1}{2} \cdot T_1 + \frac{1}{2} \cdot T_2 \cdot \cos(\pi/3) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot T_0 \cdot \cos(\pi/6) \\ m_n \cdot T_s \cdot \sin\theta &= \frac{1}{2} \cdot T_2 \cdot \sin(\pi/3) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot T_0 \cdot \sin(\pi/6) \end{cases} \\ \begin{cases} m_n \cdot T_s \cdot \cos\theta &= \frac{1}{2} \cdot T_1 + \frac{1}{4} \cdot T_2 + \frac{3}{4} \cdot T_0 \\ m_n \cdot T_s \cdot \sin\theta &= \frac{\sqrt{3}}{4} \cdot T_2 + \frac{\sqrt{3}}{4} \cdot T_0 \end{cases} \end{aligned}$$

Denklem (6.46) dayanarak $T_2 + T_0 = T_s - T_1$ yazılacak olursa, denklem (6.47) – (6.49)'da verilen anahtarlama süreleri elde edilir.

$$m_n \cdot T_s \cdot \sin\theta = \frac{\sqrt{3}}{4} (T_s - T_1) \quad \longrightarrow \quad T_1 = T_s - 2k\sin\theta \quad (6.47)$$

$$m_n \cdot T_s \cdot \cos\theta = \frac{1}{2} \cdot T_1 + \frac{1}{2} \cdot T_0 + \frac{1}{4} (T_s - T_1) \quad \longrightarrow \quad T_0 = 2k\sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) - T_s \quad (6.48)$$

$$T_2 = T_s - T_1 - T_0 \quad \longrightarrow \quad T_2 = T_s - 2k\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (6.49)$$

Denklem (6.47) – (6.49)'da bahsedilen modülasyon indeksi $m_n = \frac{|V_{ref}|}{\frac{2}{3}V_{da}}$ ve $k =$

$\frac{2m_n}{\sqrt{3}} \cdot T_s$ olarak verilir.

Denklem (6.45)-(6.49) arasında yapılan işlemler diğer sektörler (2-6) içinde uygulanabilir. V_{ref} , 2-6 sektörelere birine düştüğü zaman, 1. sektördeki θ açısını bu sektörler için sırasıyla $\theta - \pi/3$ (2), $\theta - 2\pi/3$ (3), $\theta - \pi$ (4), $\theta - 4\pi/3$ (5), $\theta -$

$5\pi/3$ (6) olarak değiştirmemiz gerekir. Tablo 6.8.'de tüm sektörler içim anahtarlama süreleri verilmiştir.

Tablo 6.8. Tüm sektörlerdeki (1-6) anahtarlama sürelerinin hesabı (Kocalmış, 2005)

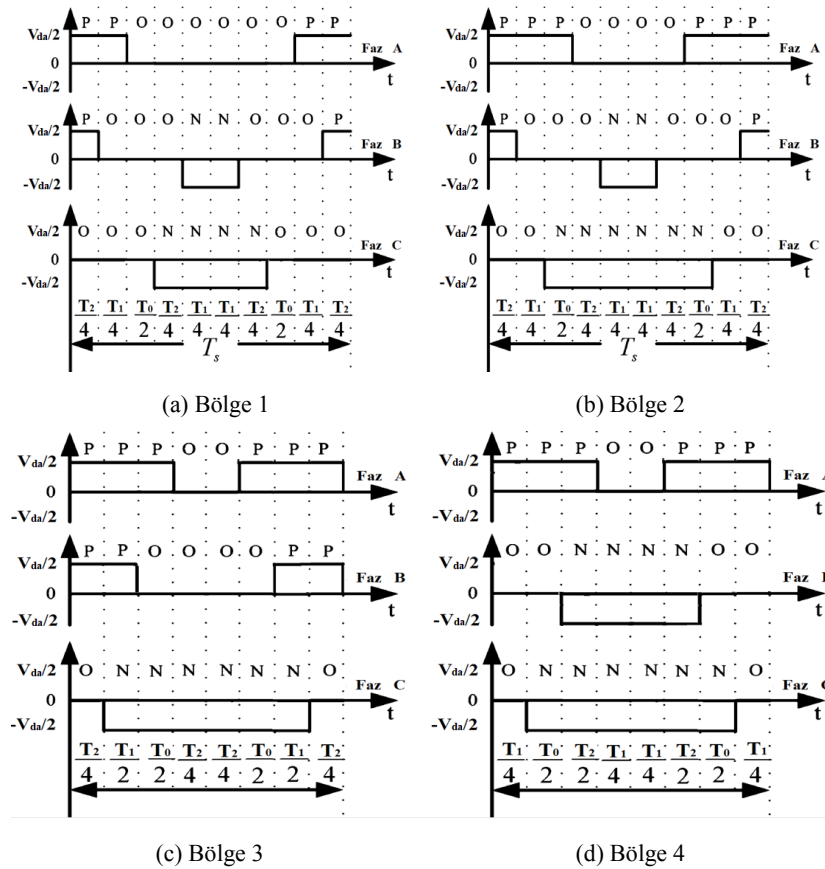
Sektör - Bölge	T_1	T_2	T_0
1 - 1	$2k\sin(\pi/3 - \theta)$	$2k\sin(\theta)$	$T_s - 2k\sin(\pi/3 + \theta)$
1 - 2	$T_s - 2k\sin(\theta)$	$T_s - 2k\sin(\pi/3 - \theta)$	$2k\sin(\pi/3 + \theta) - T_s$
1 - 3	$2k\sin(\theta) - T_s$	$2T_s - 2k\sin(\pi/3 + \theta)$	$2k\sin(\pi/3 - \theta)$
1 - 4	$2T_s - 2k\sin(\pi/3 + \theta)$	$2k\sin(\pi/3 - \theta) - T_s$	$2k\sin(\theta)$
2 - 1	$-2k\sin(\pi/3 - \theta)$	$2k\sin(\pi/3 + \theta)$	$T_s - 2k\sin(\theta)$
2 - 2	$T_s + 2k\sin(\pi/3 + \theta)$	$T_s - 2k\sin(\theta)$	$2k\sin(\pi/3 - \theta) - T_s$
2 - 3	$2k\sin(\pi/3 + \theta) - T_s$	$2k\sin(\pi/3 - \theta) - T_s$	$2k\sin(\theta)$
2 - 4	$2k\sin(\pi/3 - \theta) - T_s$	$2T_s - 2k\sin(\theta)$	$-2k\sin(\pi/3 - \theta)$
3 - 1	$2k\sin(\theta)$	$-2k\sin(\pi/3 + \theta)$	$T_s + 2k\sin(\pi/3 - \theta)$
3 - 2	$T_s - 2k\sin(\pi/3 - \theta)$	$T_s - 2k\sin(\theta)$	$-2k\sin(\pi/3 - \theta) - T_s$
3 - 3	$2k\sin(\pi/3 + \theta) - T_s$	$T_s - 2k\sin(\pi/3 - \theta)$	$2k\sin(\theta)$
3 - 4	$2T_s + 2k\sin(\pi/3 - \theta)$	$2k\sin(\theta) - T_s$	$-2k\sin(\pi/3 + \theta)$
4 - 1	$-2k\sin(\theta)$	$-2k\sin(\pi/3 - \theta)$	$T_s + 2k\sin(\pi/3 + \theta)$
4 - 2	$T_s + 2k\sin(\pi/3 - \theta)$	$T_s + 2k\sin(\theta)$	$2k\sin(\pi/3 + \theta) - T_s$
4 - 3	$2T_s + 2k\sin(\pi/3 + \theta)$	$-2k\sin(\theta) - T_s$	$-2k\sin(\pi/3 - \theta)$
4 - 4	$2k\sin(\pi/3 + \theta) - T_s$	$2T_s + 2k\sin(\pi/3 + \theta)$	$-2k\sin(\theta)$
5 - 1	$-2k\sin(\pi/3 + \theta)$	$2k\sin(\pi/3 - \theta)$	$T_s + 2k\sin(\theta)$
5 - 2	$T_s - 2k\sin(\pi/3 - \theta)$	$T_s + 2k\sin(\pi/3 + \theta)$	$-T_s - 2k\sin(\theta)$
5 - 3	$T_s + 2k\sin(\pi/3 - \theta)$	$2T_s + 2k\sin(\theta)$	$-2k\sin(\pi/3 + \theta)$
5 - 4	$2T_s + 2k\sin(\theta)$	$T_s + 2k\sin(\pi/3 + \theta)$	$2k\sin(\pi/3 - \theta)$
6 - 1	$2k\sin(\pi/3 + \theta)$	$-2k\sin(\theta)$	$T_s - 2k\sin(\pi/3 - \theta)$
6 - 2	$T_s + 2k\sin(\theta)$	$T_s - 2k\sin(\pi/3 + \theta)$	$2k\sin(\pi/3 - \theta) - T_s$
6 - 3	$2T_s - 2k\sin(\pi/3 - \theta)$	$2k\sin(\pi/3 + \theta) - T_s$	$-2k\sin(\theta)$
6 - 4	$-T_s - 2k\sin(\theta)$	$2T_s - 2k\sin(\pi/3 - \theta)$	$2k\sin(\pi/3 + \theta)$

Modülasyon indeksi, Şekil 6.19.'da gösterilen dış sınırı geçerse aşırı modülasyon durumu oluşur. Bu durumda V_{ref} elde edilemez.

Adım 5: Anahtarlama sürelerinin uygulanış dizisini belirleme

Anahtarlama süreleri hesaplandıktan sonra, anahtarlama dizileri de belirlenmelidir. Anahtarlama dizisi doğrudan THD ve anahtarlama kayıplarını etkilediğinden dolayı UVDGM için önemlidir. Bu durumları en uygun hale getirmek için anahtarlama döngüsünü simetrik yapmak ve döngünün başı ile sonunda aynı anahtar modu kullanılmak daha uygun olacaktır. Bununla birlikte, dönüştürücü gereksiz olan

anahtarlama modlarına sahiptir. Bu, sistemin en uygun hale getirilmesi ve harmonik bozunum oranının en aza indirilmesi amacıyla gereksiz anahtarlama modlarından kaçınmak için anahtarlama dizilerinin akıllıca belirlenmesi gerektiği anlamına gelir. Bu nedenle, tüm anahtarlama süreleri en uygun anahtarlama dizilerini oluşturmak üzere düzenlenmiştir. Anahtarlama, bir seferde tek bir anahtarın durumu değiştirilerek yapılır (Liu, 2011; Kahia, 2013). Sektör 1 için anahtarlama sinyallerine ait dalga şekilleri Şekil 6.20.'de verilmektedir. Diğer sektörler içinde benzer şekilde anahtarlama sinyallerinin dalga şekilleri çıkartılabilir.



Şekil 6.20. Sektör 1 için anahtarlama sinyallerinin dalga şekilleri

Referans vektörün bulunduğu bölgeye bağlı olarak, Tablo 6.9.'daki anahtarlama dizileri elde edilir.

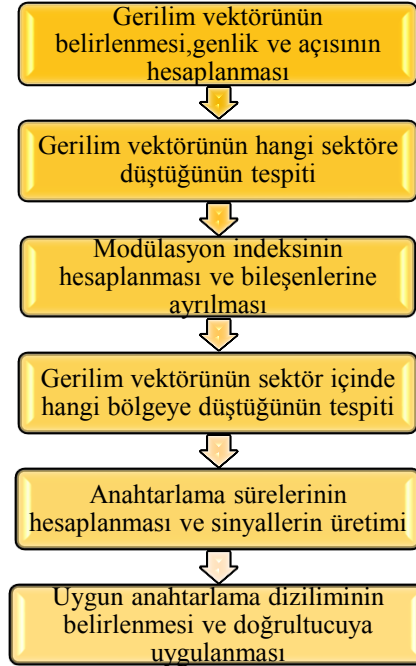
Tablo 6.9. Referans vektörün bulunduğu sektöre ve bölgeye göre anahtarlama dizileri

Sektör - Bölge	Anahtarlama dizileri									
1 – 1	PPO	POO	OOO	OON	ONN	ONN	OON	OOO	POO	PPO
1 – 2	PPO	POO	PON	OON	ONN	ONN	OON	PON	POO	PPO
1 – 3	PPO	PPN	PON	OON	OON	PON	PPN	PPO	-	-
1 – 4	POO	PON	PNN	ONN	ONN	PNN	PON	POO	-	-
2 – 1	NON	OON	OOO	OPO	PPO	PPO	OPO	OOO	OON	NON
2 – 2	NON	OON	OPN	OPO	PPO	PPO	OPO	OPN	OON	NON
2 – 3	NON	NPN	OPN	OPO	OPO	OPN	NPN	NON	-	-
2 – 4	OON	OPN	PPN	PPO	PPO	PPN	OPN	OON	-	-
3 – 1	OPP	OPO	OOO	NOO	NON	NON	NOO	OOO	OPO	OPP
3 – 2	OPP	OPO	NPO	NOO	NON	NON	NOO	NPO	OPO	OPP
3 – 3	OPP	NPP	NPO	NOO	NOO	NPO	NPP	OPP	-	-
3 – 4	OPO	NPO	NPN	NON	NON	NPN	NPO	OPO	-	-
4 – 1	NNO	NOO	OOO	OOP	OPP	OPP	OOP	OOO	NOO	NNO
4 – 2	NNO	NOO	NOP	OOP	OPP	OPP	OOP	NOP	NOO	NNO
4 – 3	NNO	NNP	NOP	OOP	OOP	NOP	NNP	NNO	-	-
4 – 4	NOO	NOP	NPP	OPP	OPP	NPP	NOP	NOO	-	-
5 – 1	POP	OOP	OOO	ONO	NNO	NNO	ONO	OOO	OOP	POP
5 – 2	POP	OOP	ONP	ONO	NNO	NNO	ONO	ONP	OOP	POP
5 – 3	POP	PNP	ONP	ONO	ONO	ONP	PNP	POP	-	-
5 – 4	OOP	ONP	NNP	NNO	NNO	NNP	ONP	OOP	-	-
6 – 1	ONN	ONO	OOO	POO	POP	POP	POO	OOO	ONO	ONN
6 – 2	ONN	ONO	PNO	POO	POP	POP	POO	PNO	ONO	ONN
6 – 3	ONN	PNN	PNO	POO	POO	PNO	PNN	ONN	-	-
6 – 4	ONO	PNO	PNP	POP	POP	PNP	PNO	ONO	-	-

BÖLÜM 7. UZAY VEKTÖR DGM İLE ÜÇ SEVİYELİ DOĞRULTUCUNUN SİMULİNK BENZETİMİ

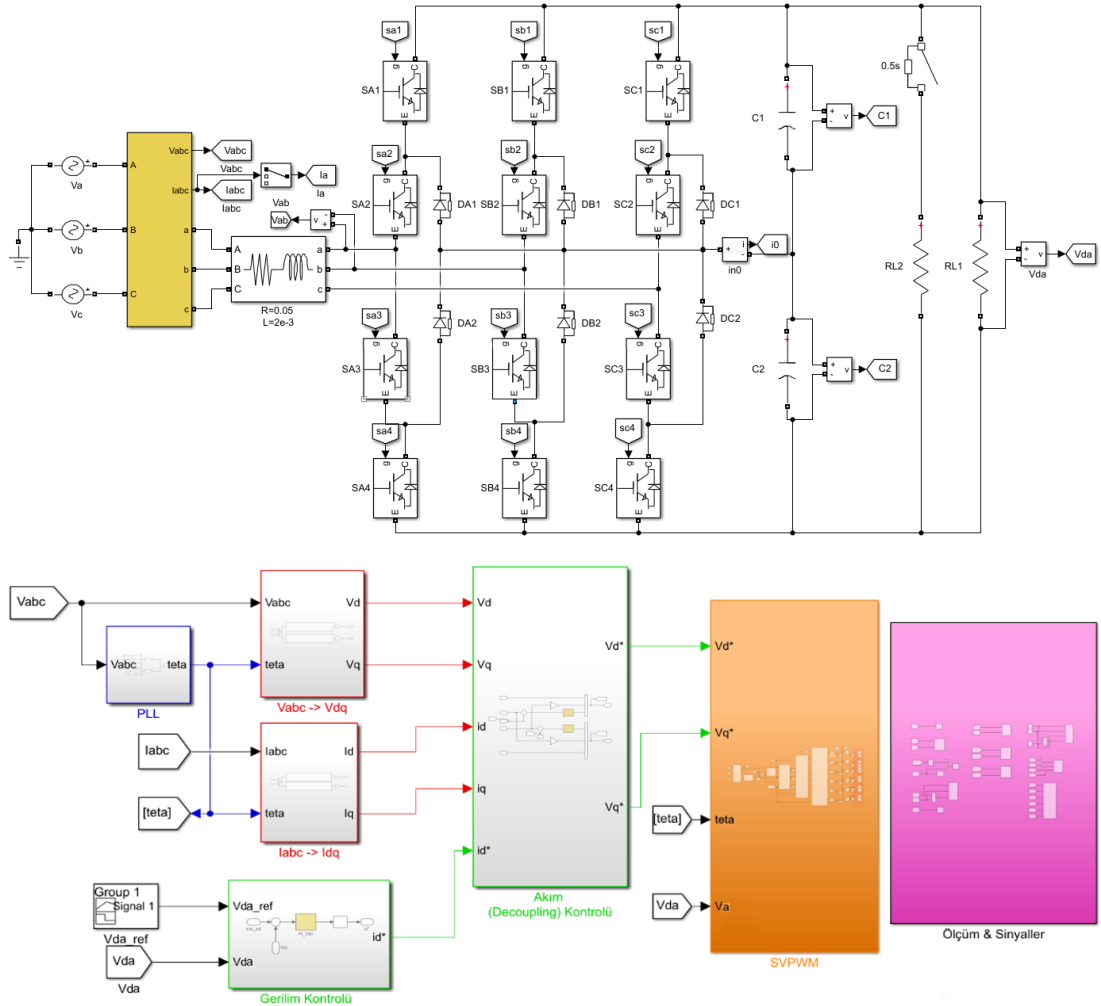
Bu bölüm, önceki bölümde içeriği anlatılan uzay vektör DGM ile modellenen üç seviyeli doğrultucunun MATLAB/Simulink yazılımı kullanılarak benzetimini ele almaktadır. Bu çalışma, üç seviyeli doğrultucunun normal çalışma koşullarında, arzu edilen referans gerilim değerinin değişmesi durumunda ve yükte herhangi bir değişikliğin olması durumuna karşılık sinüzoidal giriş akımının ve DA çıkış geriliminin nasıl değiştiği hakkında bilgi vermektedir.

Bölüm 6’da anlatılan üç seviyeli doğrultucu için matematiksel modeli çıkarılan uzay vektör DGM’ye dayanarak Şekil 7.1.’de gösterildiği gibi bir akış diyagramı çizilebilir. Bu diyagram MATLAB/Simulink ortamında benzetimin yapılmasını oldukça basitleştirir.



Şekil 7.1. Uzay vektör DGM tekniğinin akış diyagramı

Uzay vektör DGM ile kontrol edilen üç seviyeli doğrultucu Şekil 7.2.'de verilmiştir. Genel olarak devre topolojisi anlatılacak olursa, ilk olarak şebekeden uygulanan üç boyutlu gerilim (V_{abc}) ve akım (i_{abc}) Clark ve Park dönüşümleri kullanılarak iki boyutlu gerilim (V_d, V_q) ve akıma (i_d, i_q) dönüştürülür. Bunun yapılmasındaki amaç iki boyutlu ekseninde daha kolay kontrol yapılıyor olmasıdır.



Şekil 7.2. Üç seviyeli uzay vektör DGM doğrultucunun MATLAB/Simulink benzetimi

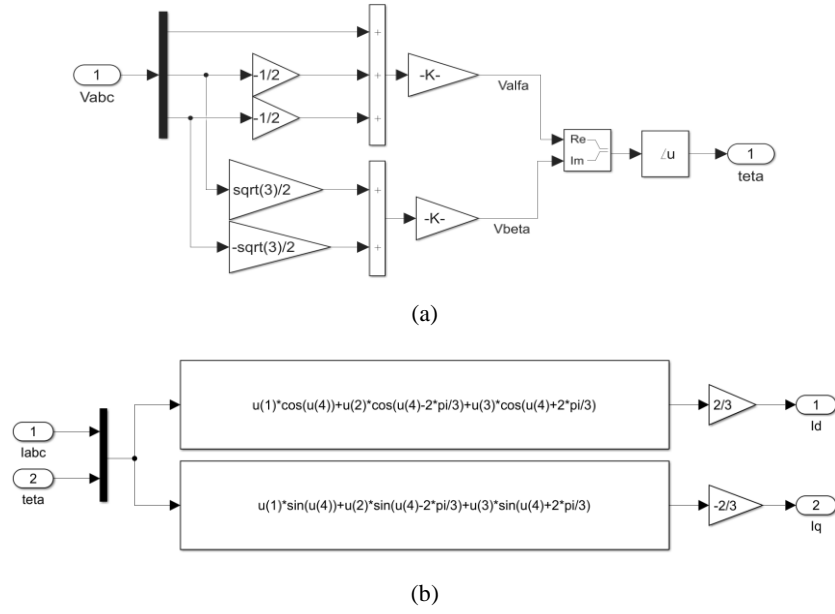
Üç seviyeli doğrultucu devresinde dış gerilim ve iç akım kontrolü olmak üzere iki farklı kontrolcü bulunur. Dış gerilim kontrolü, çıkışta olması istenen referans gerilim (V_{da_ref}) ile DA çıkışından alınan geri besleme geriliminin (V_{da}) karşılaştırılmasına dayanır. Bu karşılaştırmaya bağlı olarak bir hata değeri oluşur. Bu hata tasarlanan PI kontrolcü ile azaltılarak aktif referans akım (i_d^*) elde edilir. Reaktif referans akım (i_q^*)

sıfır olarak alınır. Şekil 6.16.'da gösterilmiş olan dış gerilim ve iç akım kontrolü ayrı ayrı tasarlanan PI kontrolcüler ile kontrol edilir. Bu kontrolün sonunda uzay vektör DGM'nin şebeke gerilimleri oluşturulur. Bu gerilim değerleri, Şekil 7.1.'de bahsedilen akış diyagramına göre işlemlere tabi tutularak anahtarlama sinyalleri oluşturulur.

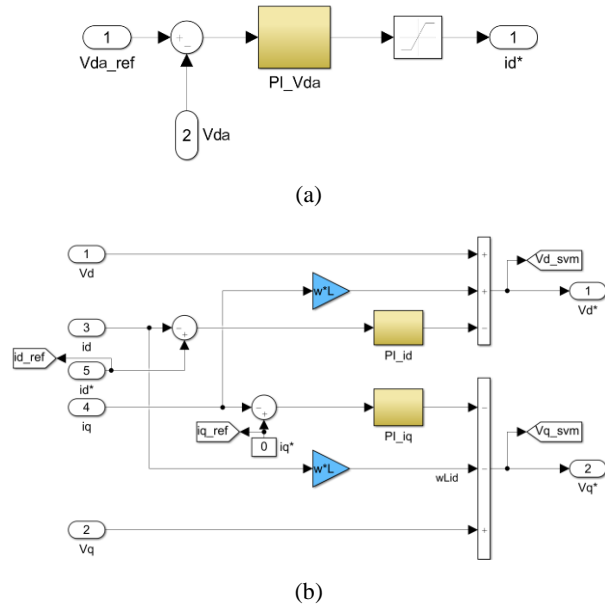
Dönüştürücünün çift yönlü akımı devrenin hem evirici hemde doğrultucu olarak çalışmasına olanak sağlar. Doğrultucu girişindeki endüktansın değeri, doğrultucu tarafından çekilen akımların kontrolünü sağlamada önemli bir role sahiptir. Kontrol komutlarını üretmek için kullanılan teknik ne olursa olsun, doğrultucu, dolaylı olarak devrenin nötr kısmına göre ölçülen gerilimleri kontrol ederek bu endüktanslardaki akımın şeklini düzeltebilir. Başka bir deyişle, ihmal edilebilir iç seri direnç göz önüne alındığında, di_a/dt tarafından tanımlanan çekilen akımın değişimi, endüktanslar boyunca uygulanan gerilim tarafından indirgenebilir. Endüktans ayrıca bir filtre gibi davranır ve akım dalgasını anahtarlama frekansında sınırlar. Ayrıca, çıkışdaki kondansörlerde DA çıkış gerilimindeki dalgalanmaları engellemede önemli role sahiptir.

7.1. Gerilim ve Akım Kontrolcülerini ile Uzay Vektör DGM'nin Tasarlanması

Vektör kontrolünde, şebekenin gerilim ve akımları dönen referans sistemine (dq koordinat sistemi) dönüştürülür. Şebeke gerilimine ilk olarak Clark ($\alpha\beta$) dönüşümü uygulanarak açı (θ) hesaplanır. Bu θ açısı referans gerilim vektörünün α eksenine ile yaptığı açıdır. Daha sonra θ açısı kullanılarak Park dönüşümü (dq) uygulanır. Bu dönüşüm, şebeke akımlarının PI kontrolcüler tarafından işlenmeden önce üç eksenli sabit koordinat sisteminden iki eksenli dönen dq koordinat sistemine matematiksel olarak dönüştürülmesi demektir. dq dönen koordinat sistemine dönüştürülen akımlar kontrolü oldukça basitleştirir. PI tipi kontrolcüler sinüzoidal sinyaller yerine sürekli sinyaller üzerinde hareket eder. I_d bileşeni aktif gücü, I_q bileşeni ise reaktif gücü birbirinden bağımsız olarak kontrol etmeyi sağlar. Şekil 7.3.'de PLL bloğunun içindeki $\alpha\beta$ dönüşümü yardımıyla θ açısı bulunmuş ve dq dönüşümü ile akımlar dönen referans koordinat sistemine dönüştürülmüştür.

Şekil 7.3. (a) $\alpha\beta$ dönüşümü (b) dq dönüşümü

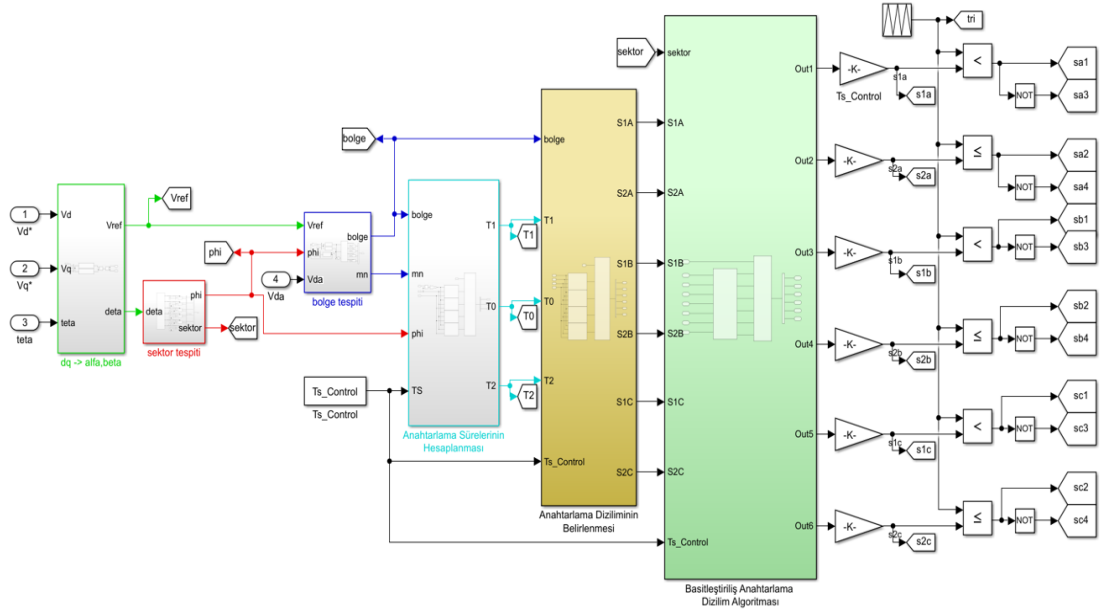
Dış gerilim ve iç akım döngüsünden oluşan kontrolcü yapıları Şekil 7.4.'de gösterilmiştir. Akım kontrol döngüsüne decoupling uygulanarak akımların birbirinden bağımsız olarak kontrol edilmeleri sağlanmıştır.



Şekil 7.4. (a) Dış gerilim kontrolü (b) iç akım kontrolü (decoupling)

Kontrolcü çıkışında oluşan dq dönen koordinant sistemi gerilimleri V_d^* ve V_q^* , uzay vektörde referans gerilim vektörünü oluşturacak olan değerlerdir. Şekil 7.5.'de uzay

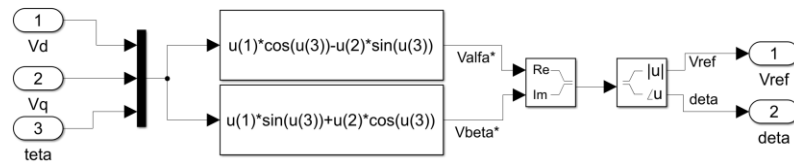
vektör DGM (UVDGM) bloğunun iç yapısı gösterilmiştir. Şekil 7.1.'de verilmiş olan akış diyagramı göz önüne alınarak anahtarlama sinyalleri bulunur.



Şekil 7.5. Uzak vektör DGM (UVDGM) blok şeması

7.1.1. Referans gerilim vektörünün hesaplanması

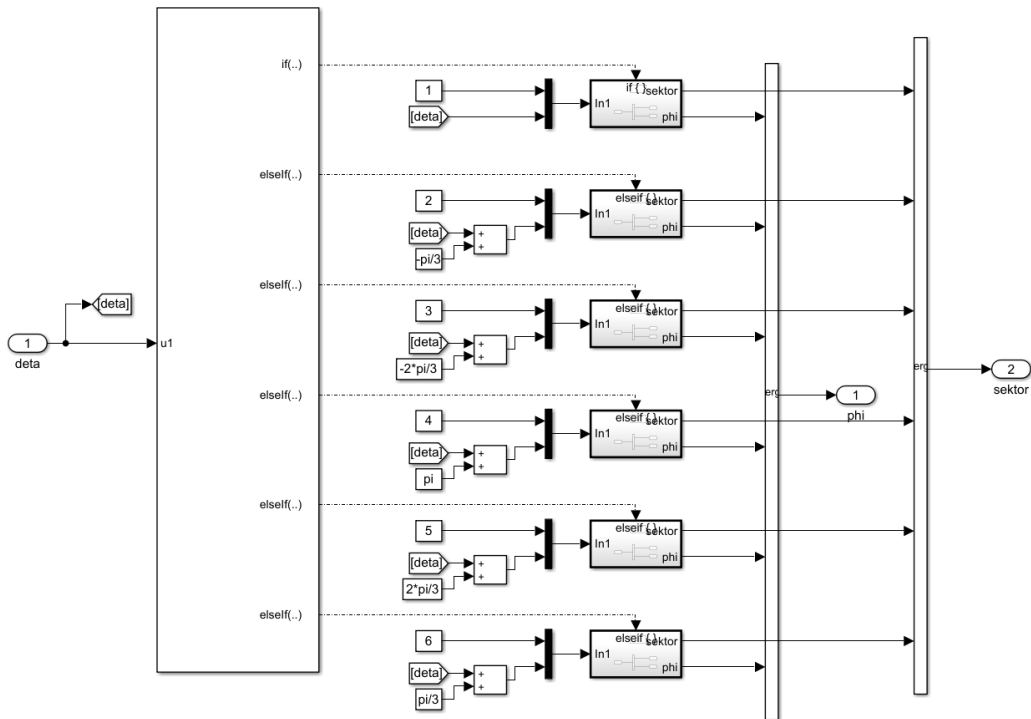
Referans gerilim vektörünü belirlemek için d-q koordinat sistemindeki gerilimler (V_d^* ve V_q^*) tekrar $\alpha\beta$ koordinat sistemine dönüştürülmelidir. Dönüştürülen gerilimlerin (V_α^* ve V_β^*) karelerinin karekökü alınarak V_{ref} gerilim vektörü bulunur. Şekil 7.6.'da bu durum gösterilmiştir.



Şekil 7.6. Referans gerilim vektörünü (V_{ref}) bulmak için blok şeması

7.1.2. Sektör ve φ (phi) açısının hesaplanması

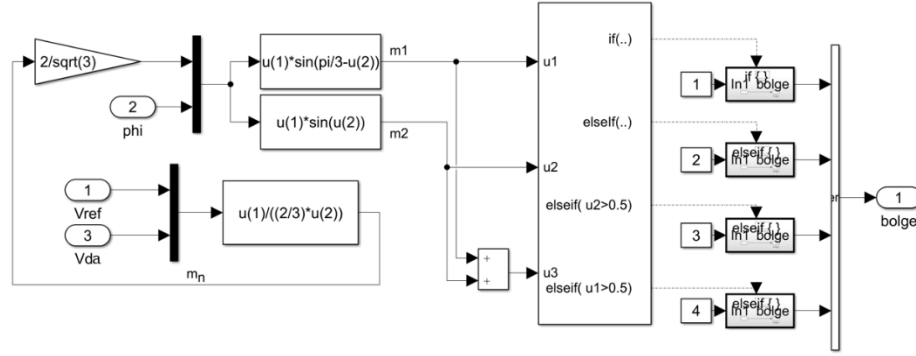
Referans gerilim vektörünün uzay vektör içinde hangi sektöre düştüğü δ açısına bakılarak belirlenir. Sektör tespiti yapıldıktan sonra anahtarlama sinyallerinin daha kolay bir şekilde çıkarılmasını sağlamak amacıyla uzay vektördeki tüm sektörler referans bir sektöre (Sektör 1) indirgenir. Bu amaç doğrultusunda tüm sektörler karşılık gelen δ açısı, sektör 1'e karşılık gelen φ (phi) açısı cinsinden yazılır. Bu anlatılan olaylar Şekil 7.7.'de gösterilmiştir.



Şekil 7.7. Sektör ve φ açısını bulmak için blok şeması

7.1.3. Bölge ve modülasyon indeksinin (m_m) hesaplanması

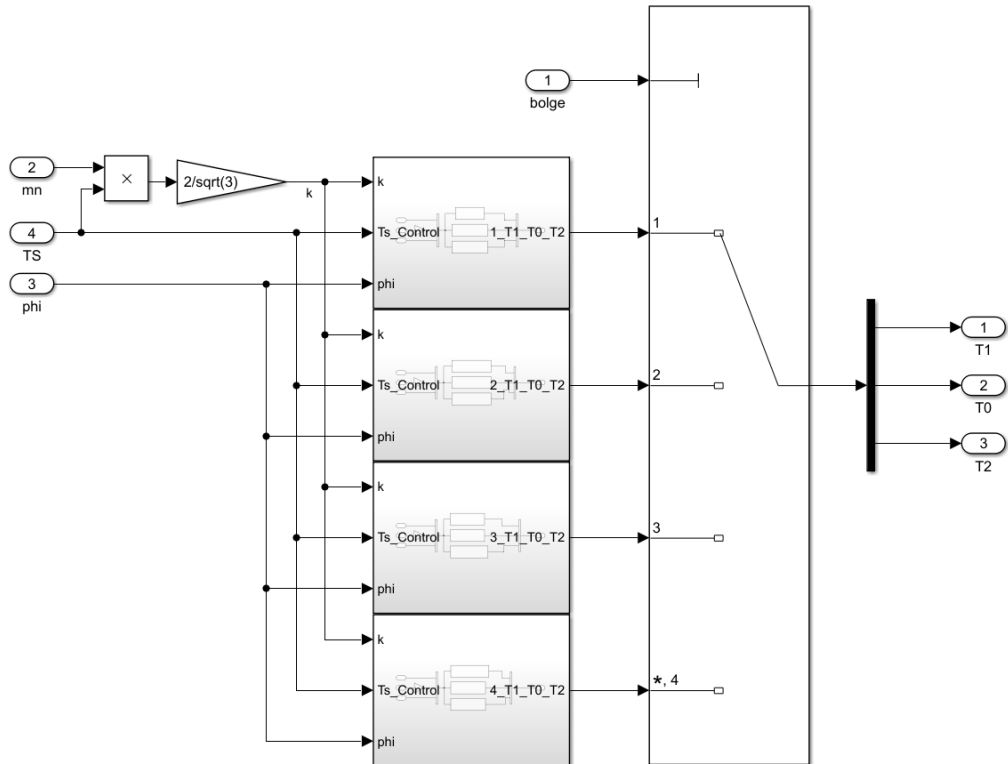
Bölüm 6'da bahsedildiği gibi V_{ref} ve V_{da} gerilimlerinin belli bir orana göre bölünmesi sonucunda modülasyon indeksi bulunur. Gerilim vektörünün uzay vektör içinde bulunan sektörlerden (1-6) hangisine düştüğünün tespiti yapıldıktan sonra, sektör içinde hangi bölgeye (1-4) düştüğünün tespiti de Şekil 7.8.'deki gibi yapılır.



Şekil 7.8. Bölge ve modülasyon indeksinin tespitini yapan blok şeması

7.1.4. Anahtarlama sürelerinin hesaplanması

Herhangi bir sektör (1-6) içinde herhangi bir bölgeye (1-4) düşen referans gerilim vektörünün anahtarlama süresi gerilim vektörünün düştüğü bölgeyi oluşturan en yakın üç vektör tarafından oluşturulur. Şekil 7.9.'da anahtarlama sürelerinin hesabı gösterilmiştir.



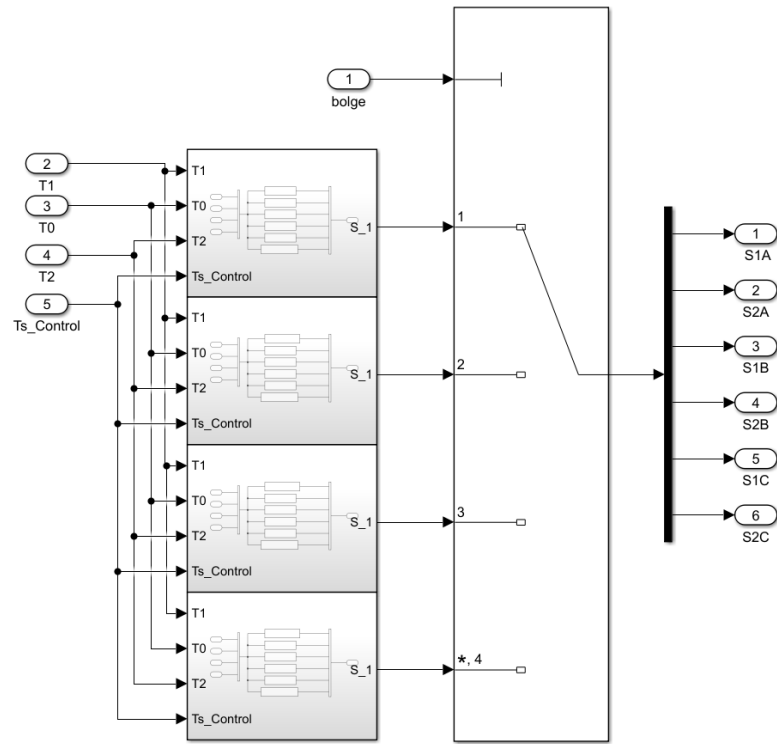
Şekil 7.9. Anahtarlama sürelerinin hesaplanması için oluşturulan blok şeması

7.1.5. Anahtarlama dizilimlerinin belirlenmesi

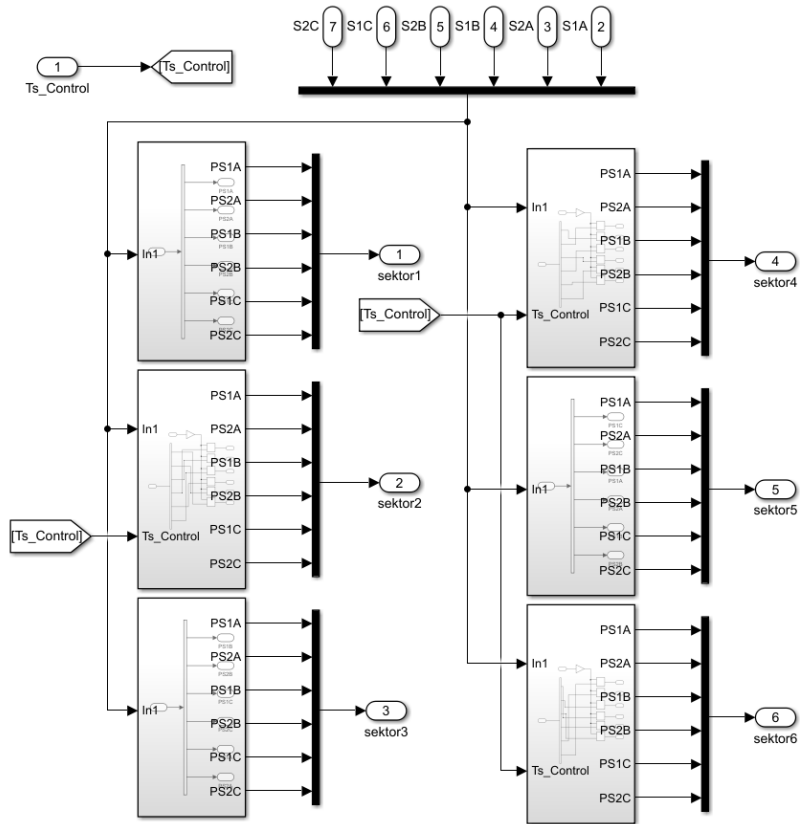
Doğrultucu bazı gereksiz anahtarlama durumlarına sahiptir. Bu yüzden anahtarlama dizilimini belirlemek için birkaç seçenek vardır. Anahtarlama dizilimi, minimum anahtarlama kaybı veya minimum toplam harmonik bozunum (THD) gibi belirlenen en uygun amaca göre dizayn edilir. Bu tezde, düşük THD değeri elde etmek için tüm gereksiz anahtarlama durumları en uygun anahtarlama dizilimini oluşturmak için düzenlenmiştir. Sektör 1 için en uygun anahtarlama dizilimi aşağıdaki gibidir (Hu ve ark., 2007);

1. Bölge 1: PPO-POO-OOO-OON-ONN ve geri dön
2. Bölge 2: PPO-POO-PON-OON-ONN ve geri dön
3. Bölge 3: PPO-PPN-PON-OON ve geri dön
4. Bölge 4: POO-PON-PNN-ONN ve geri dön

Her bir bölge için anahtarlama dizimlerine karşılık gelen anahtarlama süreleri hesaplandıktan sonra basitleştirilmiş bir anahtarlama algoritmasına göre anahtarlama sinyallerini oluşturur. Bu sinyaller üçgen bir taşıyıcı ile karşılaştırılarak, anahtarları tetikleyen sinyaller oluşturulur. Oluşturulan bu tetikleme sinyalleri uzay vektör DGM tekniği göz önüne alınarak, doğrultucunun her bir fazında bulunun dört anahtara uygulanır. Bu sayede toplam 12 anahtar tetiklenerek doğrultucu çıkışında DA bir çıkış gerilimi ve şebeke tarafında sinüzoidal bir akımın oluşması sağlanır. Şekil 7.10.'da anahtarlama sinyallerinin üretimi ve basitleştirilmiş anahtarlama dizilim algoritması gösterilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 7.10. (a) Anahtarlama sinyallerinin oluşturulması (b) Basitleştirilmiş anahtarlama dizilim algoritması

7.2. Simülasyon Sonuçları

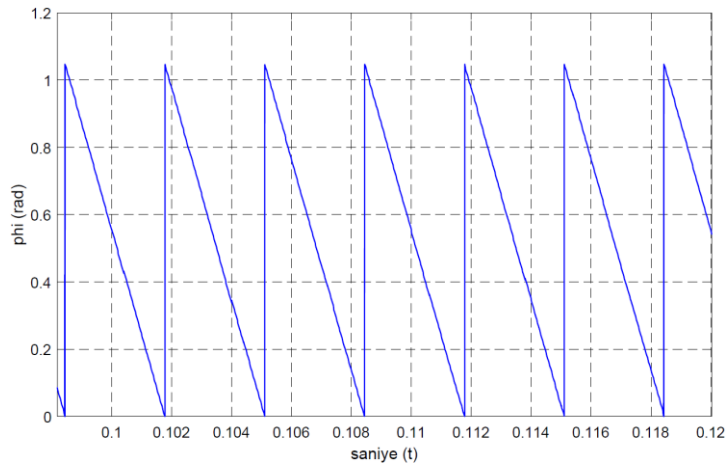
Bu bölümde, normal ve bozucu çalışma koşullarında elde edilen farklı sonuçlar sunulmuştur. Tablo 7.1.'de simule edilen sistemin parametreleri verilmiştir.

Tablo 7.1. Üç seviyeli doğrultucunun devre parametreleri

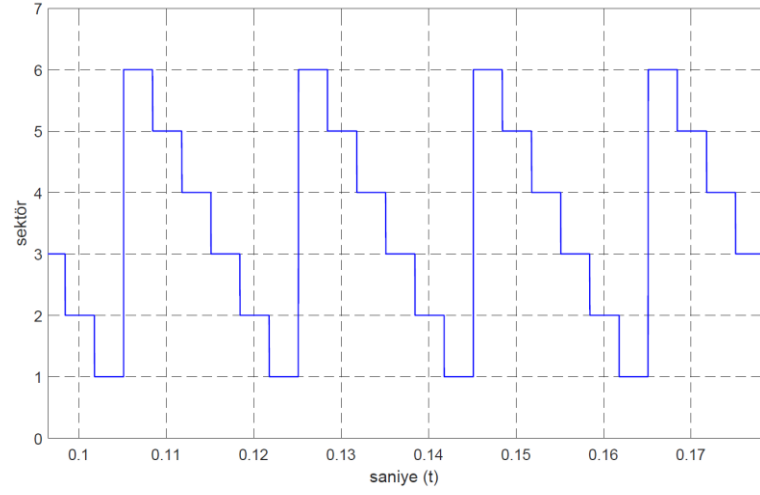
Şebeke faz-nötr gerilimi (rms) ; V_{a_rms}	220 V
Şebeke frekansı	50 Hz
Hat direnci ; R	0.05 Ω
Hat endüktansı ; L	2 mH
DA kondansatör ; C_1, C_2	750 μ F
Yük Direnci ; R_L	50 Ω
Anahtarlama frekansı ; fs	5 kHz
Referans DA bara gerilimi, V_{da_ref}	600 V

7.2.1. Normal çalışma durumu

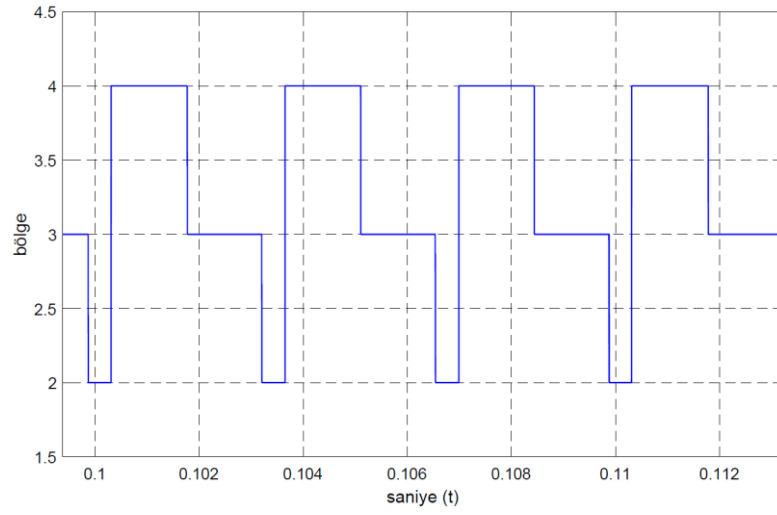
Aşağıda verilen Şekiller (7.11, 7.12, 7.13, 7.14 ve 7.15) üç faz üç seviyeli doğrultucuya uygulanan uzay vektör DGM ile ilgili farklı büyüklüklerin (phi açısı φ , sektör, bölge, modülasyon indeksi m_n ve anahtarlama periyodu) dalga şekillerini gösterir. Bu büyüklükler, üç seviyeli doğrultucunun 12 anahtarının tetikleme kontrol sinyallerini üretmek için uzay vektör DGM'nin verimliliğini ve kapalı döngü kontrolcülerinin doğru çalıştığını gösterir.



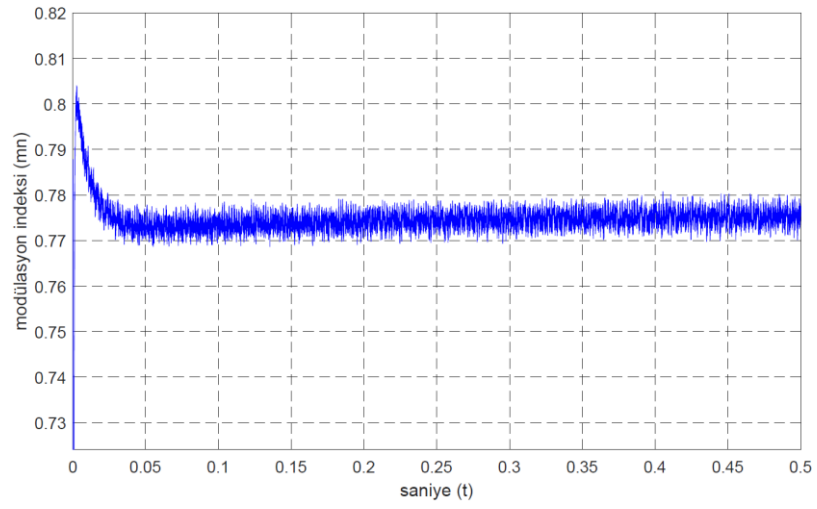
Şekil 7.11. phi (φ) açısı

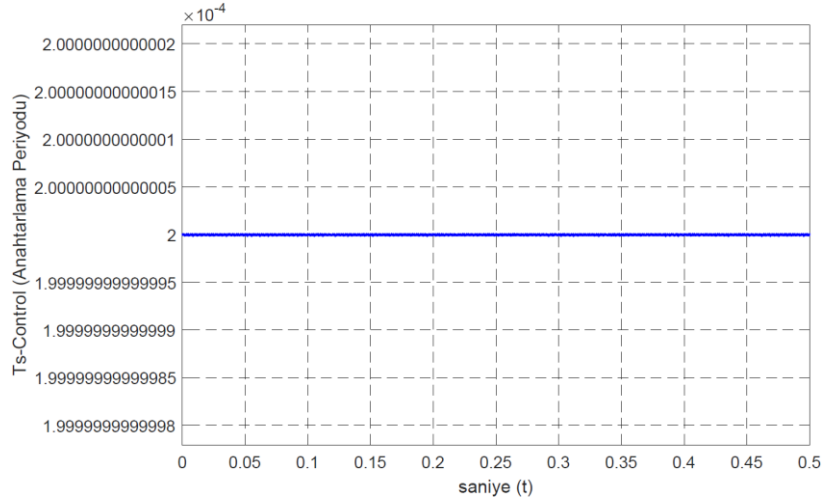


Şekil 7.12. Sektörlerin (1-6) görünümü



Şekil 7.13. Bölgelerin (1-4) görünümü

Şekil 7.14. Modülasyon indeksi (m_n)



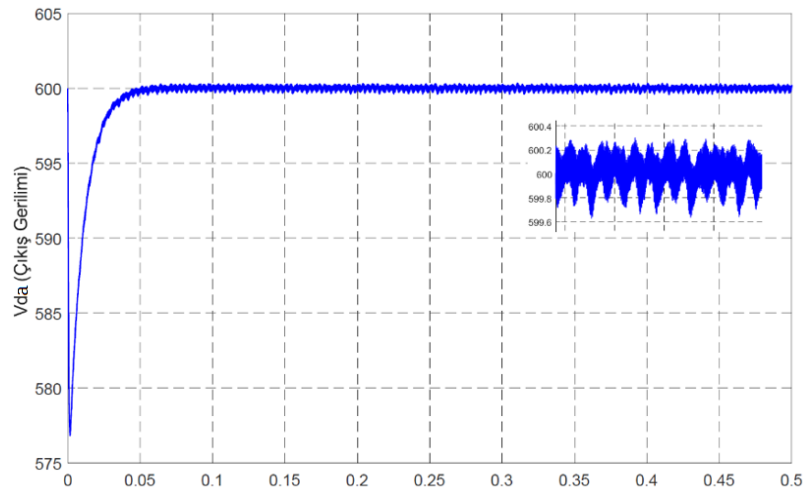
Şekil 7.15. Anahtarlama periyodu (Ts_Control)

Yukarıda ve aşağıda verilen Şekiller (7.11 – 7.21) üç seviyeli doğrultucuya uygulanan uzay vektör DGM ile dış gerilim ve iç akım kapalı döngü kontrolcülerinin doğruluğu ve verimliliği hakkında bazı yorumlar yapmamıza olanak sağlar.

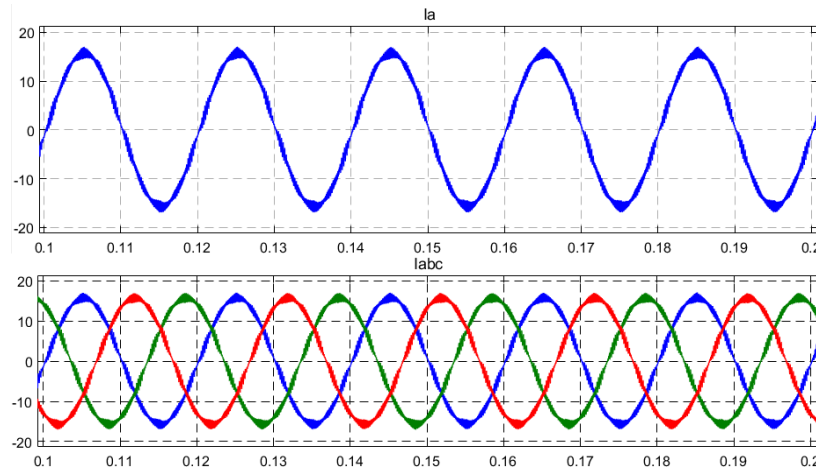
1. Bölüm 6’da anlatılan üç seviyeli uzay vektör DGM tekniğine göre anahtarlama sinyallerini daha kolay oluşturmak için tüm sektörlerin bir sektöre (sektör 1) indirgenmiş olduğu ve buna bağlı olarak phi (φ) açısının $0-\pi/3$ (rad) aralığında olduğu anlatılmıştı. Şekil 7.11.’e bakıldığında φ açısının belirtilen aralıkta olduğu görülür.
2. Şekil 7.12. ve Şekil 7.13.’de gösterilen sektör ve bölge şekillerinin beklenildiği gibi (6 sektör ve 4 bölge) çıktığı görülmektedir.
3. $0 < m_n \leq 1$ aralığında olması gereken modülasyon indeksi, Şekil 7.14.’de görüldüğü gibi 0.77-0.78 aralığında değişmektedir.
4. Şekil 7.15.’de ise gerilim vektörünün düştüğü her bir bölge için anahtarlama süreleri olan T0, T1 ve T2 sürelerinin toplamının anahtarlama periyodunu (Ts_Control) verdiği görülür.
5. Şekil 7.16.’ya baktığımızda V_{da} geriliminin 0.05s gibi kısa bir sürede 600 V olan referans gerilimi yakaladığı görülmektedir. Kararlı hale gelen V_{da} geriliminin ± 0.2 V gibi küçük bir dalgalanmaya sahip olduğu görülmektedir.
6. Şekil 7.17.’de gösterilen üç faz şebeke akımının güç faktörünü maksimum yapacak şekilde sinüzoidal formda olduğu görülmektedir. Bu durumda, aktif

güçten maksimum oranda yararlanacak şekilde bir THD değerinin (%5.41) Şekil 7.18.'de olduğu görülür.

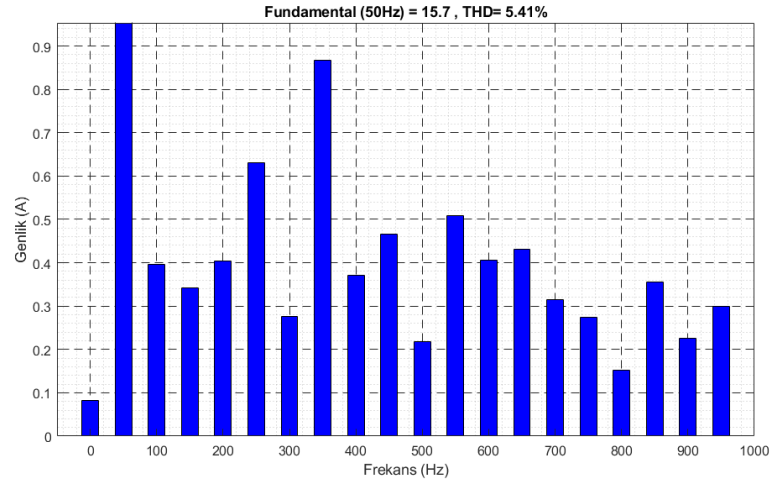
7. Şekil 7.19.'da ise DA çıkışa bağlanan ve aynı kapasite değerine sahip olan kondansatörlerin DA çıkış gerilimi olan 600 V'u eşit bir şekilde paylaştığı görülür. Bu eşit paylaşım, her bir fazda ki anahtar üzerine düşen gerilime eşit olduğundan anahtar üzerindeki stresi azaltacaktır.
8. Şekil 7.20.'ye bakıldığında şebeke gerilimi ile akımın aynı fazda hareket ettiği görülür.



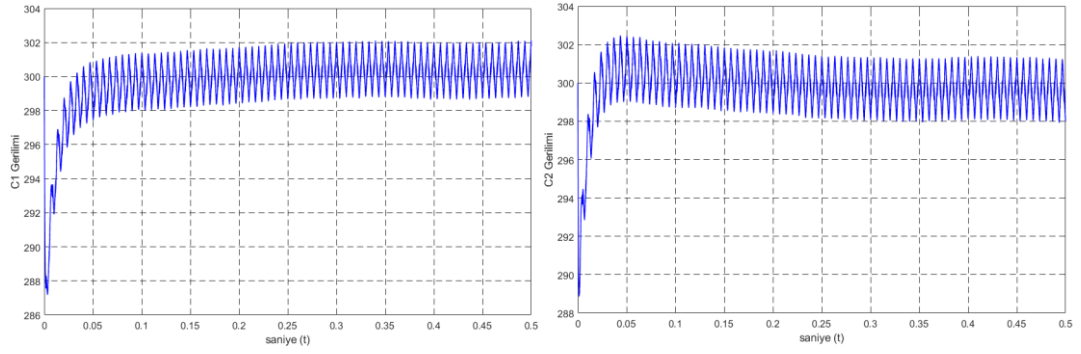
Şekil 7.16. DA çıkış gerilimi (V_{da})



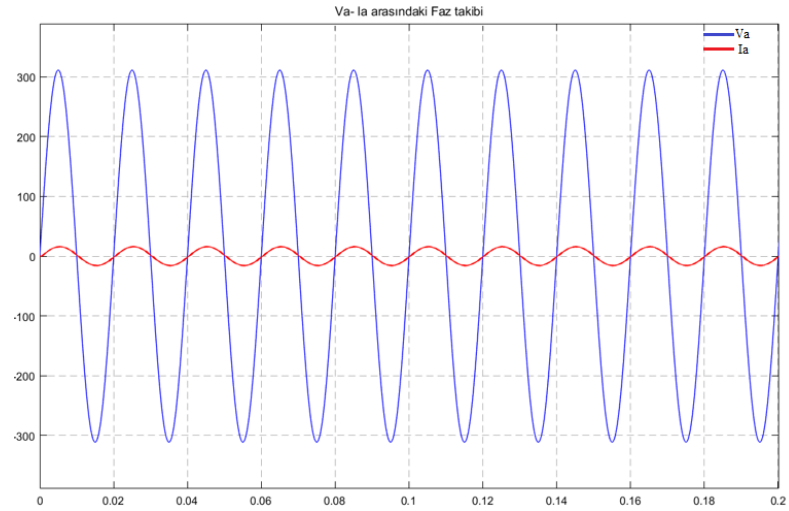
Şekil 7.17. A fazı ve Üç faz şebeke akımları



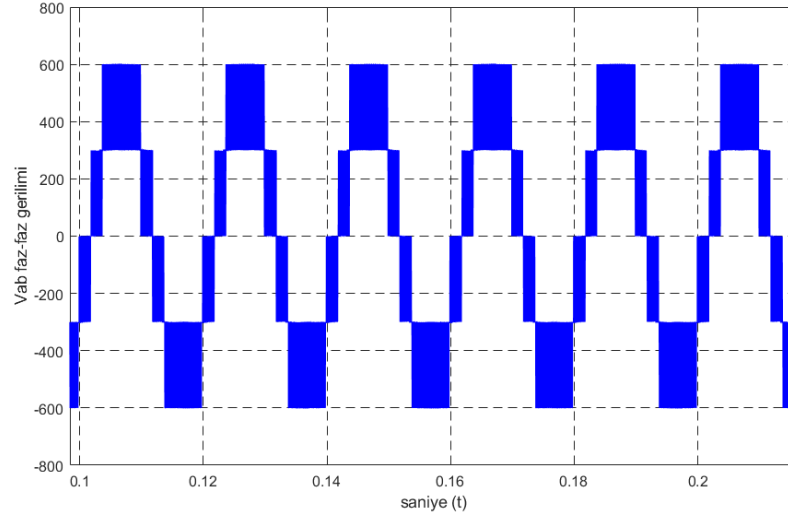
Şekil 7.18. A faz akımının THD analiz grafiği



Şekil 7.19. C1 ve C2 gerilimleri



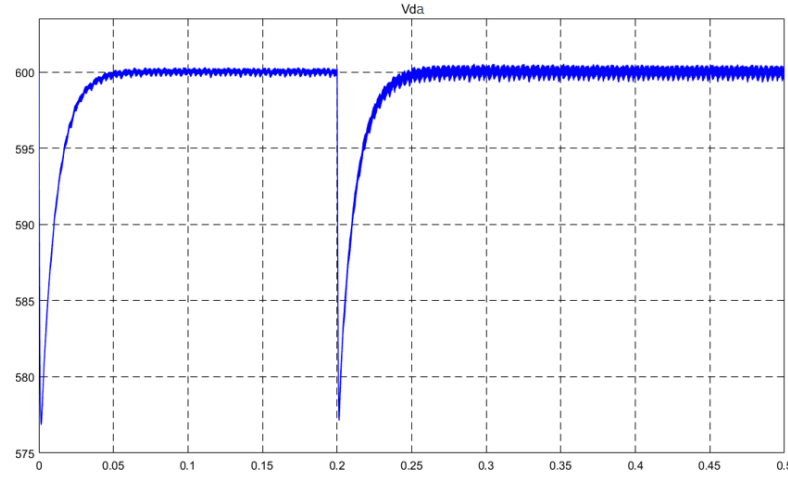
Şekil 7.20. A fazının gerilim ve akımı arasındaki faz farkı



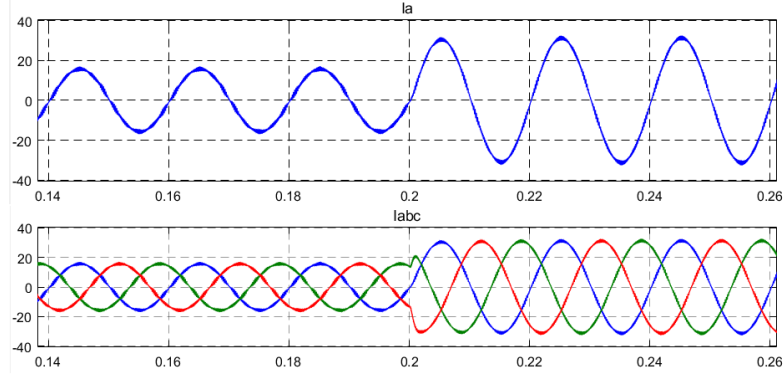
Şekil 7.21. A ve B fazları arasındaki V_{ab} gerilimi

7.2.2. Yükün değişmesi durumu

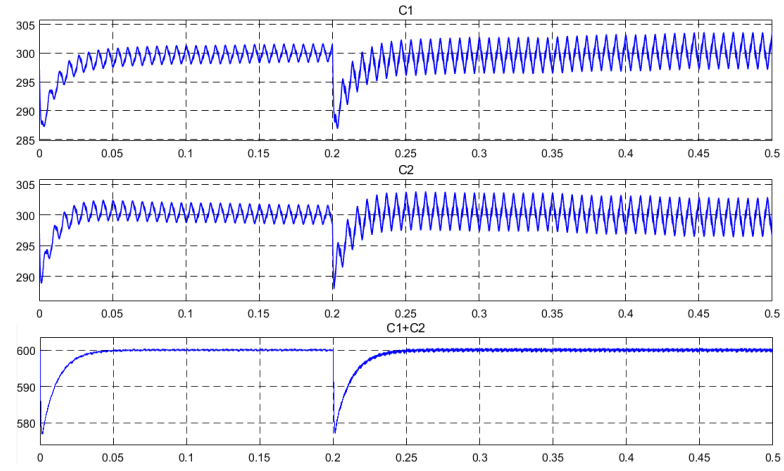
Geçici koşullar altında uzay vektör DGM kontrolünün performansını analiz etmek için $t=0.2s$ anında 50Ω olan yük direnci 25Ω 'a düşürülmüştür. Yükteki değişimin sistemde nasıl bir etki meydana getirdiği aşağıdaki Şekillere (7.22 – 7.25) bakılarak görülebilir.



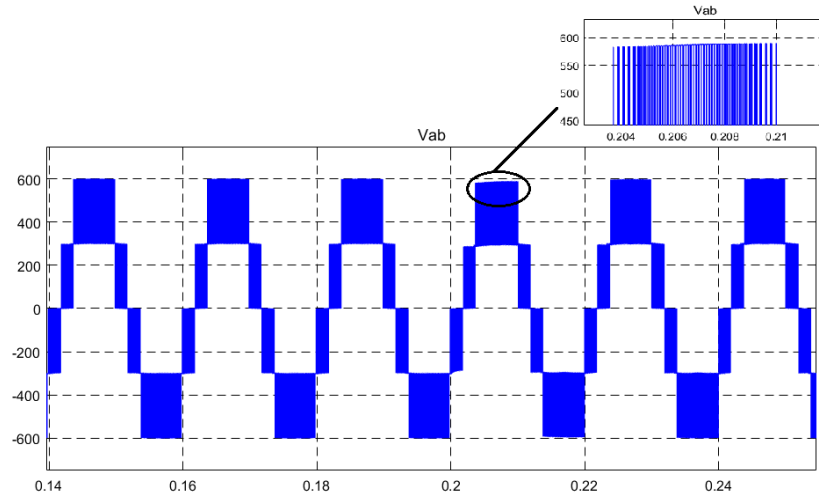
Şekil 7.22. Yük değişimi durumunda V_{da} gerilimi



Şekil 7.23. Yük değişimi durumunda A fazı ve Üç faz şebeke akımları



Şekil 7.24. Yük değişimi durumunda C1, C2 ve C1 + C2 kondansatör gerilimleri



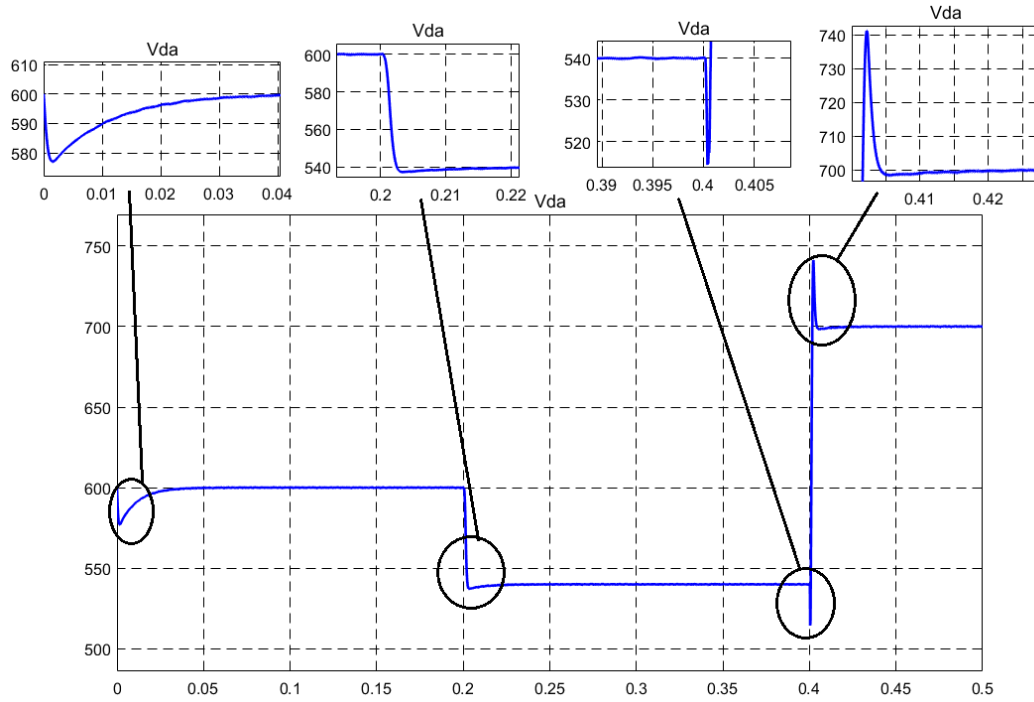
Şekil 7.25. Yük değişimi durumunda V_{ab} faz-faz gerilimi

$t=0.2s$ anında meydana gelen yük değişimi durumunda, uzay vektör DGM kontrolün bozulan sisteme hızlı bir tepkime süresi ile yanıt vererek, sistemi tekrar kararlı hale

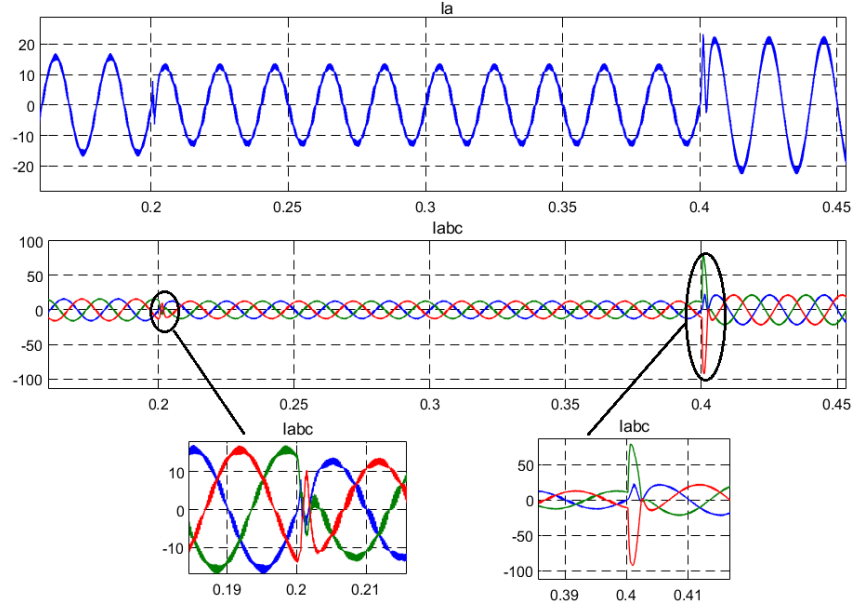
getirdiği açıkça görülmektedir. Tasarlanan sistemin sinüzoidal giriş akım harmoniklerini zayıflattığı ve çıkışta istenilen referans gerilim değerini koruduğu görülür.

7.2.3. Referans gerilimin değişmesi durumu

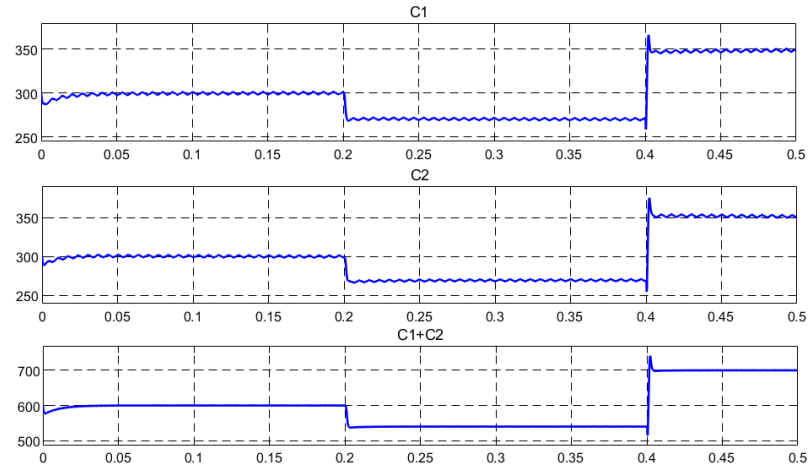
Bu aşamada, geçici koşullar altında uzay vektör DGM kontrolünün performansını analiz etmek için, DA çıkışta olması istenilen referans gerilimin $t=0.2s$ anında $540 V$ 'a düşürülmesi ve $t=0.4s$ anında $700 V$ 'a yükseltilmesi durumları incelenmektedir. Bu inceleme sonucunda, geçici hallerden sonra V_{da} çıkış geriliminin $V_{da.ref}$ referans gerilimini iyi bir doğrulukla takip ettiği aşağıdaki Şekillere (7.26 – 7.29) bakılarak görülebilir.



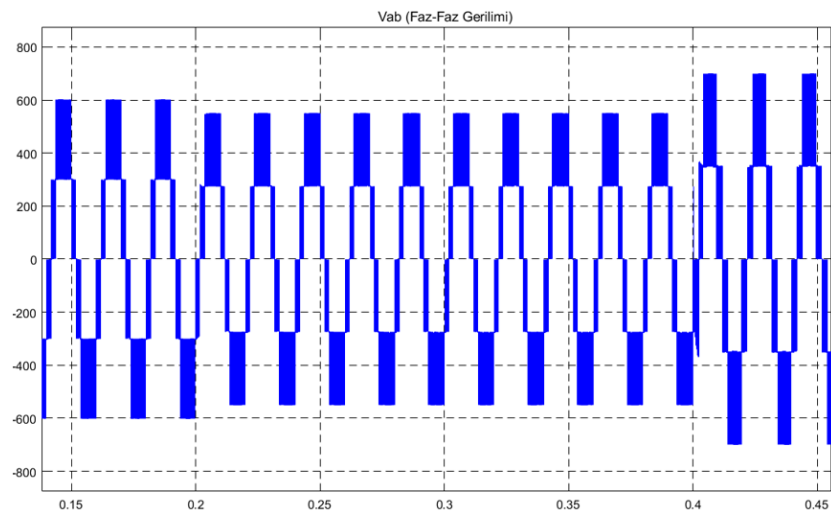
Şekil 7.26. Referans gerilimin değişmesi durumunda V_{da} gerilimi



Şekil 7.27. Referans gerilimin değişmesi durumunda A fazı ve Üç faz şebeke akımları



Şekil 7.28. Referans gerilimin değişmesi durumunda C1, C2 ve C1 + C2 gerilimleri



Şekil 7.29. Referans gerilimin değişmesi durumunda V_{ab} faz - faz gerilimi

7.3. Sonuç

Bu bölümde, uzay vektör DGM ile kontrol edilen üç faz üç seviyeli doğrultucu devresinin normal ve bozulmuş geçici durumlardaki simülasyon benzetimleri incelenmiştir. Benzetimlerin yüksek bir doğruluk ile istenileni sağladığı görülmüştür. Girişteki şebeke akımının harmonik içeriğinin azaldığı ve DA çıkış geriliminin arzu edilen referans gerilimi takip ettiği doğrulanmıştır. DA tarafta bulunan kondansatörlerin yük gerilimini eşit olarak paylaştığı ve şebeke akımındaki THD değerinin %5.41 gibi iyi bir değerde çıktığı görülmüştür.

BÖLÜM 8. SONUÇLAR

Bu tezde, çok seviyeli doğrultucular hakkında genel bilgiler verilmiş ve kontrol yöntemleri üzerinde durulmuştur. İlk olarak, doğrultucuların en temel hali olan tek fazlı doğrultucu yapısı incelenmiştir. Daha sonra endüstriyel alanlarda çok fazla tercih edilen üç fazlı doğrultucu yapıları hakkında bilgi verilmiştir. Üçüncü bölümde çok seviyeli doğrultucu devrelerini kontrol etmek için kullanılan kontrol yöntemlerinin devre şemaları, çalışma prensipleri ve birbirlerine göre olumlu ve olumsuz yönleri anlatılmıştır. Daha sonra çok seviyeli doğrultucu topolojileri hakkında genel bilgiler verilmiş ve birbirlerine göre olumlu ve olumsuz durumları incelenmiştir. Beşinci bölümde çok seviyeli doğrultucuları kontrol etmek için, günümüzde en çok kullanılan darbe genişlik modülasyon teknikleri anlatılmış, birbirine göre farkları incelenmiştir. Daha sonra tezin amacını oluşturan uzay vektör DGM tekniği, hem iki seviyeli hem de üç seviyeli doğrultucu için detaylıca anlatılmış ve üç seviyeli uzay vektörün iki seviyeli uzay vektöre göre üstün olduğu durumlardan bahsedilmiştir.

Özellikle çok seviyeli anahtarlama dönüştürücüler için tercih edilen sinüzoidal darbe genişlik modülasyonunun (SDGM), gerçek zamanda uygulanmasının zorluklarından dolayı yerini günümüzde uzay vektör darbe genişlik modülasyonuna (UVDGM) bırakmıştır. Uzay vektör DGM tekniği, geliştirilen mikroişlemci yapıları ile gerçek zamanda uygulama kolaylığı ve sinüzoidal DGM tekniğine göre daha verimli olmasından dolayı cazip hale gelmiştir.

Çok seviyeli doğrultucuda kullanılan uzay vektör DGM tekniği, iki seviyeli doğrultucularda kullanılan uzay vektör DGM tekniğinin genişletilmesine dayanmaktadır. Üç faz iki seviyeli doğrultucunun her fazında 2 adet anahtar kontrol edebilen bu teknik, üç faz üç seviyeli doğrultucunun her fazında 4 adet anahtar kontrol ederek her bir anahtar üzerine düşen gerilimi azaltmıştır. Üç seviyeli doğrultucu

devresi için en çok tercih edilen NNK yapısı, çıkıştaki kondansatörlerin eşit gerilime sahip olmasını zorlaştırmaktadır. Bu olumsuzluğu ortadan kaldırmak için pek çok algoritma literatürde çalışılmıştır. Bu tezde ise anahtarlama sinyallerini daha kolay oluşturabilmek için basitleştirilmiş bir anahtarlama algoritması çalışılarak, kondansatör üstüne düşen gerilimlerin eşit olması amaçlanmıştır.

Üç seviyeli NNK doğrultucunun gerilim kontrolü için, hızlı ve dinamik cevap veren PI kontrolcüye başvurulmuştur. Aktif ve reaktif bileşenlere ayrılan akımın kontrolünde decoupling PI kontrol yöntemi baz alınarak, birbirinden bağımsız hareket edebilen aktif ve reaktif akım oluşturulmuştur.

Üç seviyeli NNK doğrultucunun MATLAB/Simulink modeli oluşturulmuştur. İlk olarak normal çalışma koşullarında, şebeke akımının sinüsodal forma yaklaşarak güç faktörünü maksimum yapma durumu ve DA çıkış geriliminin arzu edilen referans gerilimi takip ettiği incelenmiştir. Daha sonra yükteki herhangi bir değişme veya arzu edilen referans gerilimdeki herhangi bir değişime karşılık, sistemin nasıl bir tepki verdiği gözlemlenmiştir. Bu gözlemler sonucunda uzay vektör DGM'nin, üç seviyeli doğrultucu için en önemli iki husus olan sinüzoidal giriş akımındaki harmonikleri azaltarak güç faktörünü yükseltme ve DA çıkış gerilimi unsurlarını büyük bir doğruluk ile yerine getirdiği tespit edilmiştir.

Bu tez çalışmasının aşağıdaki şekillerde genişletilebileceği öngörülmektedir;

1. Dengeli olmayan üç faz şebeke gerilimi uygulanarak uzay vektör DGM metodu incelenmeli
2. Akım ve gerilim kontrolü için kullanılan PI kontrolcüler yerine bulanık mantık, parçacık sürü optimizasyonu, kayma kipli kontrol, yapay sinir ağı gibi kontrol yöntemleri kullanılarak verimlilik incelenmeli
3. Uzay vektör DGM kontrolde, her bir sektör içindeki bölge sayısı artırılarak gerilim vektörünün analizi daha detaylı yapılmalı

KAYNAKLAR

- Acikgoz, H., Kececioğlu, O. F., Gani, A., Yildiz, C., & Sekkeli, M. (2016). Improved control configuration of PWM rectifiers based on neuro-fuzzy controller. *SpringerPlus*, 5(1), 1142.
- Arifoğlu, U. (2002). Güç sistemlerinin bilgisayar destekli analizi (problem çözümlü). Alfa.
- Asghar, M. J. (2004). *Power Electronics*. PHI Learning Pvt. Ltd.
- Baker, R. H., & Bannister, L. H. (1975). U.S. Patent No. 3,867,643. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.
- Benfaiza, M. (2012). Correction du facteur de puissance d'un convertisseur AC/DC triphasé par injection de courant ", mémoire de master, Université Ferhat Abbas Sétif, Algérie.
- Bilhan, A.K. (2012). Bölge ve Sektör Tespitinde Yapay Sinir Ağları Kullanan Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon Kontrollü Kaskat Bağlı Üç Seviyeli Evirici Tasarımı. Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Doktora Tezi,
- Bimal, K. (2001). *Modern power electronics and AC drives*. Prentice-Hall.
- Blasko, V. (1997). Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods. *IEEE Transactions on industry applications*, 33(3), 756-764.
- Blasko, V., & Kaura, V. (1997). A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter. *IEEE transactions on Power Electronics*, 12(1), 116-123.
- Bouafia, A. (2014). Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: Application aux redresseurs a MLI (Doctoral dissertation).
- Carrara, G., Gardella, S., Marchesoni, M., Salutari, R., & Sciutto, G. (1992). A new multilevel PWM method: A theoretical analysis. *IEEE Transactions on power electronics*, 7(3), 497-505.
- Celanovic, N. (2000). *Space vector modulation and control of multilevel converters* (Doctoral dissertation, Virginia Tech).
- Chakraborty, S., Simões, M. G., & Kramer, W. E. (2013). Power electronics for renewable and distributed energy systems. *A Sourcebook of Topologies, Control and Integration*, 99, 100.

- Cichowlas, M. (2004). PWM rectifier with active filtering. Warsaw University of Technology, Warsaw.
- Cichowlas, M., Sobczuk, D., Kazmierkowski, M. P., & Malinowski, M. (2000). Novel artificial neural network based current controller for PWM rectifiers. In Proc. 9th Int. Conf. Power Electronics and Motion Control(pp. 41-46).
- Da Silva, E. R., & Elbuluk, M. E. (2013). Fundamentals of power electronics. In Power Electronics for Renewable and Distributed Energy Systems (pp. 7-59). Springer, London.
- Deniz, E. (2010). Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu kullanan üç seviyeli H-köprü evirici tabanlı D-statkom'un tasarımı ve gerçekleştirilmesi. Doktora Tezi.
- Denoun, H. (2013). Contribution à l'étude et la réalisation des convertisseurs AC/DC à MLI à facteur de puissance unitaire (Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri).
- Doval-Gandoy, J., & Penalver, C. M. (2000). Dynamic and steady state analysis of a three phase buck rectifier. IEEE Transactions on power electronics, 15(6), 953-959.
- Draou, A. (2013). A Space Vector Modulation Based Three-level PWM Rectifier under Simple Sliding Mode Control Strategy. Energy and Power Engineering, 5(03), 28.
- Duffey, C. K., & Stratford, R. P. (1989). Update of harmonic standard IEEE-519: IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems. IEEE Transactions on Industry Applications, 25(6), 1025-1034.
- Escobar, G., Leyva-Ramos, J., Carrasco, J. M., Galvan, E., Portillo, R. C., Prats, M. M., & Franquelo, L. G. (2004, June). Modeling of a three level converter used in a synchronous rectifier application. In Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual (Vol. 6, pp. 4306-4311). IEEE.
- Espinoza, J. R., Joos, G., Perez, M., & Moran, T. L. A. (2000). Stability issues in three-phase PWM current/voltage source rectifiers in the regeneration mode. In Industrial Electronics, 2000. ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on (Vol. 2, pp. 453-458). IEEE.
- Fadat, J., Doralı, Y. (2008). Redresseur à absorption de courants sinusoïdaux: commande dans le repère triphasé, 3EI, no. 52, pp.46-59, Mars..
- Galván, J. I. L., & Franquelo, L. G. (2006). Multilevel Converters: Topologies, Modelling, Space Vector Modulation Techniques and Optimizations (Doctoral dissertation, thesis from University of Seville).
- Holmes, D. G., & Lipo, T. A. (2003). Pulse width modulation for power converters: principles and practice (Vol. 18). John Wiley & Sons.
- Holtz, J. (1994). Pulsewidth modulation for electronic power conversion. Proceedings of the IEEE, 82(8), 1194-1214.
- Hu, H., Yao, W., & Lu, Z. (2007). Design and implementation of three-level space vector PWM IP core for FPGAs. IEEE Transactions on power electronics, 22(6), 2234-2244.

- Jung, J. W., & DStudent, P. H. (2005). PROJECT# 2 Space vector PWM inverter. Mechatronic Systems Laboratory, Dept. of Electrical and Computer Engg., The Ohio State University.
- Kahia, B. (2013). Commande MLI Vectorielle d'un Redresseur Triphasé à Trois Niveaux.
- Kapil, P. N., & Dhrangadharia, C. M. (2014) Design and Simulation of Three-Phase Voltage Source Based Converter for HVDC Applications.
- Kasmierkowski, M., & Tunia, H. (1994). Automatic control of converter fed drives. ELECTRONIC ENGINEERING, 4, 6.
- Kazmierkowski, M. P., & Malesani, L. (1998). Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey. IEEE Transactions on industrial electronics, 45(5), 691-703.
- Khomfoi, S., & Tolbert, L. M. (2011). Multilevel power converters. In Power Electronics Handbook (Third Edition) (pp. 455-486).
- Kocalmış, A. (2005). Uzay Vektörü PWM Kontrollü Çok Seviyeli İnverterin Modellenmesi ve Benzetimi. Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Krishnan, R., Irwin, J. D., Kazmierkowski, M. P., & Blaabjerg, F. (2002). Control in Power Electronics: Selected Problems.
- LAOUEDJ, F., & ZEBBAR, H.(2015) Etude et simulation d'une commande numérique (discrète) d'un pont redresseur à IGBT/MOSFET (Doctoral dissertation).
- Lechat, S. S. (2010). Voltage oriented control of three-phase boost PWM converters.
- Liu, H. L., Choi, N. S., & Cho, G. H. (1991, October). DSP based space vector PWM for three-level inverter with DC-link voltage balancing. In Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON'91., 1991 International Conference on (pp. 197-203). IEEE.
- Liu, Y. (2011). Application of an Intelligent Tuning Algorithm for Three-level NPC Rectifier for Shipboard Power Distribution (Doctoral dissertation, Florida State University).
- Loh, P. C., Holmes, D. G., Fukuta, Y., & Lipo, T. A. (2002, October). Reduced common mode carrier-based modulation strategies for cascaded multilevel inverters. In Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the (Vol. 3). IEEE.
- Lu, T., Zhao, Z., Zhang, Y., & Yuan, L. (2009, May). A novel direct power control strategy with wide input voltage range for three-level PWM rectifier. In Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09. IEEE 6th International (pp. 897-902). IEEE.
- Lu, T., Zhao, Z., Zhang, Y., Zhang, Y., & Yuan, L. (2008, October). A novel direct power control strategy for three-level PWM rectifier based on fixed synthesizing vectors. In Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on (pp. 1143-1147). IEEE.

- Lund, R., Manjrekar, M. D., Steimer, P., & Lipo, T. A. (1999, September). Control strategies for a hybrid seven-level inverter. In Proceedings of the European Power Electronic Conference.
- Malinowski, M. (2001). Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers. Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, Warszawa.
- Malinowski, M., & Kazmierkowski, M. P. (2000). Adaptive modulator for three-phase PWM rectifier/inverter. In Proc. EPE-PEMC Conf (pp. 1-35).
- Marchesoni, M., Mazzucchelli, M., & Tenconi, S. (1990). A nonconventional power converter for plasma stabilization. IEEE Transactions on Power Electronics, 5(2), 212-219.
- Meynard, T. A., & Foch, H. (1992). Multi-level choppers for high voltage applications. EPE journal, 2(1), 45-50.
- Meynard, T. A., & Foch, H. (1992, June). Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC'92 Record., 23rd Annual IEEE (pp. 397-403). IEEE.
- Minhua, Y., Yingchao, Z., Juncan, C., Long, L., & Zhiwang, Z. (2010, October). Study on mathematical model and sliding mode control for three-level PWM rectifier. In Computer Application and System Modeling (ICCA SM), 2010 International Conference on (Vol. 15, pp. V15-268). IEEE.
- Mohan, N., & Undeland, T. M. (2007). Power electronics: converters, applications, and design. John Wiley & Sons.
- Moungkhum, N., & Subsingha, W. (2013). Voltage control by DQ frame technique of UVDGM AC-DC Converter. Energy Procedia, 34, 341-350.
- Nabae, A., Takahashi, I., & Akagi, H. (1981). A new neutral-point-clamped PWM inverter. IEEE Transactions on industry applications, (5), 518-523.
- Noguchi, T., Tomiki, H., Kondo, S., & Takahashi, I. (1998). Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors. IEEE Transactions on Industry Applications, 34(3), 473-479.
- Ohnishi, T. (1991, October). Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control. In Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON'91., 1991 International Conference on (pp. 819-824). IEEE.
- Patel, H. S., & Hoft, R. G. (1973). Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I--Harmonic Elimination. IEEE Transactions on Industry Applications, (3), 310-317.
- Peddapelli, S. K. (2017). Pulse width modulation: analysis and performance in multilevel inverters. Walter de Gruyter GmbH & Co KG.
- Peng, F. Z., & Lai, J. S. (1997). U.S. Patent No. 5,642,275. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.
- Peng, F. Z., Lai, J. S., McKeever, J. W., & VanCoevering, J. (1996). A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static var generation. IEEE transactions on industry applications, 32(5), 1130-1138.

- Phankong, N., Yuktanon, N., & Bhummkittipich, K. (2014). Design of Power Rectifier Circuit for Three-Level Back-to-Back Converter. *Energy Procedia*, 56, 574-583.
- Pou Félix, J. (2002). Modulation and control of three-phase PWM multilevel converters. Universitat Politècnica de Catalunya.
- Rao, R. K., Srinivas, P., & Kumar, M. S. (2014). design and analysis of various inverters using different PWM techniques. *The International Journal of Engineering And Science (IJES)*, ISSN (e), 2319-1813.
- Rashid, M. H. (Ed.). (2017). *Power electronics handbook*. Butterworth-Heinemann.
- Rosseto, L., Tenti, P., & Zuccato, A. (1997). Electromagnetic compatibility of industrial equipment. In *CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA* (Vol. 4, pp. 3-13).
- Sanchez, O. L. (2009). *Space Vector Pulse-Width Modulation for Multilevel Multiphase Voltage-Source Converters* (Doctoral dissertation, Tesis doctoral], Universidad de Vigo, 2008.[Links]).
- Sekkele, M., Acikgoz, H., Kececioğlu, O. F., & Gani, A. (2015). Modeling and analysis of three-phase space vector pulse width modulation based rectifiers using fuzzy-PI Controller. *Int Refereed J Eng Sci*, 3, 75-92.
- Seo, J. H., Choi, C. H., & Hyun, D. S. (2001). A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters. *IEEE Transactions on power electronics*, 16(4), 545-550.
- Sharma, A. K., Mishra, V., Kaushik, N., Singhal, M., & Sharma, A. (2013). Advanced Techniques for Controlling Output Voltage of Inverter. *International Journal of Electronics and Communication Engineering*, 3(2).
- Shi-hong, G., & Xiao-long, Q. (2014, May). Research on modelling and control of three-level PWM rectifier system. In *Control and Decision Conference (2014 CCDC)*, The 26th Chinese (pp. 3813-3817). IEEE.
- Sirisukprasert, S., Lai, J. S., & Liu, T. H. (2002). Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(4), 875-881.
- Skibinski, G., Pankau, J., Sladky, R., & Campbell, J. (1997, October). Generation, control and regulation of EMI from ac drives. In *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS'97.*, Conference Record of the 1997 IEEE (Vol. 2, pp. 1571-1583). IEEE.
- Song, W. X., Cao, D. P., Qiu, J. Y., Chen, C., & Chen, G. C. (2009, May). Study on the control strategy of three-level PWM rectifier based on UVDGM. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09. IEEE 6th International* (pp. 1622-1625). IEEE.
- Takauchi, T., Fukuda, S., & Moki, A. (2002). Control of a three-phase voltage source rectifier with buck-boost operation. In *Power Conversion Conference, 2002. PCC-Osaka 2002. Proceedings of the* (Vol. 2, pp. 638-642). IEEE.
- Tiku, D. (2014). DC power transmission: mercury-Arc to thyristor HVDC valves [history]. *IEEE Power and Energy Magazine*, 12(2), 76-96.

- Tolbert, L. M., & Habetler, T. G. (1999). Novel multilevel inverter carrier-based PWM method. *IEEE Transactions on industry applications*, 35(5), 1098-1107.
- Tolbert, L. M., Peng, F. Z., Cunyngham, T., & Chiasson, J. N. (2002). Charge balance control schemes for cascade multilevel converter in hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(5), 1058-1064.
- Tolunay, B. (2012). *Space Vector Pulse Width Modulation for Three-Level Converters: a LabVIEW Implementation*.
- Tuncer, S. (2005). Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu kullanan beş seviyeli inverter tasarımı ve uygulaması. Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
- TUNCER, S., & TATAR, Y. (2003). Çok Seviyeli Kaskad İnverterlerde SDGM Tekniğinin Kullanılması. *Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 7(2), 56-60.
- Vanaparthi, S. K. (2004). PWM schemes for three phase current source converters. The Faculty of the Graduate School Tennessee Technological University.
- Wang, J., Yin, H., & Xu, S. (2012). A new control strategy of three phase voltage source PWM rectifiers. *Physics Procedia*, 24, 997-1005.
- Wu, B., & Narimani, M. (2017). *High-power converters and AC drives (Vol. 59)*. John Wiley & Sons.
- Yacoubi, L., Al-Haddad, K., Dessaint, L. A., & Fnaiech, F. (2006). Linear and nonlinear control techniques for a three-phase three-level NPC boost rectifier. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(6), 1908-1918.
- Zhang, Z., Xie, Y. X., Le, J. Y., & Chen, L. (2009, November). Lyapunov-based control for single-phase three-level NPC AC/DC voltage-source converters. In *Electrical Machines and Systems, 2009. ICEMS 2009. International Conference on* (pp. 1-4). IEEE.
- Zhou, D., & Rouaud, D. (1999). Regulation and design issues of a PWM three-phase rectifier. In *Industrial Electronics Society, 1999. IECON'99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE* (Vol. 1, pp. 485-489). IEEE

ÖZGEÇMİŞ

Halil İbrahim YÜKSEK, 04.10.1994'de Merzifon'da doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Amasya'da tamamladı. 2012 yılında Amasya Atatürk Lisesi'nden lise üçüncüsü olarak mezun oldu. 2012 yılında başladığı Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nü 2016 yılında bölüm ikincisi olarak bitirdi. 2016 yılında Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans eğitimine başladı. 2017 yılında Gümüşhane Üniversitesi'nde araştırma görevlisi olarak çalışmaya başladı. Akabinde yüksek lisans eğitimine Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde devam etti. Halen Gümüşhane Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır.