

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

**ÜÇ FAZLI EVİRİCİYLE BESLENEN DOĞRUSAL OLMAYAN YÜKLERDE
HARMONİK ELİMİNASYONU**

Fatih DEMİR

Yüksek Lisans Tezi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Mehmet Özdemir

EYLÜL-2010

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

**ÜÇ FAZLI EVİRİCİYLE BESLENEN DOĞRUSAL OLMAYAN YÜKLERDE
HARMONİK ELİMİNASYONU**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Fatih DEMİR

(07113104)

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 18 Ağustos 2010
Tezin Savunulduğu Tarih : 07 Eylül 2010**

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR (F.Ü.)

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Sedat SÜNTER (F.Ü.)

Doç. Dr. Hüseyin ALTUN (F.Ü.)

EYLÜL-2010

ÖNSÖZ

Yüksek lisans eğitimim süresince bana her türlü desteği veren değerli hocam Sayın Yrd.Doç.Dr. Mehmet Özdemir'e teşekkürü bir borç bilirim. Ayrıca tez çalışmam süresince bana yardım eden Sayın Arş.Gör.Dr. Sencer Ünal ve Yrd.Doç.Dr. Koray Şener Parlak'a teşekkür ederim.

Tezimin son 2 yılında işyerimde bana yardım eden Sayın Network Operasyon Müdürü Serdar MURATOĞLU ve Sayın Network Bilişim Uzmanı Erdiñ YILMAZ'a teşekkür ederim.

Son olarak da hayatımın her safhasında bana sonsuz destek veren ve hep yanımda olan değerli aileme teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ	II
İÇİNDEKİLER	III
ÖZET	V
SUMMARY	VI
ŞEKİLLER LİSTESİ	VII
TABLolar LİSTESİ	X
SEMBOLLER LİSTESİ	XI
KISALTMALAR LİSTESİ	XIII
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı	5
1.2. Tezin İçeriği	5
2. GERİLİM KAYNAKLI EVİRİCİ	6
2.1. Tek Fazlı Gerilim Kaynaklı Eviriciler	6
2.1.1. Yarım Köprü Gerilim Kaynaklı Evirici	6
2.1.2. Tek Fazlı Tam Köprü Gerilim Kaynaklı Evirici	7
2.2. Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı Evirici	8
3. UZAY VEKTÖR DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU	11
3.1 SDGM	11
3.2 UVDGM	12
3.3. SDGM ve UVDGM Tekniklerinin Karşılaştırılması	13
3.4. Uzay Vektör Kavramı	13
3.5. Gerilim Vektörlerinin Uygulanacağı Zaman Sürelerinin Hesaplanması	16
3.6. UVDGM Anahtarlama Sinyallerinin Matlab/Simulink Programıyla Elde Edilmesi	19
3.6.1. Referans Gerilim ve Açının Elde Edilmesi	20
3.6.2. Anahtarlama Zamanlarının ve Sinyallerinin Elde Edilmesi	20
4. UVDGM TEKNİĞİ İLE KONTROL EDİLEN ÜÇ FAZLI GERİLİM KAYNAKLI EVİRİCİ ÇIKIŞ GERİLİMİNİN HARMONİK YAPISININ İNCELENMESİ VE ALÇAK GEÇİREN FİLTRE İLE ELİMİNE EDİLMESİ...	23
4.1. Üç Fazlı Yıldız Bağlı Direnç Yüküne Uygulanan Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı Evirici Çıkış Gerilimi ve Harmonik Yapısının İncelenmesi	23
4.2. Üç Fazlı Yıldız Bağlı Direnç Yüküne Uygulanan Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı Evirici Çıkışındaki Faz-Nötr Gerilim Harmoniklerinin Alçak Geçiren Filtre ile Elimine Edilmesi	33
4.3. Deneysel Uygulama	37
4.3.1. Denetleyici Kart (DSP).....	39
4.3.2. Evirici Modül.....	40
4.3.3. Ölü Zaman Ekleme Devresi	41
4.3.4. Filtre ve Yük	41
4.3.5. Deneysel Sonuç	43

5. SENKRON REFERANS KONTROLÜ İLE HARMONİK ELİMİNASYONU.....	45
5.1. Durağan Çatı (<i>Clarke</i>) Dönüşümü	45
5.2. Senkron Çatı (<i>Park</i>) Dönüşümü	46
5.3. Matlab/Simulink ile Harmonik Bileşenlerinin Senkron Eksen Takımı Dönüşümüyle D.A. Bileşenine Taşınması	49
5.4. Matlab/Simulink ile Senkron Referans Gerilim Kontrolü Uygulaması	52
6. SONUÇLAR	56
KAYNAKLAR	58
EKLER	60
ÖZGEÇMİŞ	63

ÖZET

Bu çalışmada, üç fazlı gerilim kaynaklı evirici uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ile kontrol edilmiştir. Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici çıkışına üç fazlı yıldız bağlı direnç yükü bağlanmıştır. Evirici çıkış gerilimi ve bu gerilimin harmonik düzeni Matlab/Simulink programıyla incelenmiştir. Matlab/Simulink programının çözümlene hızından kaynaklanan harmonikler alçak geçiren filtre ile elimine edilmiştir. Ayrıca bu uygulama deneysel olarak elde edilmiştir. Fakat her iki uygulama da çözümlene hızı ve alçak geçiren filtre devre karakteristiğinden dolayı evirici çıkış geriliminin ana harmonik genliği referans değerin altında olduğu gözlemlenmiştir. Harmonik genliklerini kontrol etmek için senkron referans kontrol yöntemi uygulanmıştır. Bu kontrol stratejisi hem doğrusal hem de doğrusal olmayan yükler için uygulanmıştır. Bu kontrol yöntemiyle istenilen harmonik elimine edilip, ana harmonik genliği referans değerde tutulmuştur.

Senkron referans kontrol stratejisi Matlab/Simulink programıyla uygulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Gerilim Kaynaklı Evirici, Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu, Harmonik, Alçak Geçiren Filtre, Senkron Referans Kontrol

SUMMARY

Harmonic Elimination of Three-Phase Inverter-Fed Nonlinear Loads

In this study, three-phase voltage source inverter is controlled by space vector pulse width modulation. Three-phase voltage-source inverter output is connected to the three-phase star connected resistive load. Inverter output voltage and the voltage of the harmonic order are analyzed by Matlab/Simulink program. Harmonics caused by the speed of program analysis with low-pass filter are eliminated. This practice is also obtained experimentally. However, in both applications, main harmonic amplitude of inverter output voltage due to speed of analysis and low-pass filter circuit characteristics is observed at the bottom of the reference value. To control harmonic amplitude is applied to synchronous reference control method. This control strategy for both linear and nonlinear loads are applied. Whether this control method to eliminate the desired harmonic, the main harmonic amplitude is kept for the reference value.

Synchronous reference control strategy is implemented by Matlab/Simulink program.

Key Words: Voltage Source Inverter, Space Vector Pulse Width Modulation, Harmonic, Low Pass Filter, Synchronous Reference Control

ŞEKİLLER LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1. Pasif filtre	3
Şekil 1.2. Aktif güç filtresi gösterim şeması.....	3
Şekil 1.3. Aktif güç filtresi yük bağlantı şeması.....	4
Şekil 2.1. Tek Fazlı Yarım Köprü Gerilim Kaynaklı Evirici.....	7
Şekil 2.2. Tek Fazlı Tam Köprü Gerilim Kaynaklı Evirici.....	8
Şekil 2.3. Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı Evirici.....	9
Şekil 3.1. SDGM prensip şeması	12
Şekil 3.2. UVDGM tekniğinde kullanılan olası sekiz anahtarlama durumu.....	15
Şekil 3.3. Gerilim vektör uzayı.....	16
Şekil 3.4. Bir anahtarlama periyodu için sektör 1'deki anahtarlama düzeni.....	17
Şekil 3.5. Gerilim uzay vektörünün bütün sektörleri için anahtarlama düzenleri.....	18
Şekil 3.6. Matlab/Simulink ile UVDGM anahtarlama sinyallerinin elde edilmesi.....	19
Şekil 3.7. Referans gerilim ve açı bloğunun iç kısmı	20
Şekil 3.8. Referans gerilim ve açının zamana göre değişimleri	20
Şekil 3.9. Matlab fonksiyon programı akış diyagram	21
Şekil 3.10. Üç faz gerilim kaynaklı eviricinin üst anahtarlarına uygulanan anahtarlama sinyalleri.....	22
Şekil 3.11. Üç faz gerilim kaynaklı eviricinin alt anahtarlarına uygulanan anahtarlama sinyalleri.....	22
Şekil 4.1. UVDGM kontrollü gerilim kaynaklı evirici ile beslenen üç fazlı yıldız bağlı direnç yükü gösterim şeması.....	23
Şekil 4.2. UVDGM kontrollü gerilim kaynaklı evirici ile beslenen üç fazlı yıldız bağlı direnç yükü Matlab/Simulink gösterim şeması.....	24
Şekil 4.3. (V_{AO}) kutup gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc} = 110V$).....	24
Şekil 4.4. (V_{AO}) kutup gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc} = 57.2 V$).....	26
Şekil 4.5. Üç faz faz-nötr gerilimlerinin zaman göre değişimi ($V_{dc} = 57.2 V$).....	29
Şekil 4.6. V_{AN} faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc}=57.2 V$).....	29
Şekil 4.7. V_{AN} faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc}=110 V$).....	30
Şekil 4.8. V_{AN} gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc}=110V, f_s = 2kHz$).....	31
Şekil 4.9. V_{AN} gerilimi ve harmonik düzeni (çözümleme hızı $\rightarrow 16.67 kHz, V_{dc}=57.2 V$).....	32

Şekil 4.10. V_{AN} gerilimi ve harmonik düzeni (çözümleme hızı \rightarrow 16.67 kHz, $V_{dc}=110$ V).....	32
Şekil 4.11. İkinci dereceden alçak geçiren filtre şeması.....	34
Şekil 4.12. Tek faz için filtre ve yük gösterim şeması.....	34
Şekil 4.13. Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici, alçak geçiren filtre, üç fazlı yük Matlab/Simulink gösterimi.....	36
Şekil 4.14. V_{AN} faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc}=57.2$ V).....	36
Şekil 4.15. V_{AN} faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc}=110$ V).....	37
Şekil 4.16. Devre düzeneğin blok diyagramı.....	38
Şekil.4.17. Devre düzeneği fotoğrafı.....	38
Şekil 4.18. Sürücü devre bağlantı fotoğrafı.....	39
Şekil 4.19. DSP denetleyici kartının fotoğrafları.....	40
Şekil 4.20. (a) ASIPM modül (b) Modül ve sürücü kartın fotoğrafı.....	40
Şekil 4.21. Ölü zaman devresi.....	41
Şekil 4.22. Filtre ve yük bağlantı şeması.....	42
Şekil 4.23. Filtre ve yük bağlantı fotoğrafı.....	42
Şekil 4.24. V_{AN} faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc}=110$ V).....	43
Şekil 4.25. V_{AN} faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc}=57.2$ V).....	43
Şekil 5.1. Durağan eksen takımının a-b-c fazında gösterimi.....	45
Şekil 5.2. Üç faz gerilimin durağan çatı koordinat sisteminde gösterilmesi.....	46
Şekil 5.3. Senkron ve durağan eksen takımı.....	47
Şekil 5.4. Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici çıkış gerilimlerinin senkron çatıya taşınması.....	49
Şekil 5.5. Üç faz gerilimin durağan eksen takımı reel bileşeni ve harmonik düzeni.....	50
Şekil 5.6. Üç faz gerilimin 1.senkron eksen takımı dönüşümü reel bileşeni ve harmonik düzeni.....	52
Şekil 5.7. Üç faz gerilimin 5.senkron eksen takımı dönüşümü reel bileşeni ve harmonik düzeni.....	51
Şekil 5.8. Üç faz gerilimin 7.senkron eksen takımı dönüşümü reel bileşeni ve harmonik düzeni.....	51
Şekil 5.9. Senkron referans gerilim kontrolü stratejisi blok diyagramı.....	52

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 5.10. Senkron referans gerilim kontrolü stratejisi Matlab/Simulink gösterim şeması.....	53
Şekil 5.11. Senkron referans kontrollü ve kontrolsüz faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni.....	54
Şekil 5.12. Üç faz yıldız bağlı direnç yükü.....	54
Şekil 5.13 Üç fazlı yıldız bağlı direnç yükü için senkron referans kontrollü ve kontrolsüz faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni.....	55

TABLolar LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1. Tek fazlı yarım köprü gerilim kaynaklı eviricinin anahtarlama durumları.....	7
Tablo 2.2. Tek fazlı tam köprü gerilim kaynaklı eviricinin anahtarlama durumları.....	8
Tablo 2.3. Üç fazlı gerilim kaynaklı eviricinin anahtarlama durumları.....	10
Tablo 3.1. Anahtarların iletimde kalma süreleri.....	19
Tablo 4.1. $V_{dc} = 110$ V için V_{AO} geriliminin harmonik listesi.....	25
Tablo 4.2. IEEE-519 standardına göre gerilim % THD limit tablosu.....	26
Tablo 4.3. $V_{dc} = 57.2$ V için V_{AO} geriliminin harmonik listesi.....	27
Tablo 4.4. Anahtarlama durumlarına göre faz-nötr gerilimleri.....	28
Tablo 4.5. V_{AN} faz-nötr geriliminin harmonik listesi.....	30
Tablo 4.6. V_{AN} faz-nötr geriliminin harmonik listesi (çözümleme hızı \rightarrow 16.67 kHz)....	33

SEMBOLLER LİSTESİ

L	: İndüktans
C	: Kondansatör
R	: Direnç
ω_e	: Elektriksel Hız
θ	: Elektriksel Açı
I_H	: Bir İşaretin Harmonik Bozunum İfadesi
I_n	: n. Harmoniğin Efektif Değeri
I_F	: Bir İşaretin Temel Bileşenin Efektif Değeri
f_o	: Rezonans Frekansı
π	: Pi Sayısı
C_{DC}	: Eviricinin D.A. Tarafına Bağlı Kondansatör
L_C	: Hat İndüktansı
S_n	: Evirici Anahtarları (n→ Anahtar Numaraları)
C_1	: Birinci Evirici Kondansatörü
C_2	: İkinci Evirici Kondansatörü
\dot{I}_{kaynak}	: Kaynak Akımı
$\dot{I}_{yük}$: Yük Akımı
V_i	: Evirici Kondansatörleri Üzerine Düşen Gerilim
V_{AB}	: A ile B Fazı Arası Evirici Çıkış Gerilimi
V_T	: Taşıyıcı Dalga
V_{ref}	: Kontrol Sinyali
V_d	: Evirici Çıkış Geriliminin Değeri
m	: Modülasyon Sabiti
V_a, V_b, V_c	: Üç Faz Gerilim
V_α	: Durağan Çatı Gerilimi Reel Bileşeni
V_β	: Durağan Çatı Gerilimi İmajiner Bileşeni

V_d	: Senkron Çatı Gerilimi Reel Bileşeni
V_q	: Senkron Çatı Gerilimi İmajiner Bileşeni
$\overline{V^*}$: Durağan Çatı Gerilimi
k	: Sektör Numaraları
\vec{V}_k	: Gerilim Uzak Vektörleri ($k \rightarrow 0$ 'dan 7 'e kadar)
t_1	: Birinci Aktif Durum Vektörünün Uygulandığı Süre
t_2	: İkinci Aktif Durum Vektörünün Uygulandığı Süre
t_0	: Sıfır Durum Vektörünün Uygulandığı Süre
t_s	: Anahtarlama Periyodu
f_s	: Anahtarlama Frekansı
g_n	: Anahtarlama Sinyalleri ($n \rightarrow 0$ 'dan 6 'ya kadar)
V_{AO}, V_{BO}, V_{CO}	: Evirici Çıkışındaki Kutup Gerilimleri
V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}	: Evirici Çıkışındaki Faz-Nötr Gerilimleri
kV	: Kilo Volt
Hz	: Hertz
kHz	: Kilo Hertz
MHz	: Mega Hertz
H	: Henry (İndüktans Birimi)
mH	: Mili Henry
F	: Farad (Kapasite Birimi)
μF	: Mikro Farad
Ω	: Ohm (Direnç Birimi)
x_C	: Kapasitif Reaktans
x_L	: İndüktif Reaktans

KISALTMALAR LİSTESİ

DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
SDGM	: Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
UVDGM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
THD	: Toplam Harmonik Bozulumu
A.A.	: Alternatif Akım
D.A.	: Doğru Akım
AGF	: Aktif Güç Filtresi
DSP	: Sayısal İşaret İşlemci
AS-IPM	: Özel Akıllı Güç Modülü
ADC	: Analog Dijital Dönüştürücü
IEEE	: Elektrik-Elektronik Mühendisleri Enstitüsü

1.GİRİŞ

İletim sistemi, bir elektrik güç sisteminin en önemli kısmını oluşturmaktadır. Bir elektrik iletim sisteminde elektrik enerjisinin kalitesi; elektriğin sürekliliği, gerilim ve frekansın belirli sınırlar içinde değişimi ve dalga biçimi düzgünlüğü ile birlikte tanımlanır. Elektrik güç sistemlerinin güvenilir biçimde çalışabilmesi için tasarım ve işletim aşamasında bir takım etkenlerin göz önüne alınması gerekir. Bu etkenlerden biri, güç kalitesini belirleyen parametrelerden olan doğrusal olmayan karakteristikli elemanların meydana getirdiği harmoniklerdir. Elektrik güç sistemlerindeki doğrusal olmayan elemanlar, iletim ve dağıtım sistemlerinde ciddi harmonik kirliliğe neden olmakta ve tüketiciye verilen enerji kalitesini olumsuz etkilemektedir [1, 2].

20. yüzyılların başlarında Hartford'da bir motordaki ısınma problemiyle uğraşan mühendisler, ısınmanın asıl kaynağının motorun bağlı olduğu güç sistemindeki akım ve gerilim dalga şekillerinin bozulmasından kaynaklandığını gözlemlediler. Güç sisteminde oluşan bu gerilim ve akım bozunumun, harmoniklerden dolayı oluştuğunu tespit ettiler. Ama Avrupa'daki elektrik üreticileri yüksek frekans kullanmadıklarından o dönemlerde bu problemenden etkilenmediler. Ancak teknolojinin gelişmesiyle birlikte harmonik problemi tüm dünyada büyük bir sorun teşkil etmeye başladı. Bundan sonraki dönemlerde tespit edilen bu harmonikli dalgaların tespit edilmesi ve engellenmesi için çeşitli yöntemler geliştirildi [1, 3, 5].

Harmonik akım ve gerilimlerinin tespit edilmesi için Alabama'da bulunan 12 darbeli bir dönüştürücü ile kontrol edilen sanayi fırınlarının ele alındığı bir çalışmada öncelikle harmonik analizi için eşdeğer devre çıkarılmış ve yapılan simülasyonlar sonucunda dönüştürücü tarafından fırınlara 5, 7, 11 ve 13. harmoniklerin enjekte edildiği bulunmuştur. Ölçümler IEEE-519 standardı göz önünde bulundurularak yapılmış, buna göre sistemde her faz için ayarlı şönt filtre veya paralel L-C filtre bağlanabileceği tespit edilmiştir [5]. Bir başka çalışmada ise değişken yüklü bir motor devresi ele alınmış, günlük ölçüm sonuçlarına göre bir benzetim devresi oluşturulmuştur. Bundan sonra sistemde mevcut harmonikli akım ve gerilimler çıkarılmıştır. Daha küçük güçlerde yapılan diğer bir çalışmada tek fazlı tam dalga doğrultucu ile kontrol edilen doğrusal olmayan yüklerin bağlı olduğu bir devrenin deneysel uygulaması yapılmış, akım ve gerilim harmonikleri bulunmuştur [1, 5, 6, 9].

Elektrik enerji sistemlerinde akım, gerilim gibi büyüklüklerin dalga şekli temel frekanslı sinüzoidal bir değişime sahip olmalıdır. Bu değişim için sistemin sinüzoidal kaynakla beslenmesi ve doğrusal yüklerle yüklenmesi gereklidir. Bir sistemdeki doğrusal elemanda akım, gerilimle uyumludur. Ancak güç sistemlerine bağlı olan dönüştürücüler, ark fırınları, güç elektroniği elemanları gibi doğrusal olmayan yükler, sistemdeki akım ve gerilim büyüklüklerinin sinüzoidal olmamasına, yani harmonik bozunumuna neden olabilirler. Doğrusal olmayan yüklerin güçleri düşük değerde olsa bile yine de gerilimin dalga şeklini bozarlar [3, 4, 7].

Bir işaretin harmonik bozunumu ifadesi

$$I_H = \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2} \quad (1.1)$$

I_n = n. harmoniğin efektif değeri, I_F = bir işaretin temel bileşenin efektif değeri olmak üzere

$$THD = \frac{I_H}{I_F} \quad (1.2)$$

şeklinde hesaplanabilir.

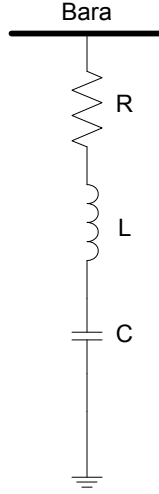
Toplam harmonik bozunumun yüzde olarak ifadesi

$$THD(\%) = \frac{I_H}{I_F} 100 \quad (1.3)$$

Bu istenmeyen harmonikleri yok etmek için aktif ve pasif filtreler kullanılmıştır.

Pasif filtreler, kaynak ile alıcı arasına konulan ve temel frekans dışındaki bileşenleri yok eden seri bağlı kondansatör (C) ve indüktans (L) bileşimidir. Bazı durumlarda omik direnç de ilave edilebilir. Pasif filtrelerde amaç, yok edilmek istenen harmonik bileşen frekansında rezonansa gelecek L ve C değerlerini belirlemektir. Her bir harmonik bileşen için onu rezonansa getirecek ayrı bir filtre kolu gereklidir [4, 5, 8]. Şekil 1.1’de, L-C-R elemanlarından oluşan pasif bir filtre gösterilmiştir. Bu pasif filtrede rezonans frekansı formül 1.4’deki eşitlik kullanılarak hesaplanır.

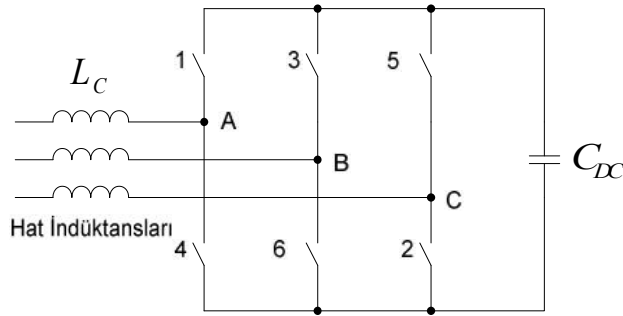
$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.4)$$



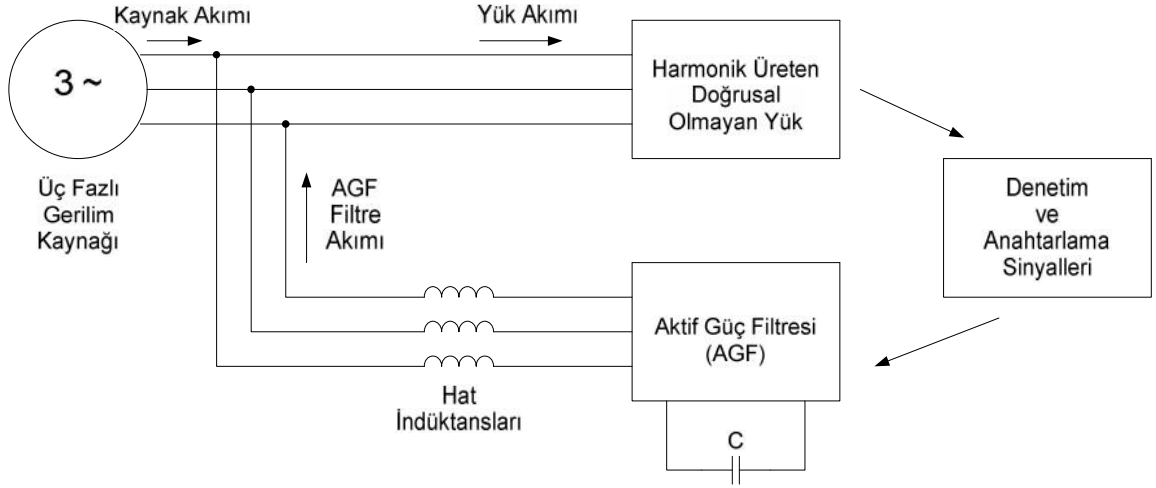
Şekil 1.1. Pasif filtre

Aktif güç filtreleri, harmoniklerin ortadan kaldırılması için geliştirilmiş devrelerdir. Bu filtreler ileri güç elektroniği temellerine dayanır ve pasif filtrelerden çok daha pahalıdır. Aktif güç filtreleri birden fazla harmonik frekansı için adreslenebilir ve enerji kalitesini etkileyen problemleri ortadan kaldırabilir. Şekil 1.2’de aktif güç filtresi gösterim şeması verilmiştir. Şekil 1.3’te ise aktif güç filtresinin kaynak ile yük arasındaki bağlantı şeması gösterilmiştir.

Aktif güç filtresinin çalışma prensibi, doğrusal olmayan yükün çekeceği temel bileşen dışındaki akımı kompanse etmektedir. Böylece aktif filtreler yük tarafından çekilen harmonikleri analiz ederek bu harmonik bileşenleri ortadan kaldırır [5, 6].



Şekil 1.2. Aktif güç filtresi gösterim şeması



Şekil 1.3. Aktif güç filtresi yük bağlantı şeması

Aktif güç filtresi (AGF), bir d.a. depolama elemanından beslenir ve bir d.a. güç kaynağı gerektirmez. Genellikle AGF akım ve gerilim harmoniklerini kompanze etmek için kullanılmaktadır. Bununla birlikte reaktif güç kompanzasyonu, akım ve gerilim dengesizlikleri ve nötr akımı kompanzasyonu için de kullanılmaktadır. AGF doğrusal olmayan yükün ürettiği akım harmoniklerinin devreye etkilerini azaltabilmekte, reaktif güç çekebilmekte veya üretebilmektedir. AGF temel olarak Şekil 1.2’de görülen gerilim kaynaklı eviriciden oluşmaktadır. Eviricinin d.a. tarafındaki C_{DC} kondansatörü bir d.a. enerji depolama elemanı olarak çalışmaktadır. Bu kondansatör uçlarında sabit bir doğru gerilim sağlamak ve AGF kayıplarını karşılamak için şebekeden yalnızca küçük bir akım çekilir. Güç sistemi ve evirici arasında bağlı hat indüktansları (L_C) ise AGF akımlarının denetlenebilmesini sağlamaktadır [6].

Şekil 1.3’te görüldüğü gibi AGF sistemi, harmonik kaynağı olarak kabul edilen doğrusal olmayan yüke (doğrultucu) paralel bağlı üç fazlı köprü evirici devresinden oluşmaktadır. AGF ile güç sistemi arasındaki bağlantı, evirici ve güç kaynağı arasındaki filtre indüktansları ile sağlanmaktadır. Üç fazlı gerilim kaynaklı köprü evirici, 6 adet diyot ile ters paralel bağlı 6 adet yarı iletken anahtardan oluşmaktadır. AGF, a.a. güç sistemine yük akım harmoniklerinin aynı genliğinde ve ters fazda harmonik akımlar vermektedir [6].

1.1. Tezin Amacı

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonundaki anahtarlama frekansından ve doğrusal olmayan yüklerden kaynaklanan üç fazlı gerilim kaynaklı evirici çıkışındaki üç faz gerilim harmoniklerinin elimine edilmesidir.

1.2. Tezin İçeriği

Tezin ilk bölümünde harmonik kavramı, harmonikle ilgili literatür bilgileri ve tezin amacına değinilmiştir.

İkinci bölümde gerilim kaynaklı eviricinin çalışma şekillerine değinilmiştir. Eviricinin bacak sayısına göre çıkış geriliminin nasıl değıştiği gösterilmiştir.

Üçüncü bölümde sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SDGM) ve uzay vektör darbe genişlik modülasyonuna (UVDGM) değinilip, UVDGM yöntemi anlatılmış ve UVDGM modülasyon sinyalleri Fırat Üniversitesi'nin 585775 lisans numaralı Matlab/Simulink simulasyon programıyla elde edilmiştir.

Dördüncü bölümde üç fazlı yıldız bağlı direnç yükünü besleyen ve UVDGM tekniği ile kontrol edilen gerilim kaynaklı eviricinin çıkış gerilimi ve harmonik yapısı incelenmiştir. Anahtarlama frekansı ve çözümleme hızından kaynaklanan harmonikler hem Matlab/Simulink simulasyon programında hem de deneysel olarak ikinci dereceden alçak geçiren filtreyle elimine edilmiştir.

Beşinci bölümde ana ve diğer harmonik genliklerini kontrol etmek amacıyla senkron referans kontrolü yöntemi uygulanmıştır. Bu yöntem ile hem doğrusal hem de doğrusal olmayan yüklerin oluşturduğu harmonik genlikleri elimine edilmiş ve ana harmonik denetimi yapıp istenilen ana harmonik değeri elde edilmiştir.

2. GERİLİM KAYNAKLI EVİRİCİ

Eviricilerin ana işlevi doğru gerilimli veya akımlı bir güç kaynağından alternatif gerilim veya akım üretmektir. Eviricinin çıkışındaki alternatif dalga şeklinin genlik, frekans ve fazı kontrol edilebilir. Eviriciler hız ayarlı sürücüler, kesintisiz güç kaynakları aktif filtreler ve gerilim dengeleyicilerinde kullanılır [10].

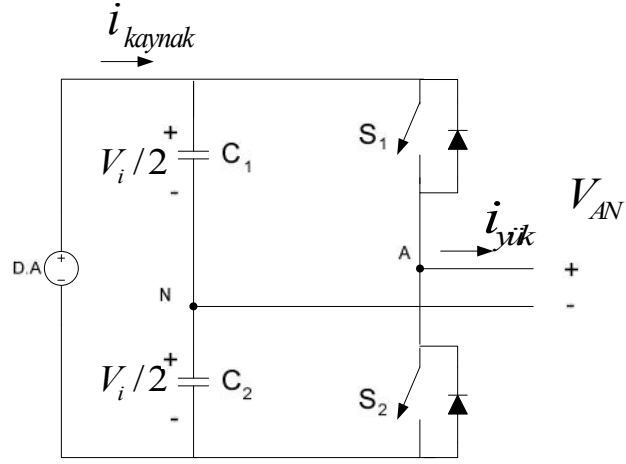
Eviricinin çıkışındaki dalga şeklinin tipine göre akım kaynaklı ve gerilim kaynaklı olmak üzere iki tip evirici vardır. Bağımsız bir şekilde kontrol edilen alternatif çıkış; gerilim ise evirici gerilim kaynaklı, akım ise evirici akım kaynaklıdır. Gerilim kaynaklı eviricilerin kendisi doğal olarak gerilim kaynağı gibi davrandığı için endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılır. Akım kaynaklı evirici ise yüksek kaliteli gerilim dalga şeklinin istendiği orta gerilim uygulamalarında kullanılır. Bu eviriciler güç anahtarlarından meydana geldiği için çıkış dalga şekilleri ayrık değerlerden oluşur. Buda çıkış dalga şeklini pürüzlü yapar [11].

2.1. Tek Fazlı Gerilim Kaynaklı Eviriciler

Tek fazlı gerilim kaynaklı eviriciler yarım köprü ve tam köprü topolojisinde bulunur. Tek fazlı gerilim kaynaklı eviricilerin kapsadığı güç aralığı düşük olmasına rağmen, tek fazlı kesintisiz güç kaynaklarında yaygın olarak kullanılır [12].

2.1.1. Yarım Köprü Gerilim Kaynaklı Evirici

Nötr bir N noktası oluşturmak için iki büyük kapasitenin gerekli olduğu yarım köprü gerilim kaynaklı evirici topolojisi şekil 2.1'de verilmiştir. Gerilim kaynağının kısa devre olmaması için şekil 2.1'de gösterilen S_1 ve S_2 anahtarlarının aynı anda iletimde olmaması gerekir. Anahtarların durumuna göre çıkış gerilimi tablo 2.1'de verilmiştir [13].



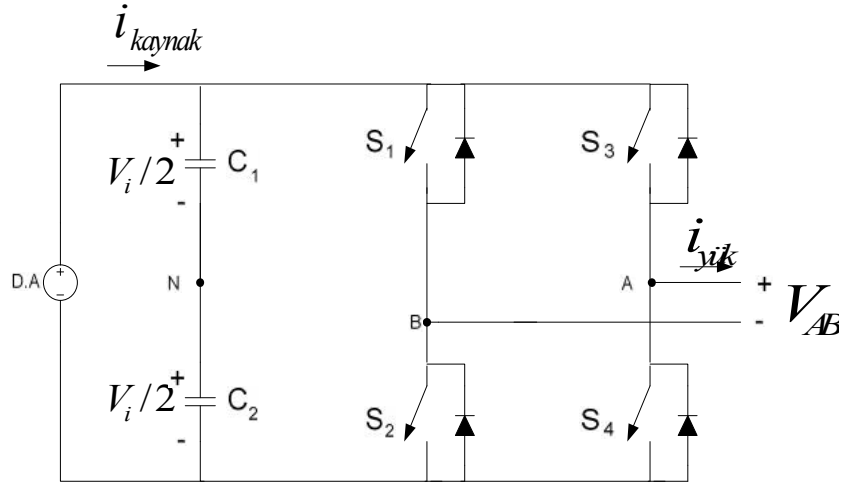
Şekil 2.1. Tek fazlı yarım köprü gerilim kaynaklı evirici

Tablo 2.1. Tek fazlı yarım köprü gerilim kaynaklı eviricinin anahtarlama durumları

Anahtarlama Durumu	Çıkış Gerilimi
S_1 iletimde, S_2 kesimde	$+V_i/2$
S_2 iletimde, S_1 kesimde	$-V_i/2$
S_1 iletimde, S_2 iletimde	0

2.1.2. Tek Fazlı Tam Köprü Gerilim Kaynaklı Evirici

Şekil 2.2 tek fazlı tam köprü gerilim kaynaklı eviricinin güç topolojisini göstermektedir. Bu evirici tek fazlı yarım köprü gerilim kaynaklı eviriciye benzer fakat iki bacaklı bir yapıya sahiptir. Yarım köprü eviricideki anahtarlama yapısı tam köprü eviricide geçerlidir. Bu yüzden gerilim kaynağının kısa devre olmaması için aynı bacadaki anahtarların farklı zamanlarda iletimde olması gerekir. Tablo 2.2’de anahtarların durumuna göre çıkış geriliminin aldığı değerler verilmiştir [13].



Şekil 2.2. Tek fazlı tam köprü gerilim kaynaklı evirici

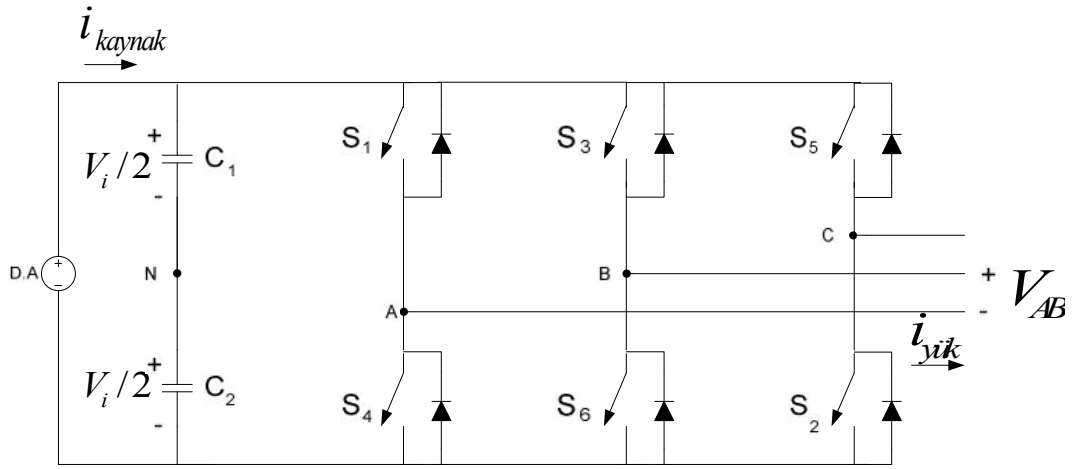
Tablo 2.2. Tek fazlı tam köprü gerilim kaynaklı eviricinin anahtarlama durumları

Anahtarlama Durumu	A Bacağındaki Gerilim	B Bacağındaki Gerilim	Çıkış Gerilimi (V_{AB})
S_1 ve S_4 iletimde S_2 ve S_3 kesimde	$+V_i/2$	$-V_i/2$	$+V_i$
S_2 ve S_3 iletimde S_1 ve S_4 kesimde	$-V_i/2$	$+V_i/2$	$-V_i$
S_1 ve S_3 iletimde S_2 ve S_4 kesimde	$+V_i/2$	$+V_i/2$	0
S_1 ve S_3 iletimde S_2 ve S_4 kesimde	$-V_i/2$	$-V_i/2$	0

2.2. Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı Evirici

Kesintisiz alternatif akım (a.a.) güç kaynakları ve a.a. motor sürücüleri gibi uygulamalarda, üç fazlı yükleri beslemek için üç fazlı eviriciler yaygın olarak kullanılır. Çıkışı birbirinden 120° (temel frekansa göre) kaydırılmış, üç adet bir fazlı evirici ile de üç fazlı yük beslenebilir. Bu düzenleme ancak belirli durumlarda yapılabilir; ya üç fazlı çıkış transformatörüne, ya da yükün her üç fazına da ayrı olarak girişe ihtiyaç vardır. Genel olarak uygulamada böyle bir durum söz konusu değildir. Ayrıca üç fazlı eviricide 6 anahtarla yapılacak sürme devresi 3 tane tek fazlı eviriciyle yapılırsa 12 tane anahtara gereksinim duyulur [13].

Standart üç fazlı gerilim kaynaklı evirici topolojisi şekil 2.3'te ve sekiz anahtarlama durumu tablo 2.3'te verilmiştir. Tek fazlı eviricilerdeki anahtarlama koşulları üç fazlı gerilim kaynaklı evirici için de geçerlidir. Tablo 2.3'te verilen sekiz anahtarlama durumundan ikisi (durum 7 ve 0) sıfır alternatif hat gerilim üretir. Diğer durumlar sıfır olmayan alternatif çıkış gerilimi üretir. İstenen dalga şeklini üretmek için anahtarlar belirli periyotlar halinde ilettime geçer. Böylece çıkış gerilimlerinin değeri $+V_i$, 0 ve $-V_i$ arasında değişir. İstenen çıkış gerilimi için hangi anahtarın ilettime gireceğini modülasyon tekniği belirler [10, 13].



Şekil 2.3. Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici

Tablo 2.3. Üç fazlı gerilim kaynaklı eviricinin anahtarlama durumları

Anahtarlama Durumu	Durum	A Bacağındaki Gerilim	B Bacağındaki Gerilim	C Bacağındaki Gerilim	Çıkış Gerilimi (V_{AB})
S_1, S_2, S_6 iletimde S_3, S_4, S_5 kesimde	1	$+V_i/2$	$-V_i/2$	$-V_i/2$	$+V_i$
S_1, S_2, S_3 iletimde S_4, S_5, S_6 kesimde	2	$+V_i/2$	$+V_i/2$	$-V_i/2$	0
S_2, S_3, S_4 iletimde S_1, S_5, S_6 kesimde	3	$-V_i/2$	$+V_i/2$	$-V_i/2$	$-V_i$
S_3, S_4, S_5 iletimde S_1, S_2, S_6 kesimde	4	$-V_i/2$	$+V_i/2$	$+V_i/2$	$-V_i$
S_4, S_5, S_6 iletimde S_1, S_2, S_3 kesimde	5	$-V_i/2$	$-V_i/2$	$+V_i/2$	0
S_1, S_5, S_6 iletimde S_2, S_3, S_4 kesimde	6	$+V_i/2$	$-V_i/2$	$+V_i/2$	$+V_i$
S_1, S_3, S_5 iletimde S_4, S_6, S_2 kesimde	7	$+V_i/2$	$+V_i/2$	$+V_i/2$	0
S_4, S_6, S_2 iletimde S_1, S_3, S_5 kesimde	0	$-V_i/2$	$-V_i/2$	$-V_i/2$	0

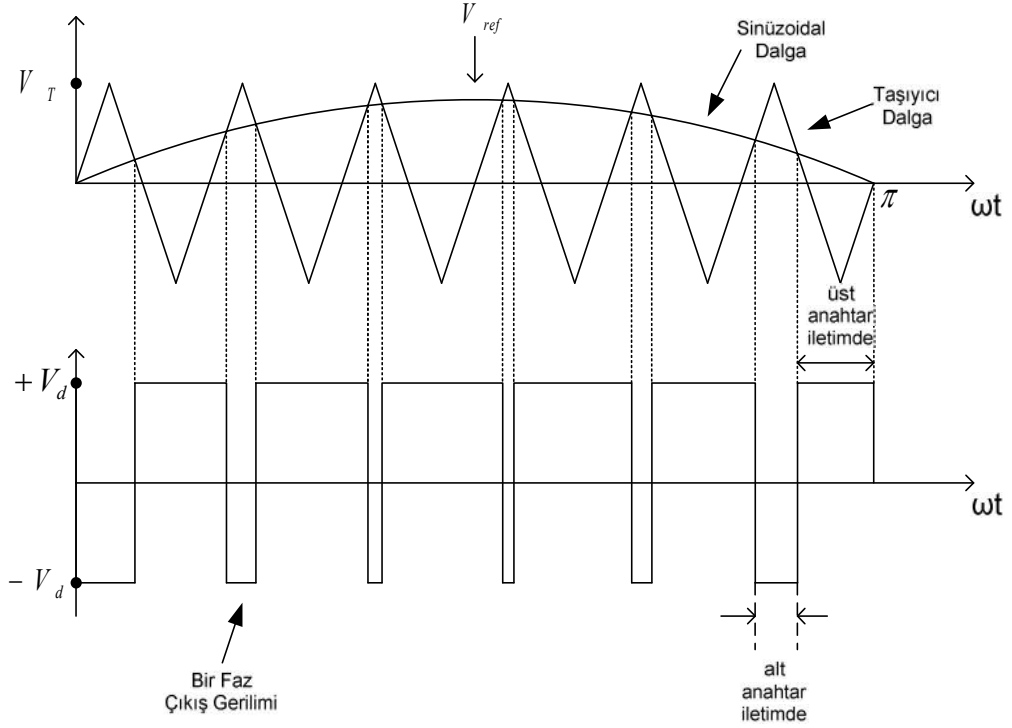
3. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU

Darbe genişlik modülasyonu (DGM) teknikleri eviricileri kontrol etmek için günümüzde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. DGM’de evirici çıkış geriliminin genliği ve frekansının kontrol edilir. Günümüzde en yaygın olarak kullanılan DGM teknikleri sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SDGM) ve uzay vektör darbe genişlik modülasyonudur (UVDGM) [10].

3.1. SDGM

Bu DGM metodu en temel ve en iyi bilinen metottur. SDGM metodunda şekil 3.1’de gösterildiği gibi bir referans sinüzoidal dalga yüksek frekanslı bir taşıyıcı üçgen dalgayı modüle etmek için kullanılmaktadır. Referans sinüzoidal dalga ile taşıyıcı üçgen dalga karşılaştırılarak anahtarlar için anahtarlama süreleri belirlenir. Üç fazlı eviricilerde her bir faz için aynı taşıyıcı üçgen dalga kullanılır. Şekil 3.1’de gösterildiği gibi referans sinüzoidal dalga taşıyıcı üçgen dalgadan büyük olduğu durumda eviricinin bir kolundaki üst anahtar iletime geçer, taşıyıcı dalganın daha büyük olduğu durumda ise alt anahtar iletime geçmektedir. Alt ve üst anahtarların iletime ve kesime girdikleri anda kısa devre durumlarını önlemek için anahtarlama anlarında bir ölü zaman bölgesi bırakmalıdır, bu durum şekil 3.1’de ihmal edilmiştir [10, 11].

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



Şekil 3.1. SDGM prensip şeması

3.2. UVDGM

Uzay vektör modülasyon tekniği, üç fazlı eviricilere uygulanan darbe genişlik modülasyonuna bir vektör yaklaşımı olarak geliştirilmiştir. UVDGM düşük toplam harmonik bozulumu ile yüke daha yüksek genlikte çıkış gerilimi sağladığı için en popüler modülasyon tekniğidir [14].

UVDGM dijital uygulamalardaki kolay uygulanabilme özelliği, çıkış faz-faz gerilimi için en geniş doğrusal modülasyon alanına sahip olması ve düşük anahtarlama kayıplarından dolayı tercih edilir. Fakat uygulamasının bazı güçlükleri de vardır. Örneğin kompleks koordinat dönüşümleri, trigonometrik fonksiyon hesapları, sektör bölgelerini hesaplama ve gerçek anahtarlama zamanlarının sürekli hesaplanması gibi zorlukları vardır [13, 14].

UVDGM tekniği hakkında daha kapsamlı bilgi bölüm 3.4'ten bölüm 4'e kadar olan kısımlarda verilmiştir.

3.3. SDGM ve UVDGM Tekniklerinin Karşılaştırılması

SDGM

1. SDGM için taşıyıcı sinyale ihtiyaç vardır.
2. Doğrusal modülasyon sabitinin (m) üst sınırı 1 dir. ($0 < m < 1$)
3. Aşırı modülasyon aralığı doğrusal olmayan özellik gösterir.
4. En düşük harmonik dalgalanmalar $0 < m < 0.4$ aralığındadır.
5. Uygulaması kolaydır.
6. Analog olarak uygulanır. (düzenli örnekleme yöntemi ile dijital olarak uygulanır)

UVDGM

1. UVDGM için taşıyıcı sinyale ihtiyaç yoktur.
2. Doğrusal modülasyon bölgesi SDGM ye göre daha geniştir. ($0 < m < 1.2732$)
3. Aşırı modülasyonda kare dalgaya kadar kolayca doğrusalaştırma olanağı vardır.
4. En düşük harmonik dalgalanmalar doğrusal bölgededir.
5. Yoğun karmaşık hesaplar içerir.
6. Dijital olarak uygulanır.

3.4. Uzay Vektör Kavramı

Uzay vektör kavramı evirici çıkış gerilimini modüle etmek için kullanılan a.a. makinalarının dönel alanından türetilmiştir. Bu modülasyon tekniğinde üç faz büyüklükler senkron referans veya durağan referans olarak iki faz büyüklüğe dönüştürülür. Bu iki faz büyüklükten referans vektörün genliği ve açısı belirlenir. Genelde referans vektörün belirlenmesi için durağan referans tercih edilir [10, 11, 15].

Üç faz gerilim bileşenleri denklem (3.1)'de gösterilmiştir.

$$V_a = V_m \sin \omega t$$

$$V_b = V_m \sin(\omega t - 2\pi / 3) \quad (3.1)$$

$$V_c = V_m \sin(\omega t - 4\pi / 3)$$

Bu üç faz gerilim a.a. makinesine uygulandığında a.a. makinesinin hava aralığında dönen bir akı üretir. Bu dönen akı bileşeni dönen tek bir gerilim vektörü olarak temsil edilir. Dönen vektörün genlik ve açısı *Clark* dönüşümü vasıtasıyla bulunur. Karmaşık

düzlemde dönen referans vektörün gösterimi şekil 3.3'te verilmiştir. Üç faz büyüklüğün uzay vektör olarak gösterimi denklem (3.2)'de verilmiştir.

$$\overline{V}^* = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_a + aV_b + a^2V_c), \quad a = e^{j2\pi/3} \quad (3.2)$$

$$|\overline{V}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2}, \quad \theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \quad (3.3)$$

$$|\overline{V}| = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_a + e^{j2\pi/3}V_b + e^{-j2\pi/3}V_c) \quad (3.4)$$

$$V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}\left(V_a + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)V_b + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)V_c\right) + j\frac{2}{3}\left(\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)V_b - \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)V_c\right) \quad (3.5)$$

Denklem (5) reel ve imajiner olarak ayrılırsa;

$$V_\alpha = \frac{2}{3}\left(V_a + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)V_b + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)V_c\right) \quad (3.6)$$

$$V_\beta = \frac{2}{3}\left(\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)V_b - \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)V_c\right) \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

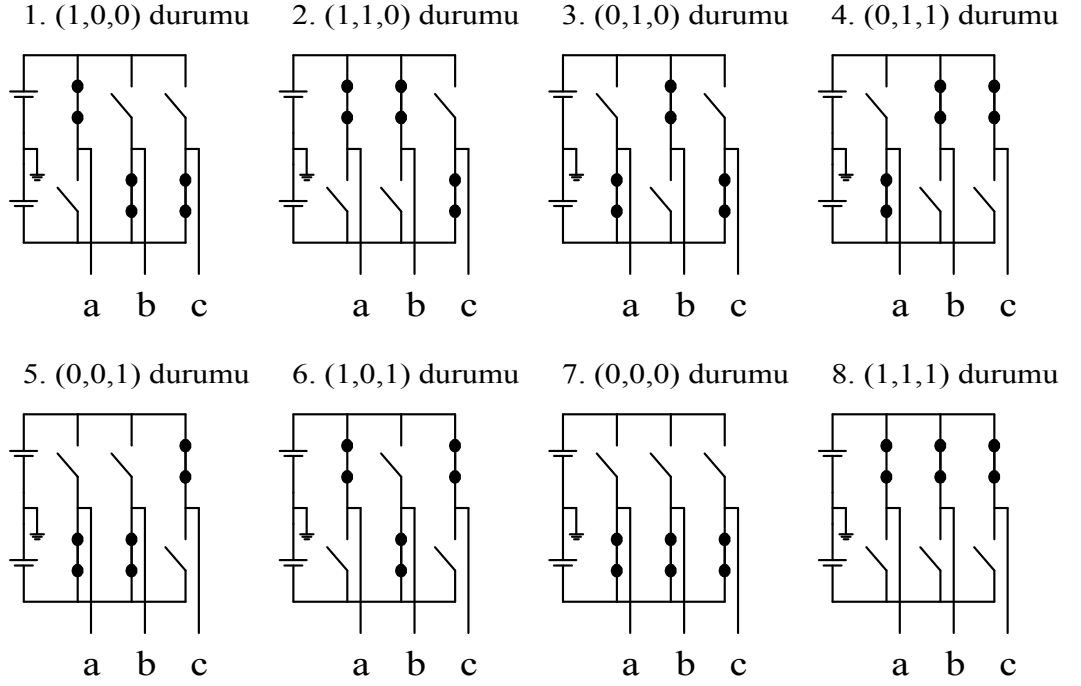
UVDM tekniği, her bir anahtarlama periyodunda kendisine en yakın olan iki aktif-durum vektörleri ve sıfır-durum vektörlerine göre dönen referans vektör yaklaşımı yapmaktadır. Eviricinin a kolu için üstteki anahtarın iletimde olduğunu, b ve c kolları için ise alttaki anahtarların iletimde olduğunu kabul edelim. Böylece a, b, c kolları için kutup gerilimleri sırasıyla; $V/2$, $-V/2$, $-V/2$ olmaktadır. Bu durum $(1,0,0)$ \overline{V}_1 gerilim vektörüne karşılık gelmektedir. (3.10) denklemindeki tanıma göre 1. sektördeki gerilim vektörü:

$$\overline{V}_1 = \frac{2}{3}Ve^{j0} \text{ dir.}$$

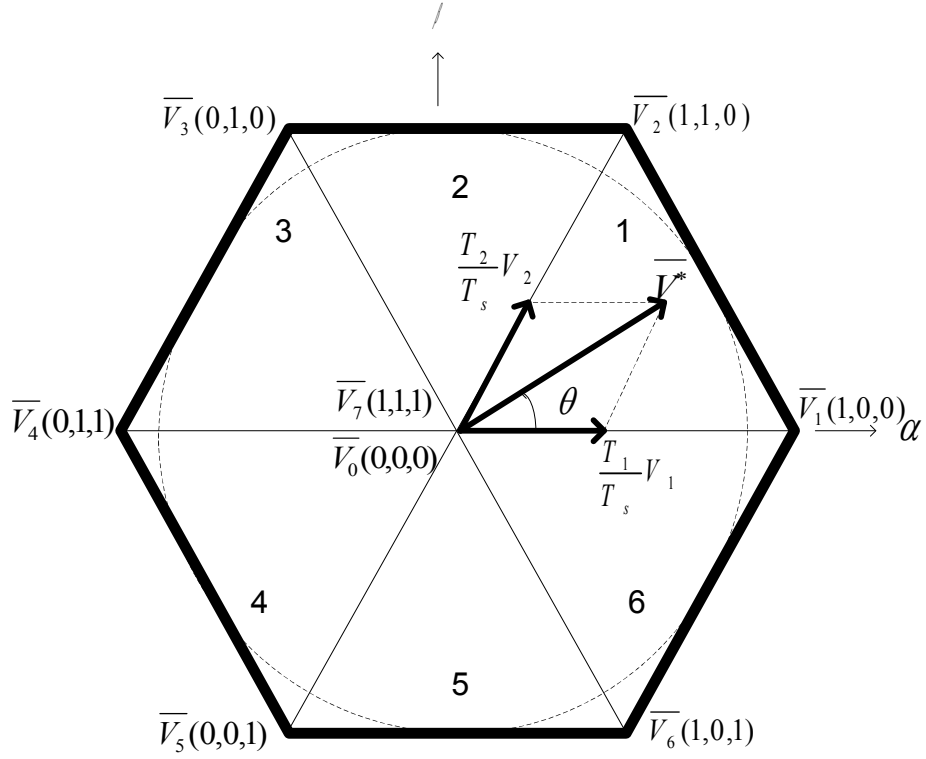
Bu varsayımlar tekrarlanarak aktif durum vektörleri $(\overline{V}_1 - \overline{V}_6)$ ve sıfır durum vektörleri $(\overline{V}_0$ ve $\overline{V}_7)$ oluşturulur. Aktif durum vektörleri (3.10) denklemindeki 'k' sabitleri yerine yazıldığında, elde edilen bu vektörlerle, altı eşit sektöre sahip düzenli bir altıgen oluşturmaktadır [17].

Evirici devresindeki 8 olası anahtarlama durumu şekil 3.2’de verilmiştir. Şekil 3.3’de ise aktif durum ve sıfır durum vektörleri için gerilim vektör uzayı görülmektedir.

$$\overline{V}_k = \frac{2V}{3} e^{j(k-1)\frac{2\pi}{3}} \quad (k = 1, \dots, 6) \quad (3.10)$$



Şekil 3.2. UVDGM tekniğinde kullanılan olası sekiz anahtarlama durumu



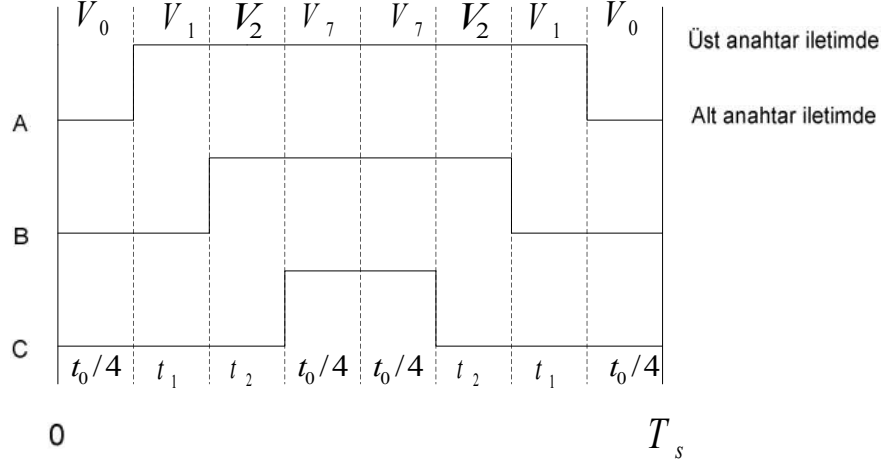
Şekil 3.3. Gerilim vektör uzayı

UVDGM tekniğinde, altıgen içerisindeki bütün \overline{V}_k vektörleri kendisine bitişik olan iki aktif vektörün ağırlıklı olarak birleşiminden ve sıfır-durum vektörleri arasındaki anahtarlama ile gerçekleştirilebilir. Bu anahtarlama da ki düzen k (sektör no) tek ise $\overline{V}_0, \overline{V}_k, \overline{V}_{k+1}, \overline{V}_7, \overline{V}_7, \overline{V}_{k+1}, \overline{V}_k, \overline{V}_0$; k çift ise $\overline{V}_0, \overline{V}_{k+1}, \overline{V}_k, \overline{V}_7, \overline{V}_7, \overline{V}_k, \overline{V}_{k+1}, \overline{V}_0$; şeklinde olmalıdır (burada k=6 için k+1 değeri 1 alınır). Böylece optimum harmonik performansı ve minimum anahtarlama frekansını elde etmek için bir sektörden bir sonraki sektöre geçişte eviricinin sadece bir kolundaki anahtarlama durumları değişmektedir. Anahtarlama periyodu daima bir sıfır durum anahtarlama ile başlar ve biter. Aynı zamanda, anahtarlama bütün periyot boyunca simetriktr [17].

3.5. Gerilim Vektörlerinin Uygulanacağı Zaman Sürelerinin Hesaplanması

UVDGM tekniğinin en önemli kısmı, aktif ve sıfır durum sürelerinin her bir anahtarlama periyodunda hesaplanması stratejisidir. Bu sürelerin hesaplanması için şekil 3.3'te gerilim vektör uzayındaki sektör 1'i göz önüne alalım. Bu sektör için uygulanan

gerilim vektörlerinin aktif ve sıfır durum sürelerine göre anahtarlama düzeni şekil 3.4'te verilmiştir.



Şekil 3.4. Bir anahtarlama periyodu için sektör 1'deki anahtarlama düzeni

Denklem (3.11)'den bir anahtarlama periyodu için referans vektör geriliminin ortalama değerinden giderek aktif ve sıfır durum süreleri hesaplanır [15].

$$\int_0^{t_s} \vec{V}^* dt = \int_0^{t_1} \vec{V}_1 dt + \int_{t_1}^{t_1+t_2} \vec{V}_2 dt + \int_{t_1+t_2}^{t_s} \vec{V}_0 dt \quad (3.11)$$

$$t_s \vec{V}^* = t_1 \vec{V}_1 + t_2 \vec{V}_2 \quad (3.12)$$

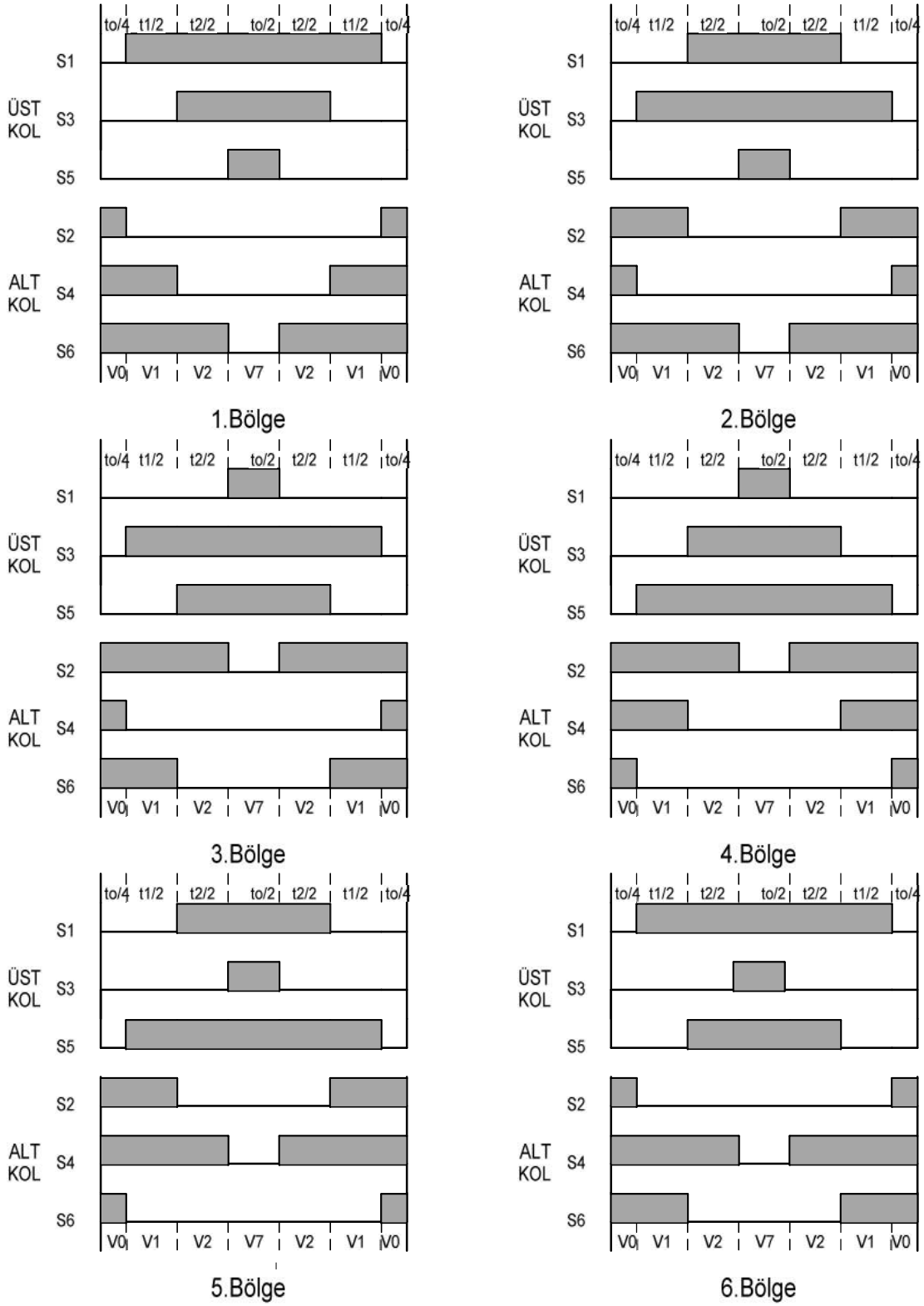
$$t_s \left| \vec{V}^* \right| \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = t_1 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + t_2 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$t_1 = t_s a \frac{\sin(\pi/3 - \theta)}{\sin(\pi/3)} \quad (3.14)$$

$$t_2 = t_s a \frac{\sin(\theta)}{\sin(\pi/3)} \quad (3.15)$$

$$t_0 = t_s - (t_1 + t_2), \quad \left(t_s = \frac{1}{f_s}, a = \frac{\left| \vec{V}^* \right|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \right) \quad (3.16)$$

Bütün sektörlerin bir periyot için anahtarlama düzenleri şekil 3.5'te verilmiştir. Anahtarların iletimde kalma süreleri ise tablo 3.1'de verilmiştir.



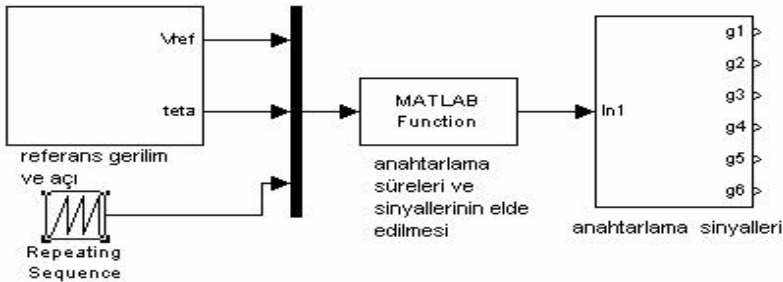
Şekil 3.5. Gerilim uzay vektörünün bütün sektörleri için anahtarlama düzenleri

Tablo 3.1. Anahtarların iletimde kalma süreleri

Bölge No	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	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_2 + T_0 / 2$

3.6. UVDGM Anahtarlama Sinyallerinin Matlab/Simulink Programıyla Elde Edilmesi

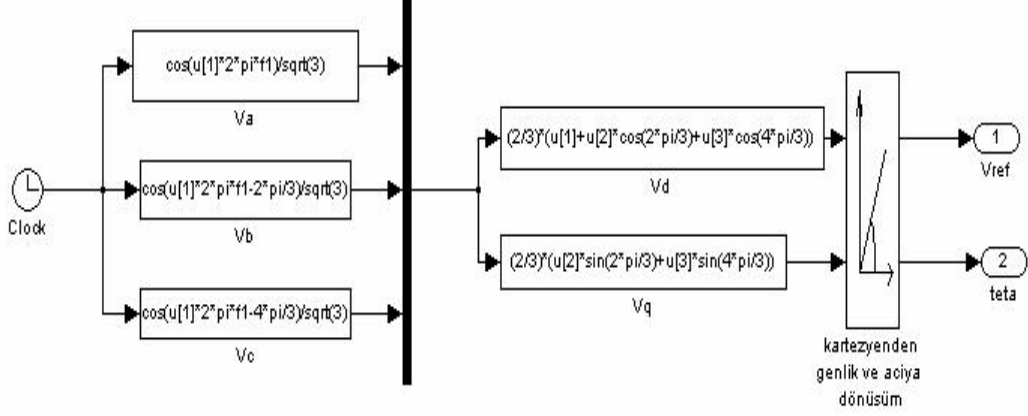
Şekil 3.6’da, Matlab/Simulink programıyla UVDGM anahtarlama süreleri ve sinyallerinin elde edilmesi için kullanılan bloklar gösterilmiştir.



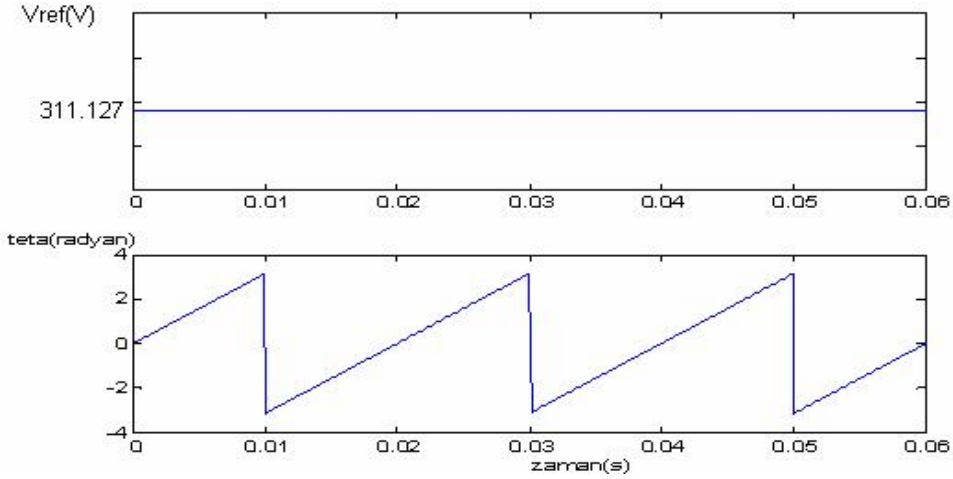
Şekil 3.6. Matlab/Simulink ile UVDGM anahtarlama sinyallerinin elde edilmesi

3.6.1. Referans Gerilim ve Açının Elde Edilmesi

Şekil 3.7’de referans gerilim ve açı isimli blok kullanılmıştır. Bu bloğun çıkışından elde edilen işaretler şekil 3.8’de verilmiştir.



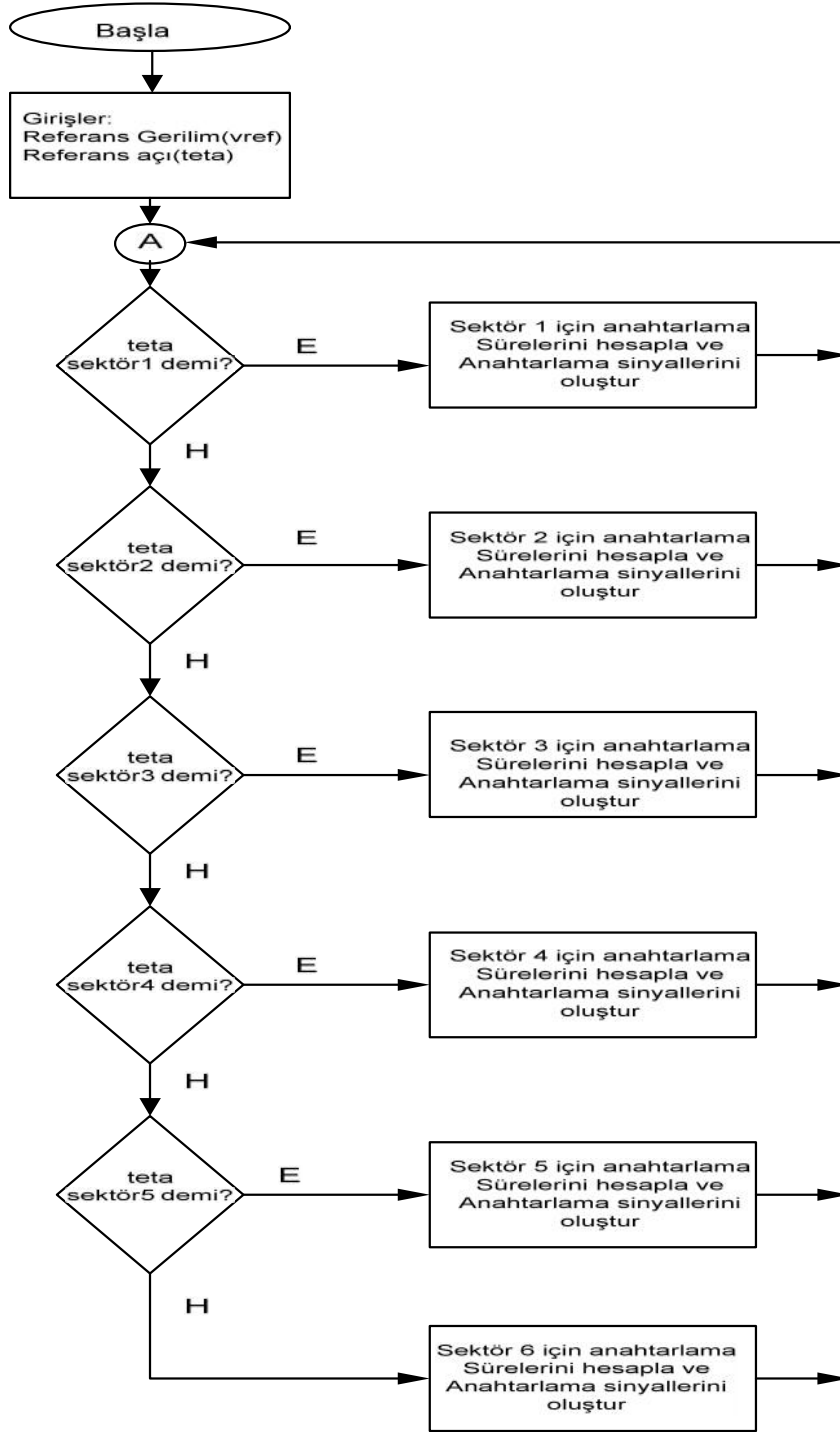
Şekil 3.7. Referans gerilim ve açı bloğunun iç kısmı



Şekil 3.8. Referans gerilim ve açının zamana göre değişimleri

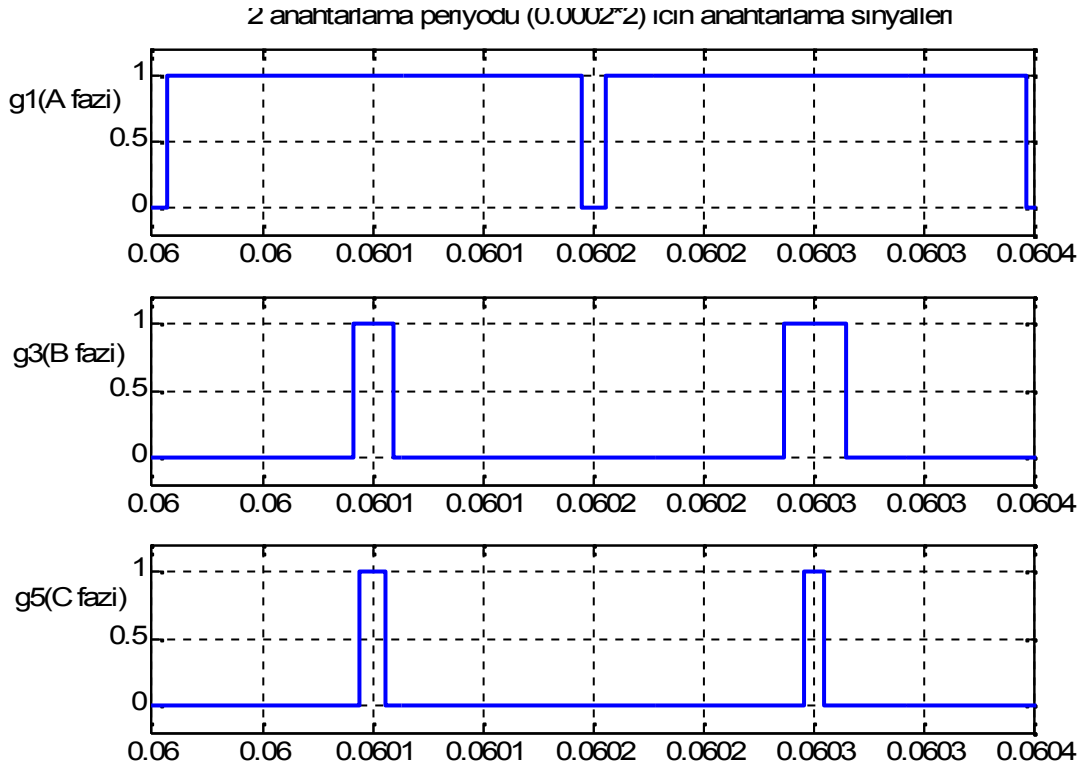
3.6.2. Anahtarlama Zamanlarının ve Sinyallerinin Elde Edilmesi

Bu kısımda anahtarlama zamanlarının ve sinyallerinin elde edilmesi için matlab fonksiyon bloğu kullanılır. V_{ref} ve teta değerleri matlab fonksiyon bloğunun girişidir. Bu bloktaki program EKLER kısmında ve programın akış diyagramı şekil 3.9’da verilmiştir. Bu bloğun çıkışında üç faz anahtarlama sinyali elde edilir. Bu anahtarlama sinyalleri ile üç fazlı gerilim kaynaklı evirici anahtarlanır. Eviricinin alt bacağı için gerekli olan anahtarlama sinyali üst bacağın tersidir. ($g_1 = -g_2, g_3 = -g_4, g_5 = -g_6$)

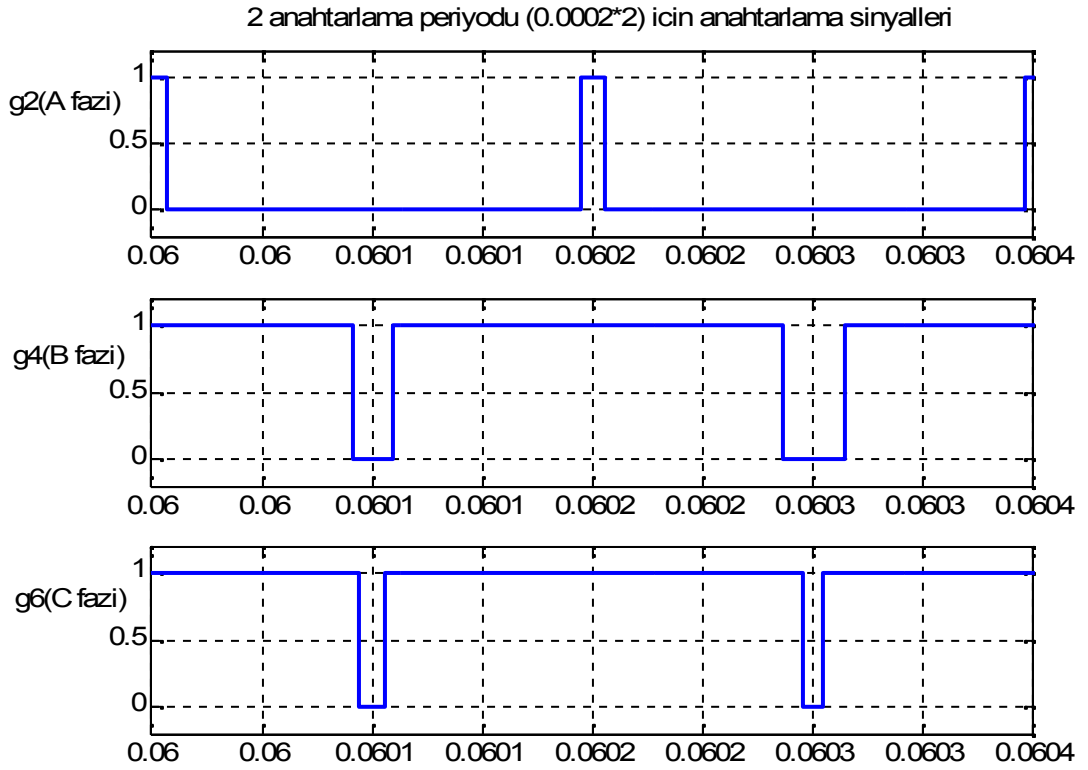


Şekil 3.9. Matlab fonksiyon programı akış diyagramı

Şekil 3.10 ve 3.11’de 2 anahtarlama periyodu için üç fazlı gerilim kaynaklı eviricinin üst ve alt anahtarlarına uygulanan anahtarlama sinyallerinin zamana göre değişimi verilmiştir.



Şekil 3.10. Üç faz gerilim kaynaklı eviricinin üst anahtarlarına uygulanan anahtarlama sinyalleri



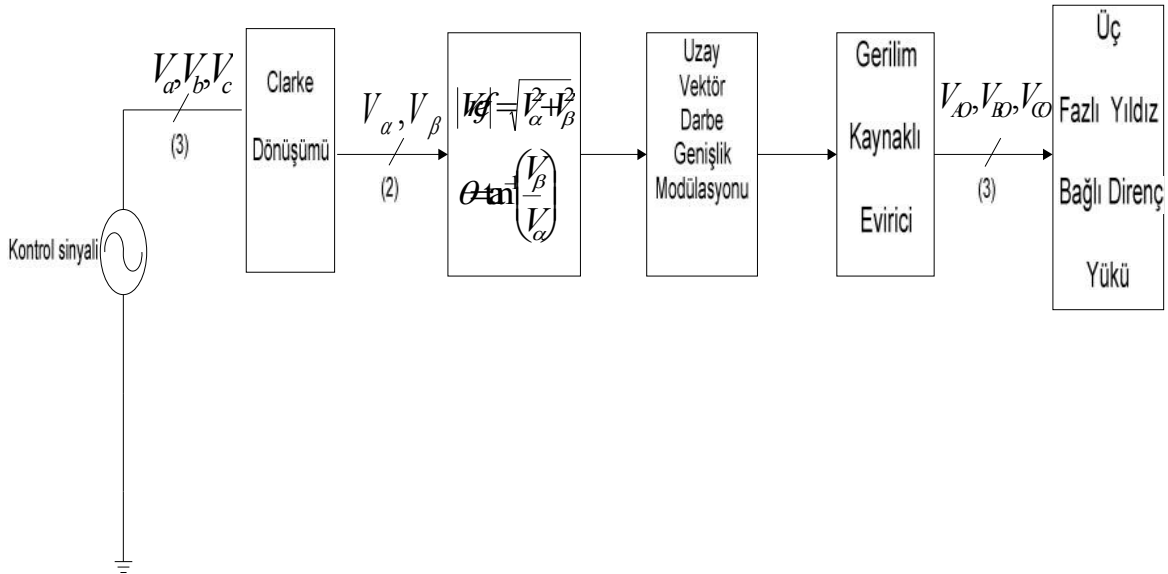
Şekil 3.11. Üç faz gerilim kaynaklı eviricinin alt anahtarlarına uygulanan anahtarlama sinyalleri

4. UVDGM TEKNİĞİ İLE KONTROL EDİLEN ÜÇ FAZLI GERİLİM KAYNAKLI EVİRİCİ ÇIKIŞ GERİLİMİNİN HARMONİK YAPISININ İNCELENMESİ VE ALÇAK GEÇİREN FİLTRE İLE ELİMİNE EDİLMESİ

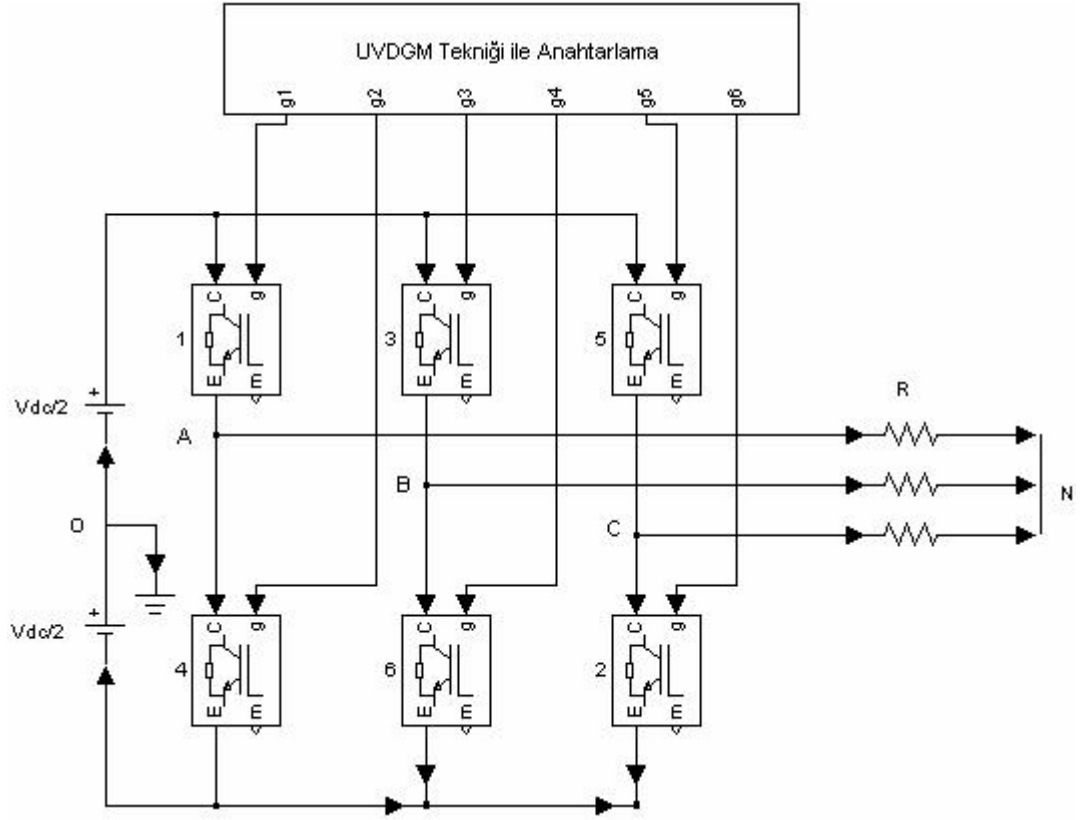
Bu bölümde uzay vektör darbe genişlik modülasyon (UVDGM) tekniği ile kontrol edilen üç fazlı gerilim kaynaklı eviricinin çıkışına üç fazlı yıldız bağlı direnç yükü bağlanıp evirici çıkışındaki kutup ve faz-nötr gerilimleri incelenecektir. Bu gerilimlerin harmonik düzeni incelenip istenmeyen harmonikler ikinci dereceden L-C alçak geçiren filtre ile elimine edilecektir. Bu uygulama hem Matlab/Simulink programında hem de deneysel olarak gerçekleştirilecektir.

4.1. Üç Fazlı Yıldız Bağlı Direnç Yüküne Uygulanan Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı Evirici Çıkış Gerilimi ve Harmonik Yapısının İncelenmesi

Matlab/Simlink programı ile uzay vektör darbe genişlik modülasyon işaretleri elde edilip üç fazlı gerilim kaynaklı evirici ile evirici kutup gerilimleri (V_{AO}, V_{BO}, V_{CO}) elde edilecektir. Bu uygulamanın gösterim şeması şekil 4.1'de Matlab/Simulink gösterim şeması şekil 4.2'de verilmiştir.

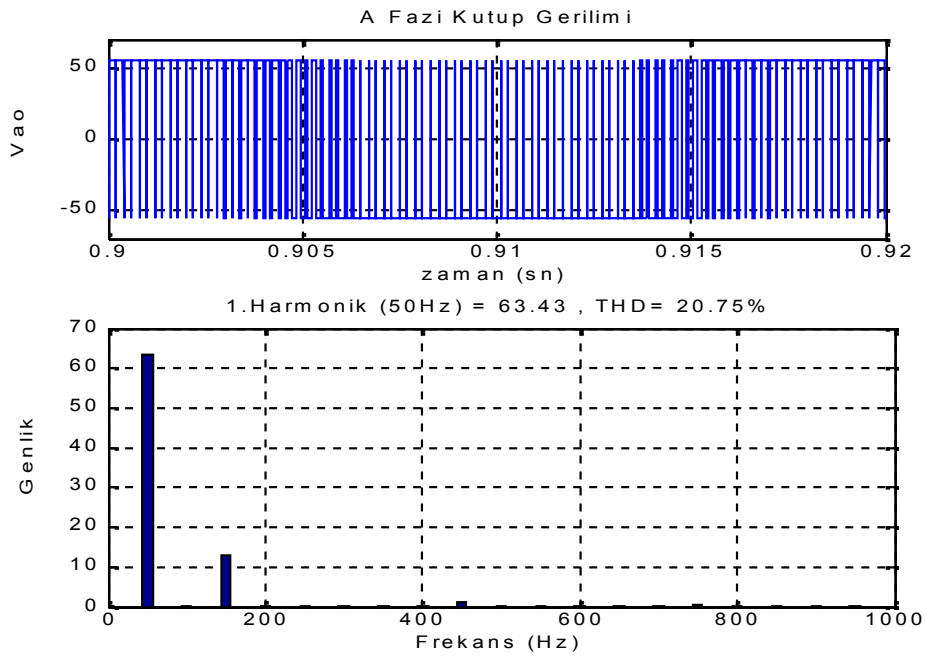


Şekil 4.1. UVDGM kontrollü gerilim kaynaklı evirici ile beslenen üç fazlı yıldız bağlı direnç yükü gösterim şeması



Şekil 4.2. UVDGM kontrollü gerilim kaynaklı evirici ile beslenen üç fazlı yıldız bağlı direnç yükü Matlab/Simulink gösterim şeması

Şekil 4.2’de V_{dc} geriliminin 110 V ve 57.2 V değerleri için üç fazlı eviricinin a fazı kutup gerilimi (V_{AO}) ve harmonik düzeni şekil 4.3’te gösterilmiştir. ($R = 96\Omega$)



Şekil 4.3. (V_{AO}) kutup gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc} = 110V$)

Şekil 4.3'te uzay vektör darbe genişlik modülasyonunun anahtarlama frekansı 5 kHz'dir. Matlab/Simulink programının çözümü hızı ise 1 MHz'dir. Matlab/Simulink programındaki güç ölçer bloğu ile hesaplanan harmonik genlikleri tablo 4.1'de verilmiştir [28].

Tablo 4.1. $V_{dc} = 110$ V için V_{AO} geriliminin harmonik listesi

Frekans (Hz)	Genlik(V)
50	63.43
100	0.04
150	13.09
200	0.11
250	0.11
300	0.01
350	0.12
400	0.11
450	1.27
500	0.04
550	0.07
600	0.01
650	0.1
700	0.12
750	0.48
800	0.07
850	0.06
900	0.14
950	0.11
1000	0

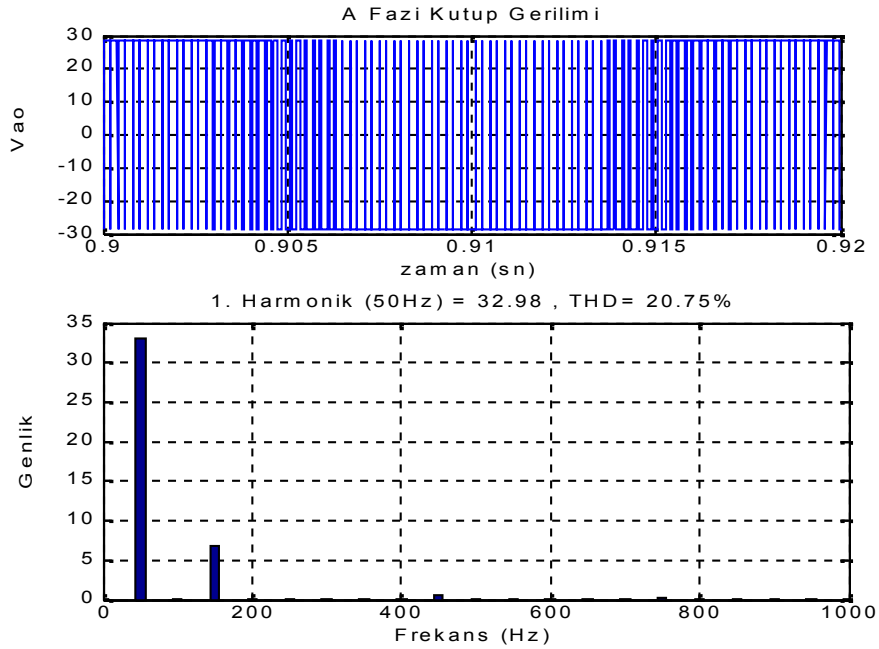
Bu değerler için V_{AO} kutup geriliminin toplam harmonik bozulumu (THD) yüzde olarak 20.75 % olarak hesaplanmıştır. Bu değer IEEE-519 standartlarına uymamaktadır. IEEE-519 standartlarına göre 69 kV'dan küçük gerilimler için THD yüzdesi en fazla %5 olarak belirlenmiştir. Bu standartlarla ilgili bilgi tablo 4.2'de verilmiştir.

$$\%THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} 100 \quad n \rightarrow n. \text{ harmonik} \quad (4.1)$$

Tablo 4.2. IEEE-519 standardına göre gerilim % THD limit tablosu

Gerilim	% THD
< 69 kV	5
69 kV – 161 kV	2.5
> 161 kV	1.5

Aynı anahtarlama frekansı ve aynı çözümle aralığı için V_{dc} geriliminin 57.2 V'luk değeri için V_{AO} geriliminin değişimi ve harmonik düzeni şekil 4.4'te verilmiştir.



Şekil 4.4. (V_{AO}) kutup gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc} = 57.2$ V)

57.2 V ve 110 V'luk V_{dc} geriliminin değerleri için THD yüzdesinin değişmediği görülmüştür. 57.2 V'luk V_{dc} gerilimi için V_{AO} kutup geriliminin harmonik düzeni tablo 4.3'te verilmiştir.

Tablo 4.3. $V_{dc} = 57.2$ V için V_{AO} geriliminin harmonik listesi

Frekans (Hz)	Genlik(V)
50	32.98
100	0.02
150	6.81
200	0.06
250	0.05
300	0.01
350	0.06
400	0.06
450	0.66
500	0.02
550	0.03
600	0
650	0.05
700	0.06
750	0.25
800	0.03
850	0.03
900	0.07
950	0.06
1000	0

Üçüncü harmonik, tablo 4.1 ve tablo 4.3'te görüldüğü gibi V_{AO} kutup geriliminde ana harmonik dışındaki en baskın harmoniktir.

Üç fazlı dengeli bir yükün bağlı olduğu altı darbeli bir eviricide kutup gerilimlerinin faz-nötr gerilimlerine dönüşümüyle faz gerilimlerimizdeki 3 ve 3 ün katı olan harmonikleri elimine ederiz [16]. Bu dönüşüm için kullanılan denklemler aşağıda verilmiştir.

$$V_{ao} = V_{an} + V_{no}$$

$$V_{bo} = V_{bn} + V_{no}$$

$$V_{co} = V_{cn} + V_{no}$$

(4.2)

Yıldız bağlı dengeli bir yükte faz-nötr gerilimlerinin toplamı sıfıra eşittir. Buna göre denklem (4.2) aşağıdaki gibi değişir.

$$V_{no} = (1/3)(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (4.3)$$

Denklem (4.3)'ü denklem (4.2)'de yerine koyup denklem (4.2)'yi tekrar düzenleyelim.

$$V_{an} = (2/3)V_{ao} - (1/3)(V_{bo} + V_{co})$$

$$V_{bn} = (2/3)V_{bo} - (1/3)(V_{ao} + V_{co}) \quad (4.4)$$

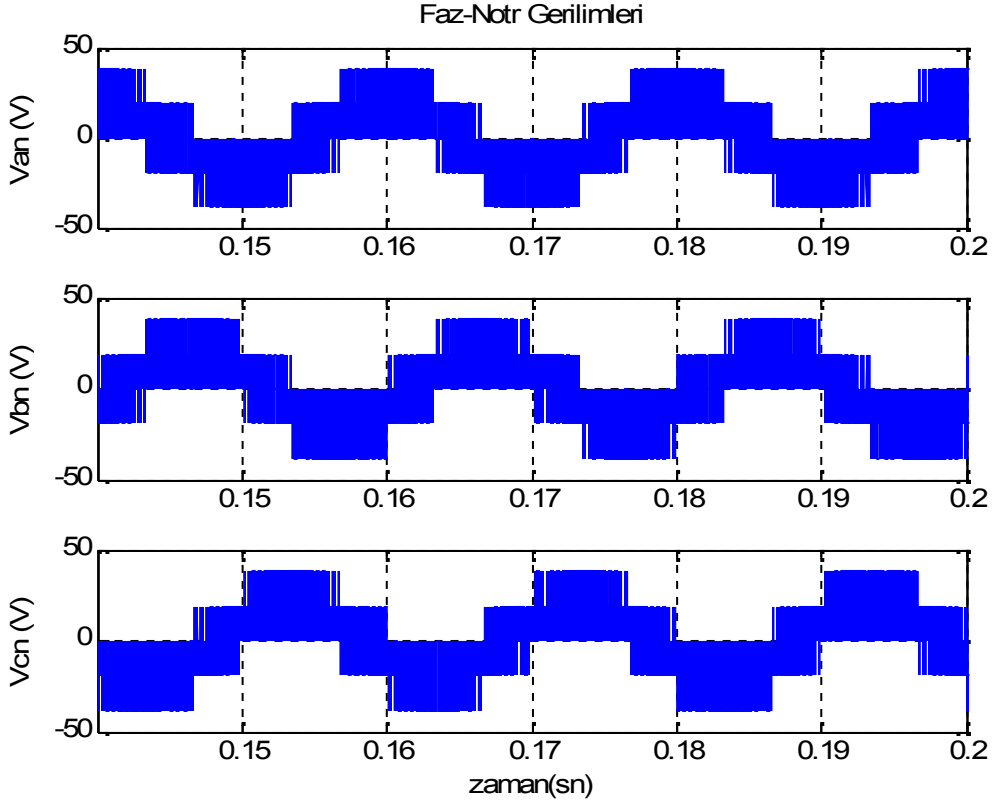
$$V_{cn} = (2/3)V_{co} - (1/3)(V_{ao} + V_{bo})$$

Tablo 4.4'te faz-nötr gerilimleri, farklı anahtarlama durumlarına göre özetlenmiştir [2]. Bu tablodaki anahtarlar numaraları şekil 4.2'de verilen eviriciye göre yazılmıştır.

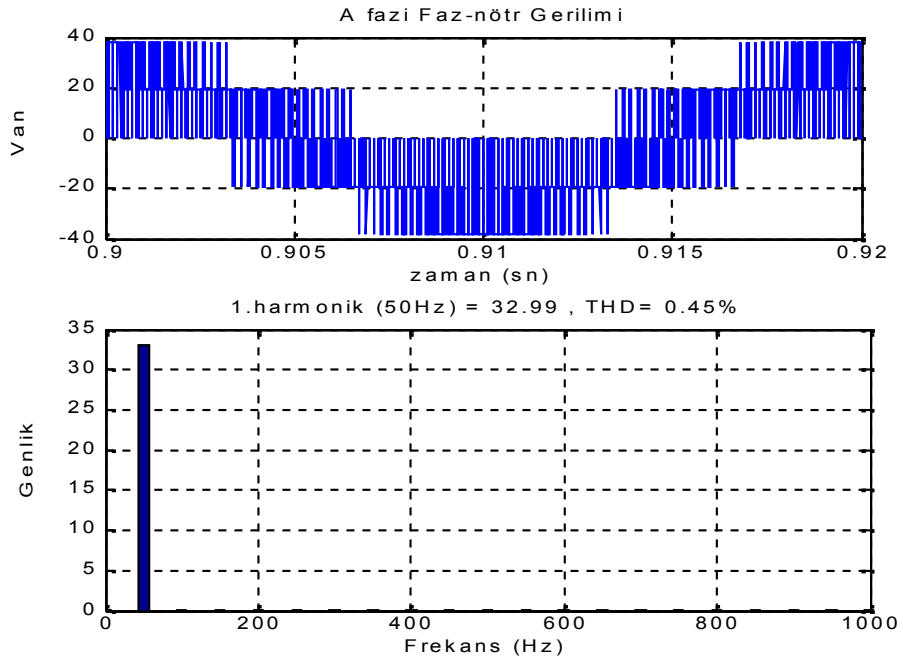
Tablo 4.4 Anahtarlama durumlarına göre faz-nötr gerilimleri

Durum	İletimdeki Anahtarlar	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
1	1,4,6	$(2/3)V_{dc}$	$-(1/3)V_{dc}$	$-(1/3)V_{dc}$
2	1,3,6	$(1/3)V_{dc}$	$(1/3)V_{dc}$	$-(2/3)V_{dc}$
3	2,3,6	$-(1/3)V_{dc}$	$(2/3)V_{dc}$	$-(1/3)V_{dc}$
4	2,3,5	$-(2/3)V_{dc}$	$(1/3)V_{dc}$	$(1/3)V_{dc}$
5	2,4,5	$-(1/3)V_{dc}$	$-(1/3)V_{dc}$	$(2/3)V_{dc}$
6	1,4,5	$(1/3)V_{dc}$	$-(2/3)V_{dc}$	$(1/3)V_{dc}$
7	1,3,5	0	0	0
0	2,4,6	0	0	0

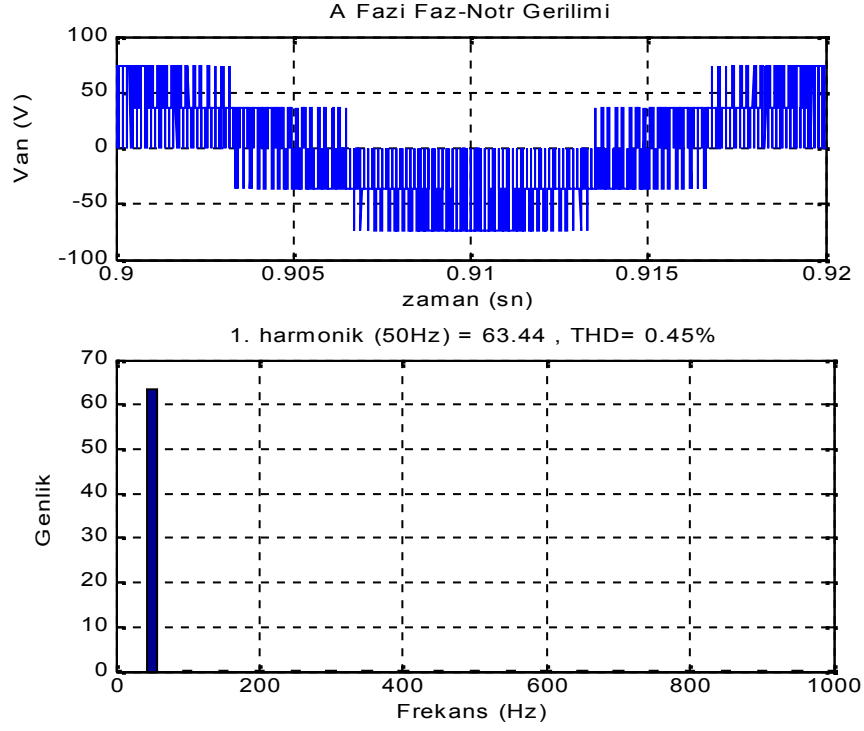
Üç fazlı dengeli 96Ω luk direnç yükünü besleyen faz-nötr gerilimlerinin zamana göre değişimi şekil 4.5'te, a fazı için harmonik düzeni şekil 4.6 ve 4.7'de verilmiştir.



Şekil 4.5. Üç faz faz-nötr gerilimlerinin zaman göre değişimi ($V_{dc} = 57.2$ V)



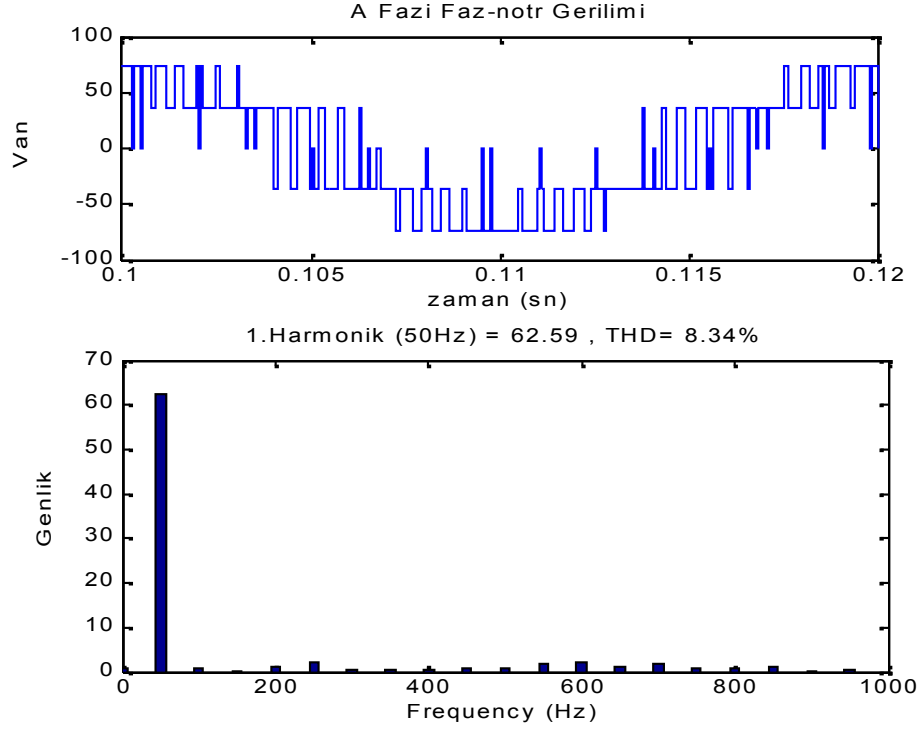
Şekil 4.6 V_{AN} faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc} = 57.2$ V)



Şekil 4.7. V_{AN} faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc}=110$ V)

Tablo 4.5 V_{AN} faz-nötr geriliminin harmonik listesi

Frekans (Hz)	V_{AN} Genlik(V) ($V_{dc} = 110$ V)	V_{AO} Genlik(V) ($V_{dc} = 57.2$ V)
50	63.44	32.99
100	0.04	0.02
150	0.04	0.02
200	0.02	0.01
250	0.11	0.06
300	0	0
350	0.11	0.06
400	0.05	0.03
450	0.04	0.02
500	0.01	0
550	0.05	0.03
600	0.04	0.02
650	0.08	0.04
700	0.05	0.02
750	0.01	0.01
800	0.01	0.01
850	0.09	0.04
900	0.12	0.06
950	0.11	0.06
1000	0.05	0.03

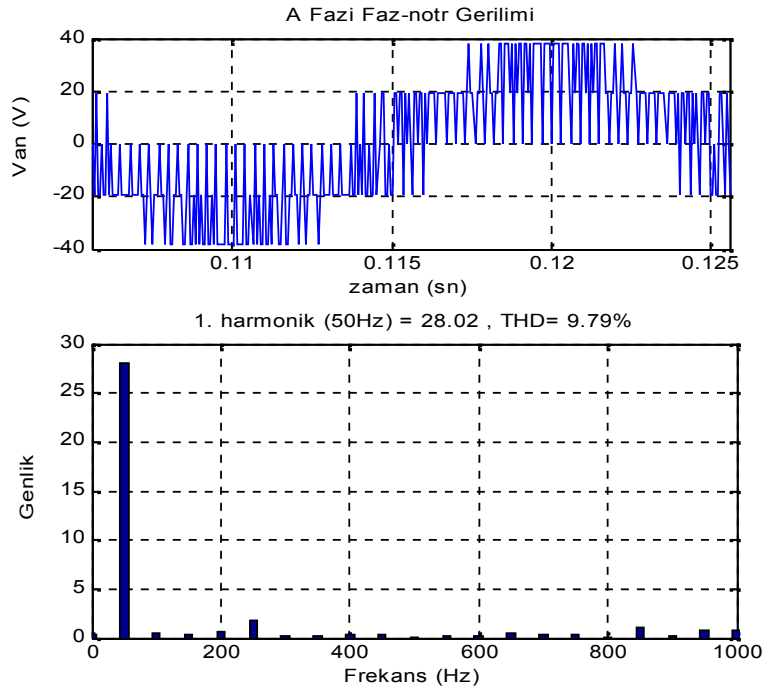


Şekil 4.8. V_{AN} gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc}=110\text{ V}$, $f_s = 2\text{ kHz}$)

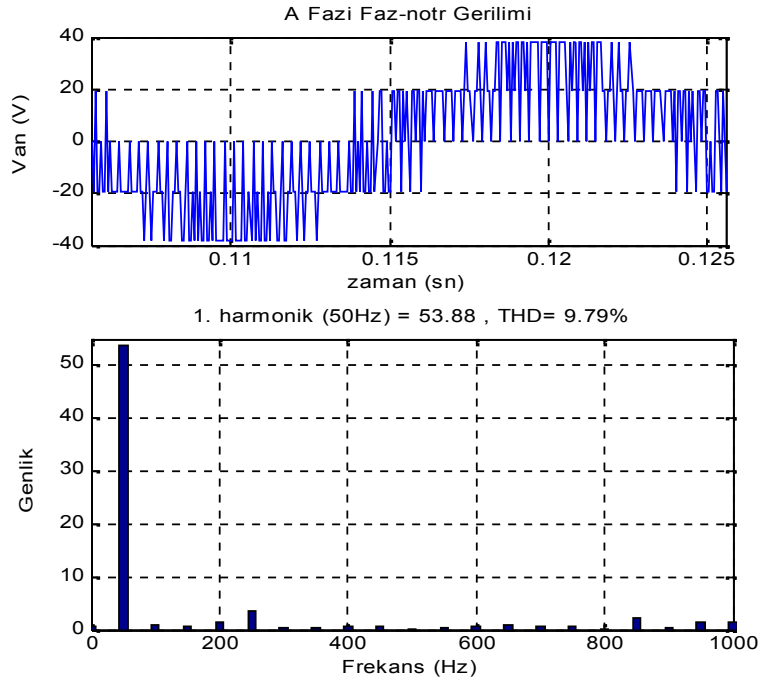
Şekil 4.6 ve 4.7’de görüldüğü gibi V_{AN} geriliminin THD’si her iki V_{dc} gerilimi için %0.45’tir. Bu değer V_{AO} kutup geriliminin THD’sinden çok daha düşük bir değerdir. Bunun nedeni tablo 4.5’te görüldüğü gibi üç ve üçün katı olan harmoniklerin faz-nötr gerilimiyle elimine edilmesidir.

V_{AN} geriliminden elde edilen veriler 1 MHz’lik iyi bir çözümle hızı ile edilmiştir. Öyle ki ideal bir UVDGM tekniğinde 110V’luk bir V_{dc} gerilimi için ana harmoniğin maksimum genliği 63.5 V ($110/\sqrt{3}$), 57.2 V’luk bir V_{dc} gerilimi için ana harmoniğin maksimum genliği 33 V ($57.2/\sqrt{3}$) olabilir. Matlab/Simulink programıyla yapılan çözümlere göre 110V’luk bir V_{dc} gerilimi için V_{AN} geriliminin ana harmoniğinin genliği 63.44 V , 57.2 V’luk bir V_{dc} gerilimi için V_{AN} geriliminin ana harmoniğinin genliği 32.99 V olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.8’de ise anahtarlama frekansı (2kHz) ve çözümleme hızı (16.67 kHz) düşürüldüğünde THD değeri yüzde olarak %0.45’ten %8.34’e çıkmıştır.

UVDGM anahtarlama frekansını 5 kHz’de tutup Matlab/Simulink’te kullanılan çözümle hızını, deneysel sonuç elde etmek için kullandığımız 16.67 kHz’e düşürdüğümüzde, V_{AN} geriliminin zamana göre değişimi ve harmonik düzeni şekil 4.9 ve 4.10’da verilmiştir.



Şekil 4.9. V_{AN} gerilimi ve harmonik düzeni (çözümleme hızı \rightarrow 16.67 kHz, $V_{dc}=57.2$ V)



Şekil 4.10. V_{AN} gerilimi ve harmonik düzeni (çözümleme hızı \rightarrow 16.67 kHz, $V_{dc}=110$ V)

Tablo 4.6. V_{AN} faz-nötr geriliminin harmonik listesi (çözümleme hızı \rightarrow 16.67 kHz)

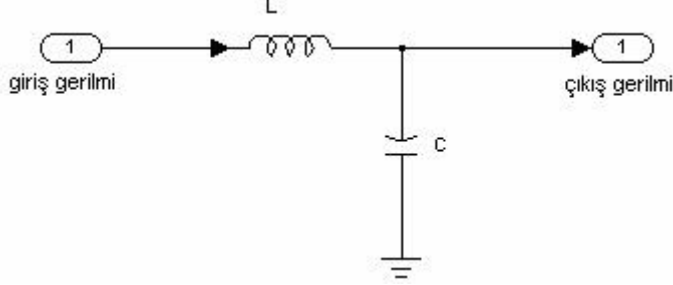
Frekans (Hz)	V_{AN} Genlik(V) ($V_{dc} = 110V$)	V_{AO} Genlik(V) ($V_{dc} = 57.2V$)
50	53.88	28.02
100	0.9	0.47
150	0.65	0.34
200	1.34	0.7
250	3.56	1.85
300	0.32	0.16
350	0.38	0.2
400	0.59	0.31
450	0.63	0.33
500	0.22	0.11
550	0.32	0.17
600	0.55	0.29
650	0.89	0.46
700	0.57	0.3
750	0.62	0.32
800	0.18	0.1
850	2.15	1.12
900	0.52	0.27
950	1.45	0.75
1000	1.46	0.76

Matlab/Simulink programının çözümleme hızını 1 MHz'den 16.67 kHz'e düşürdüğümüzde 110 V'luk V_{dc} gerilimi için V_{AN} faz-nötr geriliminin ana harmonik genliği 63.44 V'tan 53.88 V'a, 57.2 V'luk V_{dc} gerilimi için V_{AN} faz-nötr geriliminin ana harmonik genliği 32.99 V'tan 28.02 V'a düşmüştür. Ayrıca her iki V_{dc} gerilimi değeri için THD değeri yüzde olarak %0.45'ten % 9.79'a çıkmıştır. Bu değer IEEE-519 standartlarına (en fazla %5) uymamaktadır.

4.2. Üç Fazlı Yıldız Bağlı Direnç Yüküne Uygulanan Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı Evirici Çıkışındaki Faz-Nötr Gerilim Harmoniklerinin Alçak Geçiren Filtre ile Elimine Edilmesi

Bir önceki bölümde üç fazlı gerilim kaynaklı çıkışındaki faz-nötr gerilimlerinin THD'si 1MHz'lik çözümleme hızında %0.45, 16.7 kHz'lik çözüm hızında standartlarına göre %9.79 olarak hesaplanmıştı. Bu bölümde 16.7 kHz'lik çözüm hızına göre faz-nötr

gerilim harmonikleri, indüktans ve kondansatörden oluşan (L-C) ikinci derece bir alçak geçiren filtreden geçirilerek elimine edilip IEEE-519 standartlarına uygun hale getirilecektir. Alçak geçiren filtrenin gösterim şeması şekil 4.11’de verilmiştir [16, 18].



Şekil 4.11. İkinci dereceden alçak geçiren filtre şeması

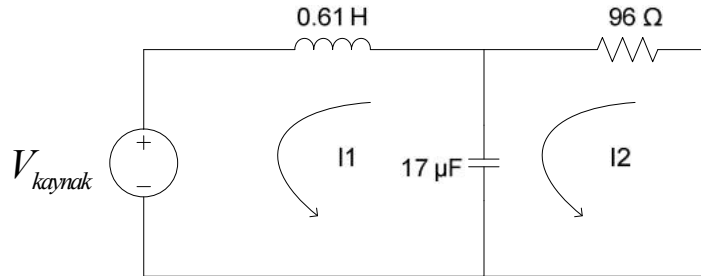
Şekil 4.11’de gösterilen alçak geçiren filtre üç faza da uygulanır. Bu alçak geçiren filtrenin rezonans frekansı,

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ formülü ile hesaplanır.} \quad (4.5)$$

Bu formüle göre Matlab/Simulink ve deneysel uygulamada kullandığımız indüktans ve kondansatör değerlerine göre rezonans frekansı;

$$L=0,61 \text{ H ve } C= 17\mu\text{F için, } f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.61 \times 17 \times 10^{-6}}} = 49.4232 \text{ Hz olarak hesaplanır.}$$

Tablo 4.6’da ki V_{AN} faz-fötr geriliminin ana harmonik değerlerini (53.88 V, 28.02 V) kullanarak alçak geçiren filtreden geçirilmiş yük üzerine düşen faz-nötr geriliminin ana harmonik değerlerini a fazı için hesaplayım. Bu hesaplama için kullanılan devre şeması şekil 4.12’de verilmiştir. Bu hesaplama için devre tek faza indirgenmiştir [18, 19].



Şekil 4.12. Tek faz için filtre ve yük gösterim şeması

Şekil 4.12’de yük üzerine düşen gerilimi hesaplamak için çevre akımlar metodunu kullanalım. Buna göre;

$$i_1(jx_L) + i_1(-jx_C) - i_2(-jx_C) = V_{kaynak} \quad (4.6)$$

$$i_2(R_{yük}) + i_2(-jx_C) - i_1(-jx_C) = 0 \quad (4.7)$$

$$x_L = 2\pi \cdot 50 \times 0.61 = 191.6372\Omega$$

$$x_C = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \times 17 \times 10^{-6}} = 187.2411\Omega, R_{yük} = 96\Omega$$

Bu değerleri denklem (4.6) ve (4.7)’de yerine koyalım.

$$i_1(j191.6372) - i_1(j187.2411) + i_2(j187.2411) = V_{kaynak} \quad (4.8)$$

$$i_2(96) - i_2(j187.2411) + i_1(j187.2411) = 0 \quad (4.9)$$

denklem (4.9)’u yeniden düzenleyelim.

$$i_1 = i_2 \frac{(j187.2411 - 96)}{j187.2411} = i_2 \frac{210^{27.14^\circ}}{187.2411^{90^\circ}} = (1 + j0.512)i_2 \quad (4.10)$$

denklem (4.10)’u denklem (4.8)’de yerine koyalım.

$$i_2(j4.3961) - i_2(2.25) + i_2(j187.2411) = V_{kaynak}$$

$$i_2(j191.6372) - i_2(2.25) = V_{kaynak}$$

$$i_2 = \frac{V_{kaynak}}{\sqrt{191.6372^2 + 2.25^2}} \quad (4.11)$$

$$V_{kaynak} = 53.88 \text{ V için, } i_2 = 0.2811 \text{ A}$$

110 V’luk V_{dc} gerilimi için yük üzerine düşen a fazı faz-nötr gerilimi ana harmonik değeri;

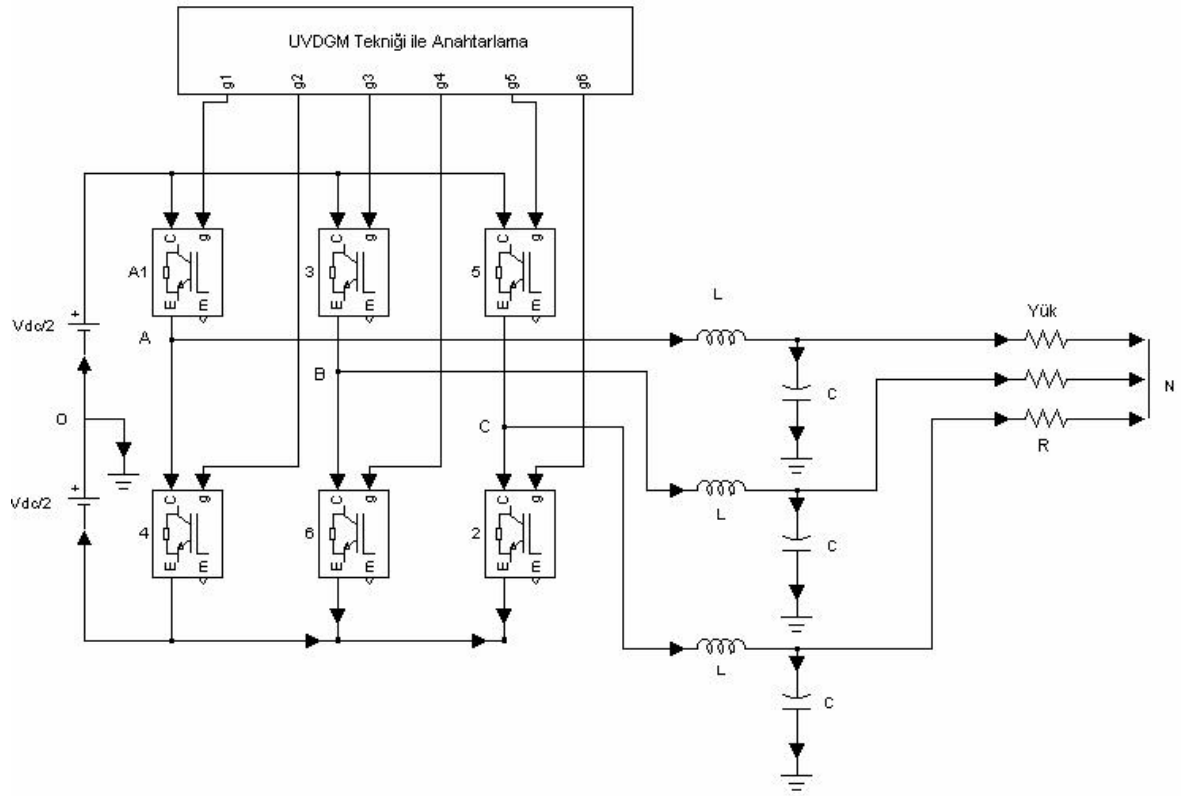
$$V_{AN} = R_{yük} i_2 = 96 \times 0.2811 = \underline{\underline{26.98 \text{ V}}}$$

$$V_{kaynak} = 28.02 \text{ V için, } i_2 = 0.1462 \text{ A}$$

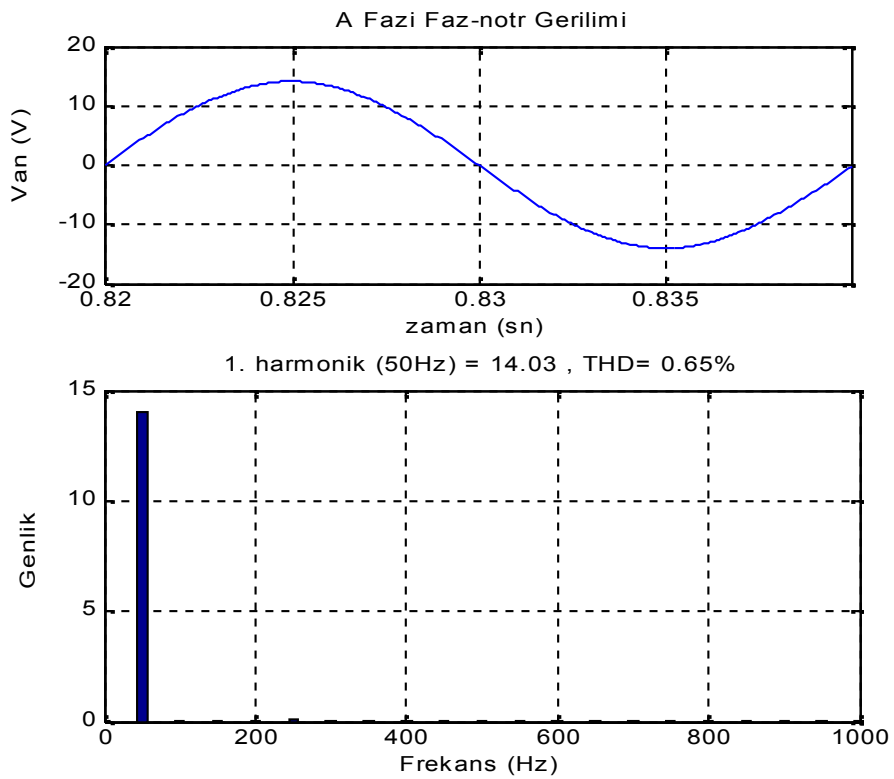
57.2 V’luk V_{dc} gerilimi için yük üzerine düşen a fazı faz-nötr gerilimi ana harmonik değeri;

$$V_{AN} = R_{yük} i_2 = 96 \times 0.1462 = \underline{\underline{14.0352 \text{ V}}}$$

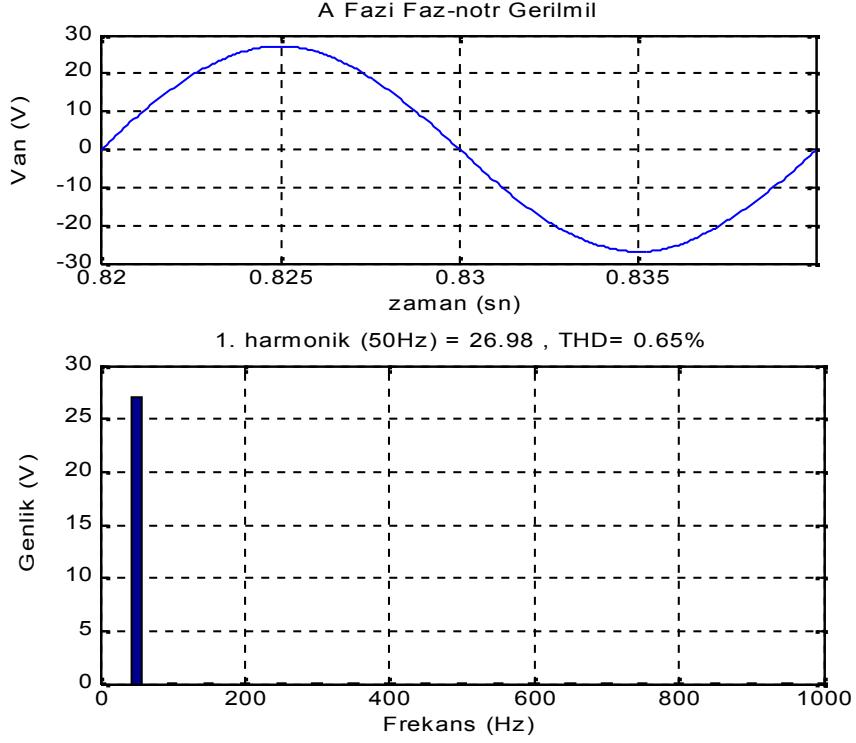
110 V ve 57.2 V için faz-nötr gerilimlerini elimine etmek için kullandığımız alçak geçiren filtrelerin uygulamasını hem Matlab/Simulink programıyla hem de deneysel olarak gerçekleştirelim. Matlab/Simulink programı gösterimi şekil 4.12’de verilmiştir. (L=0.61 H, C=17 μ F, R=96 Ω)



Şekil 4.13. Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici, alçak geçiren filtre, üç fazlı yük Matlab/Simulink gösterimi



Şekil 4.14. V_{AN} faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc}=57.2V$)



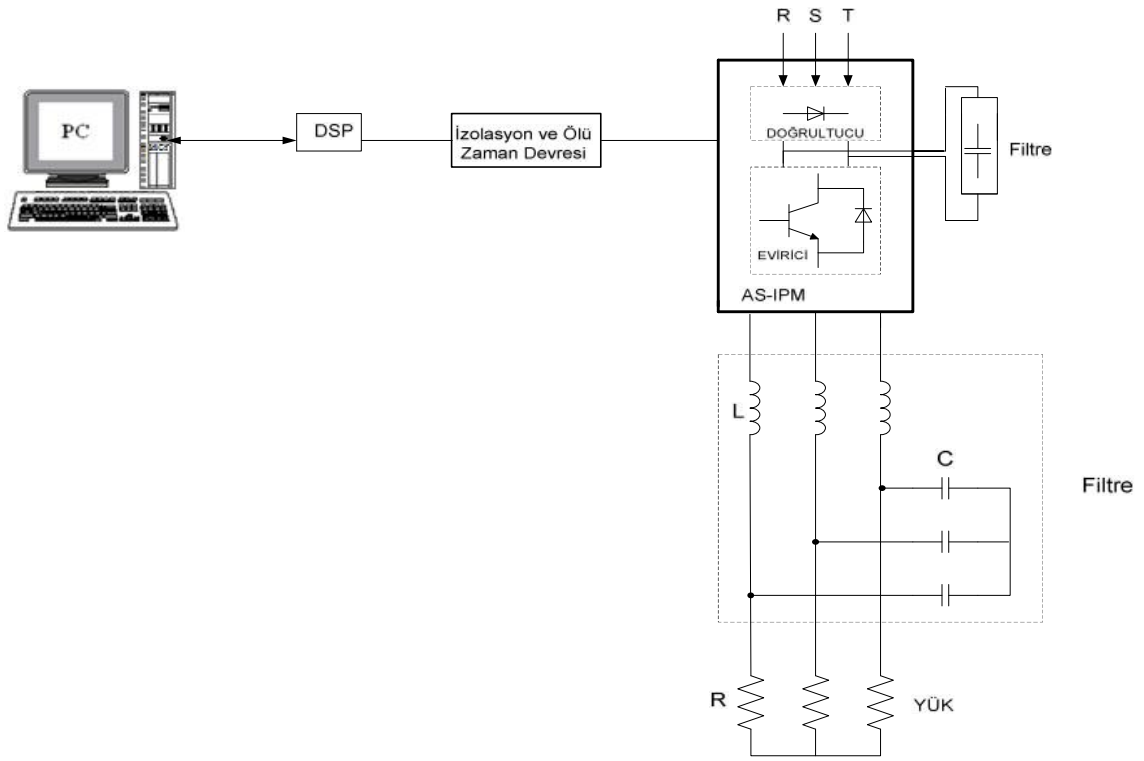
Şekil 4.15. V_{AN} faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc}=110V$)

Matlab/Simulink programıyla faz-nötr gerilimleri alçak geçiren filtreden geçirilip THD'si azaltılmıştır. Filtresiz THD'si %9.79 olan V_{AN} gerilimi alçak geçiren filtreden geçirilip THD'si %0.65'e düşürülmüştür. Ayrıca şekil 4.14 ve 4.15'teki V_{AN} gerilimi ana harmonik genlikleri, sayfa 13'te hesapladığımız V_{AN} ana harmonik genlikleriyle (14.03 V, 26.98 V) birebir aynıdır.

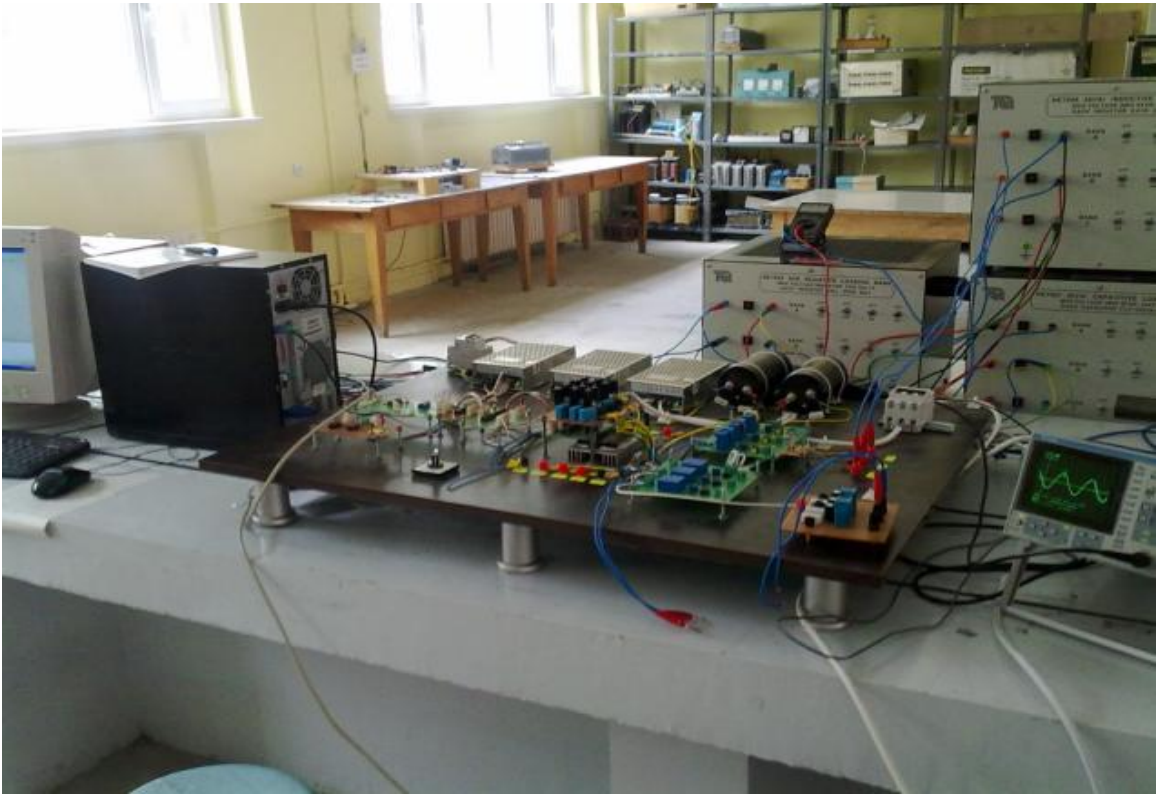
4.3. Deneysel Uygulama

Bu bölümde Matlab/Simulinkte kullandığımız aynı eleman değerleriyle faz-nötr gerilim harmonikleri alçak geçiren filtreyle deneysel olarak elimine edilecektir.

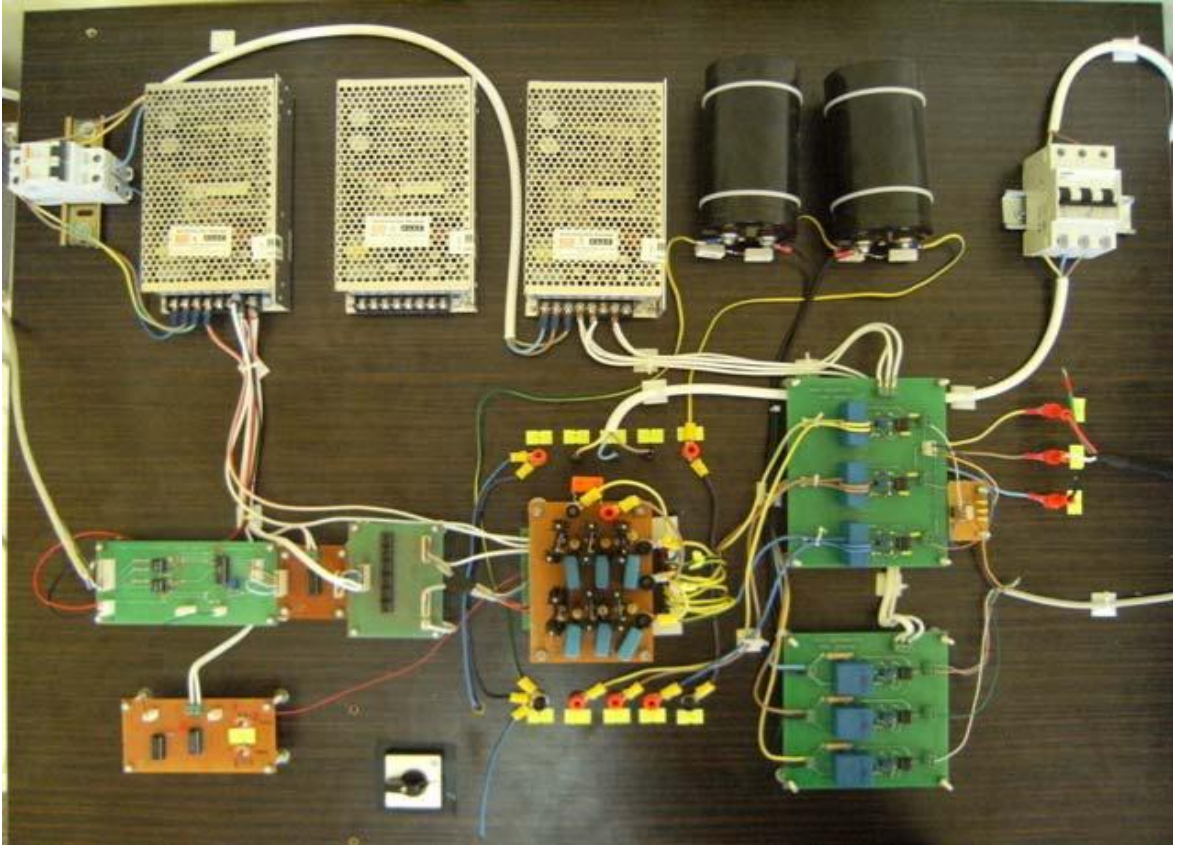
Bu uygulamada UVDGM anahtarlama sinyallerini elde etmek için sayısal işaret işlemci (DSP) kullanılmıştır. DSP ile Mitsubishi firmasının üretmiş olduğu özel akıllı güç modülü (AS-IPM) devresindeki üç fazlı evirici kontrol edilmektedir. Evirici çıkışından alınan faz gerilimleri L-C alçak geçiren filtresinden geçirilip üç fazlı yıldız bağlı direnç yükünü beslemektedir. Devre düzeneğinin blok diyagramı ve fotoğrafları şekil 4.16, 4.17 ve 4.18'de verilmiştir [20-22].



Şekil 4.16. Devre düzeneğın blok diyagramı



Şekil 4.17. Devre düzeneğı fotoğrafı



Şekil 4.18. Sürücü devre bağlantı fotoğrafı

Deneyisel uygulamada kullanılan ve şekil 4.18’de gösterilen sürücü devre, Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde görev yapan Arş.Gör.Dr. Sencer Ünal’ın Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda Yapay Sinir Ağları Kullanarak Algılayıcısız Konum Tahmini adlı tezinde kullandığı deneysel uygulamadan alınmıştır.

4.3.1. Denetleyici Kart (DSP)

Son yıllarda, mikroişlemci teknolojisindeki gelişmelerden dolayı karmaşık kontrol algoritmalarını gerçekleştirmek olanaklı hale gelmiştir. Karmaşık matematiksel işlemleri çok kısa sürede yapabilmelerinden dolayı, sayısal işaret işlemcilerin (DSP) kullanımları hızla yaygınlaşmaktadır.

Bu tez çalışmasında denetleyici olarak şekil 4.19’da verilen DS1104 dSPACE GmbH kartı kullanılmıştır. Bu kart üzerinde, PowerPC604e (400MHz) ve Texas Instruments 75 TMS320F240 (20MHz) olmak üzere iki işlemci bulunmaktadır. DS1104 denetleyici kartı

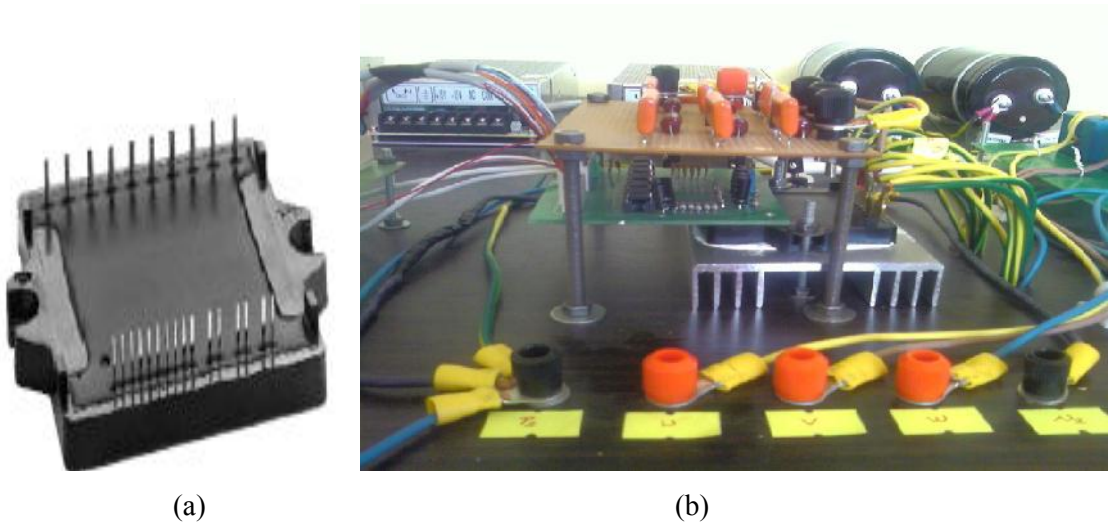
IBM uyumlu bir bilgisayarın ISA yuvasına takılmaktadır. DSP modülde 32 bit dijital giriş/çıkış (I/O) portları, 16 bit analog dijital dönüştürücü (ADC) bulunmaktadır [20].



Şekil 4.19. DSP denetleyici kartının fotoğrafları

4.3.2. Evirici Modül

Uygulamada evirici olarak 600V 20A AS-IPM PS11035 modül kullanılmıştır. Bu modülün fotoğrafları şekil 4.20’de verilmiştir. AS-IPM modülünün içinde 3 faz doğrultucu devresi, 6 adet IGBT anahtar ve bu anahtarlar için sürme ve koruma devreleri bulunmaktadır. AS-IPM modülde kısa devre, aşırı akım, düşük besleme gerilimi, DGM sinyallerindeki aşırı gürültü ve benzeri anormalliklere karşı koruma sinyali mevcuttur [21].

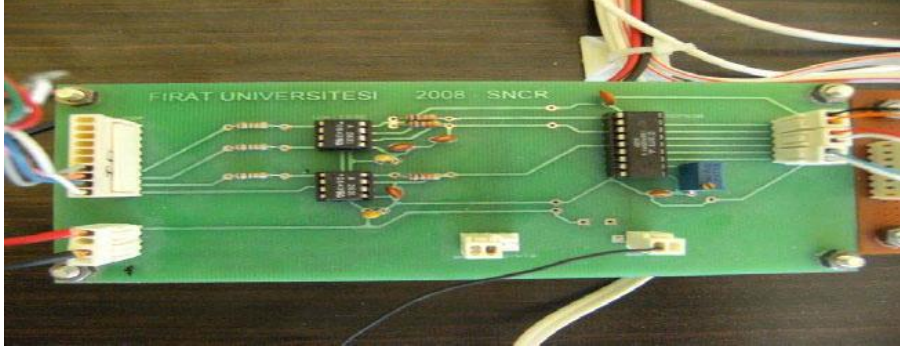


Şekil 4.20. (a) ASIPM modül (b) Modül ve sürücü kartın fotoğrafı

4.3.3. Ölü Zaman Ekleme Devresi

IGBT anahtarlar, kullanılan algoritma tarafından belirlenen süre ve sırayla anahtarlanırlar. Bu anahtarlama sırasında iletimde olan anahtar kesime girerken kesimde olan anahtar iletime girmektedir. Pratikte iletimde olan anahtarın kesime girme süresi, kesimde olan anahtarın iletime geçme süresinden daha büyüktür. Bu durumda anahtarların kısa bir sürede olsa aynı anda iletimde kalması ile doğru akım (d.a.) linki kısa devre olacak ve anahtarlar üzerinden büyük akımlar geçecektir. İletimde olan anahtarın kesime ve daha sonra kesimde olan anahtarın iletime alınması için bir süre beklenmesi ile bu problemin önüne geçilebilir. Ölü zaman olarak adlandırılan bu süre kullanılan anahtarlama elemanı tipine göre seçilir.

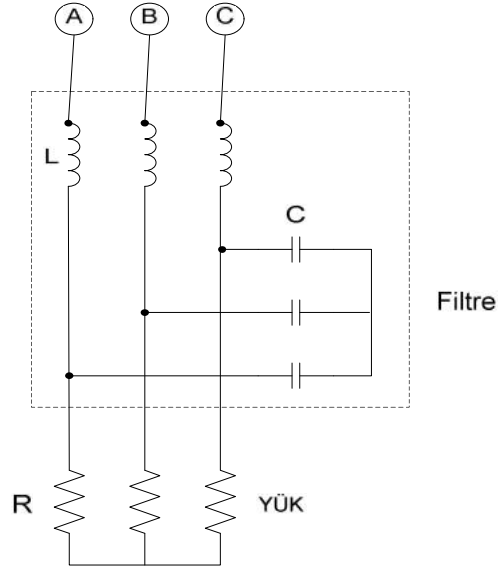
Bu deneysel uygulamada kullanılan ölü zaman devresinin fotoğrafı şekil 4.21’de verilmiştir [20-22].



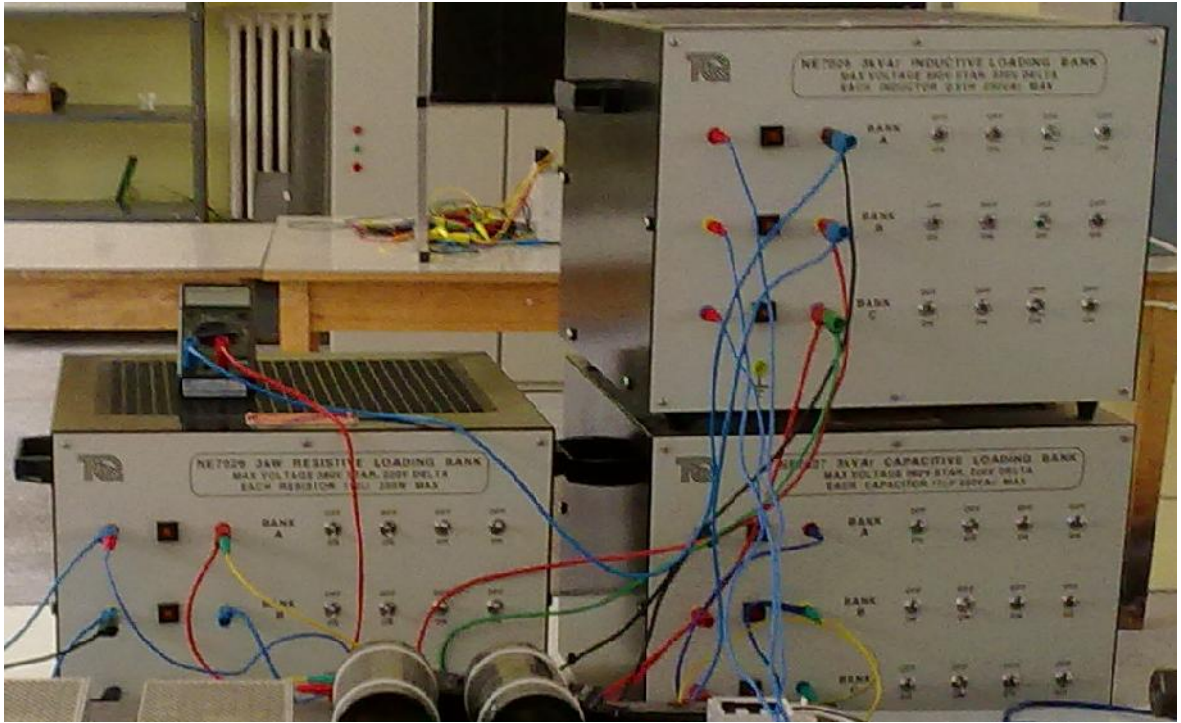
Şekil 4.21. Ölü zaman devresi

4.3.4. Filtre ve Yük

Deneyimizde filtre için 0.61H’lik üç tane indüktans, 16 μ F’lık üç tane kondansatör bulunmaktadır. Yük için de yıldız bağlı 96 Ω ’luk direnç kutusu kullanılmaktadır. Deneyde kullanılan filtre ve yükün, blok şeması ve fotoğrafı şekil 4.22 ve 4.23’te verilmiştir.

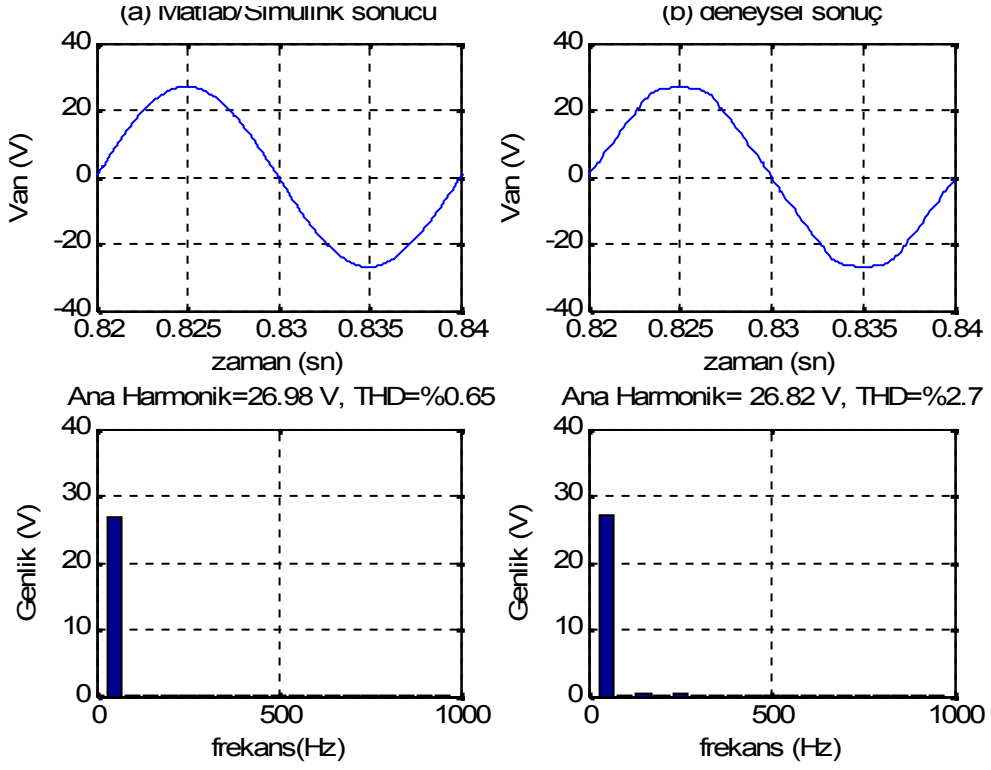


Şekil 4.22. Filtre ve yük bağlantı şeması

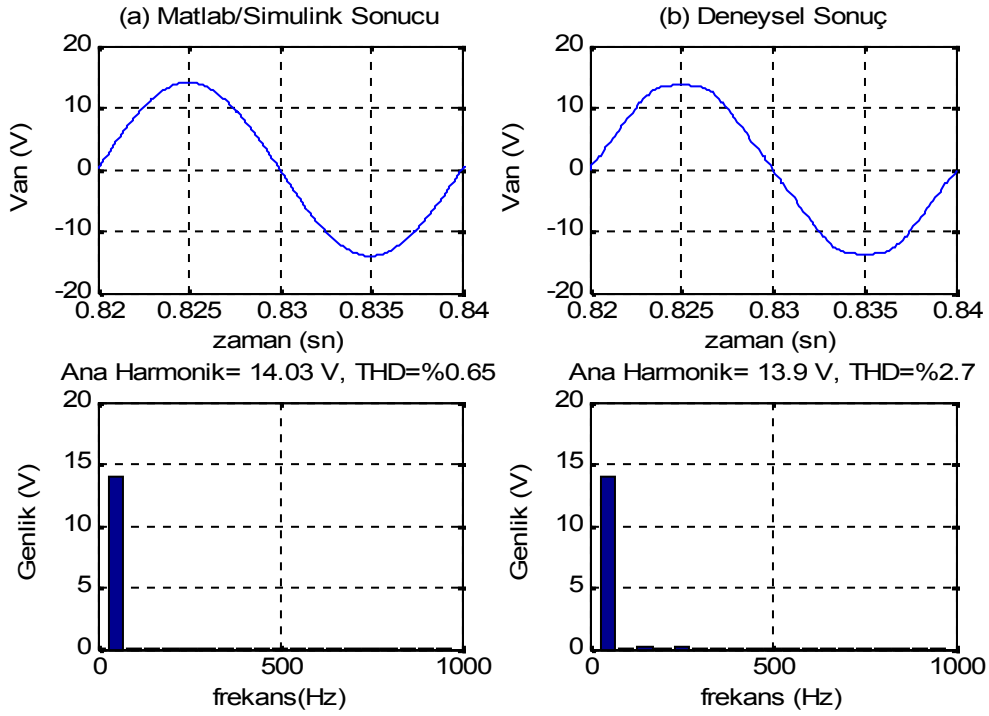


Şekil 4.23. Filtre ve yük bağlantı fotoğrafı

4.3.5. Deneysel Sonuç



Şekil 4.24. V_{AN} faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc}=110$ V)



Şekil 4.25. V_{AN} faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni ($V_{dc}=57.2$ V)

Deneysel uygulamada V_{dc} gerilimimizin her iki değeri için V_{AN} faz-nötr gerilimi değişimi dijital osiloskop hafızasına kaydedilmiştir. Dijital osiloskoptaki veriler data kablosuyla bilgisayar ortamına alınmıştır. Dijital osiloskop, periyodu 0.02 sn olan V_{AN} faz-nötr geriliminden 1 periyotta 200 tane örnek almıştır. Yani dijital osiloskoptan alınan verinin örnekleme periyodu 0.1 ms'dir. Bu örnekleme periyodunda alınan verilere göre V_{dc} geriliminin her iki değeri için V_{AN} faz-nötr geriliminin THD'si şekil 4.24 (b) ve 4.25 (b)'de görüldüğü gibi %2.7 olarak hesaplanmıştır. Bu THD'de IEEE-519 standartlarına (en fazla %5) uygundur. Şekil 4.24 (a) ve 4.25 (a)'da verilen V_{AN} faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni, şekil 4.24 (b) ve 4.25 (b)'deki deneysel sonuçla karşılaştırmak için verilmiştir.

Şekil 4.26'da deneysel uygulamadan elde edilen a fazı faz-nötr geriliminin osiloskop çıkışının fotoğrafı gösterilmiştir. Bu fotoğrafla şekil 4.25 (b)'deki osiloskop hafızasından alınan değerler karşılaştırıldığında şekil 4.25 (b)'deki V_{AN} geriliminin tepe değerinde düzleşme görülmüştür. Bu durum osiloskop hafızasından alınan data verilerinin periyodunun 0.02 sn olmasından kaynaklanmaktadır.

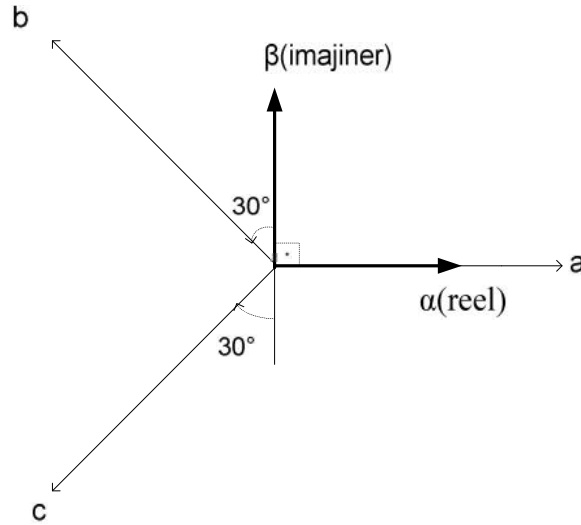
Matlab/Simulink ve deneysel sonuçlarda faz-nötr gerilimlerinin THD'sini IEEE-519 standartlarına uygun hale gelmiştir. Fakat UVDGM tekniğinde yüke uygulanan gerilim değerinde her iki V_{dc} değeri için istenen değerin altında bulunmuştur. İdeal bir anahtarlama ve çözümle hızına sahip olan UVDGM tekniğinde yüke uygulanan gerilim değeri $V_{dc} / \sqrt{3}$ 'e eşittir. 110 V'luk V_{dc} gerilimi için yüke uygulanan faz-nötr gerilim genliği $110 / \sqrt{3} = 63.5$ V, 57.2 V'luk V_{dc} gerilimi için yüke uygulanan faz-nötr gerilim genliği $57.2 / \sqrt{3} = 33$ V olması gerekir. Oysaki şekil 4.24 ve 4.25'ten alınan sonuçlara göre 110 V'luk V_{dc} gerilimi için yüke uygulanan faz-nötr gerilim genliği yaklaşık olarak 27 V, 57.2 V'luk V_{dc} gerilimi için yüke uygulanan faz-nötr gerilim genliği yaklaşık olarak 14 V'tur. Bu gerilim düşüşü, ideal bir çözümleme hızıyla uygulamaların gerçekleştirilmemesi ve alçak geçiren filtre devresinden kaynaklanmaktadır.

5. SENKRON REFERANS KONTROLÜ İLE HARMONİK ELİMİNASYONU

Bir önceki bölümde UVDGM kontrollü üç fazlı gerilim kaynaklı evirici çıkışındaki üç faz gerilim harmonikleri alçak geçiren filtre ile süzölmüştü. Fakat yüke istediğimiz genlikte gerilim uygulayamamıştık. Bu bölümde hem harmonik eliminasyonu yapmak hem de yüke istediğimiz genlikte gerilim uygulamak için senkron referans kontrolü ile harmonik eliminasyonuna değineceğiz. Bu yöntemde genliğini değıştirmek istediğimiz harmonik senkron çatı dönüşümüyle d.a. bileşenine taşınır ve bu bileşen oransal-integral kontrolörle kontrol edilir [23,24].

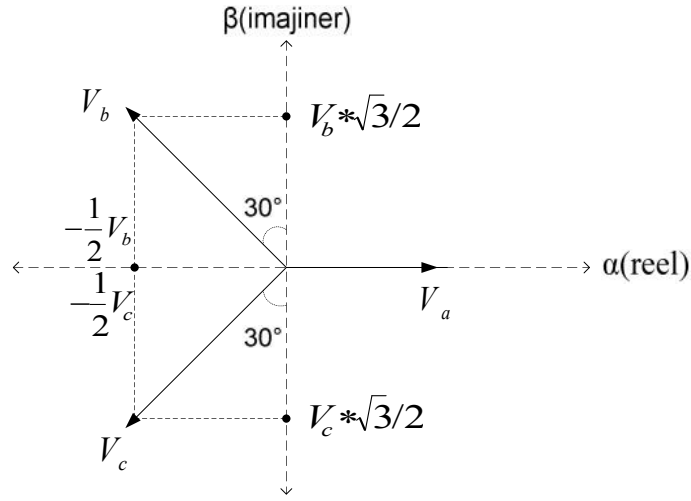
5.1. Durağan Çatı (Clarke) Dönüşümü

Durağan çatı dönüşümüyle üç faz büyüklükleri iki faza dönüştürölür. Bu dönüşümde reel eksen ' α ', imajiner eksen ' β ' olarak gösterilir. Üç fazın içinde bulunduğu durağan eksen şekil 5.1'de gösterilmiştir.



Şekil 5.1. Durağan eksen takımının a-b-c fazında gösterimi

Şekil 5.1'deki a-b-c büyüklükleri şekil 5.2'de durağan eksen koordinat sisteminde gösterilmiştir. Senkron eksen takımı dönüşümünde gerilimleri kullanacağımız için koordinat sisteminde büyüklük olarak gerilim kullanılmıştır [23-27].



Şekil 5.2. Üç faz gerilimin durağan çatı koordinat sisteminde gösterilmesi

Şekil 5.2'ye göre üç faz gerilimi $2/3$ katsayısıyla çarpıp imajiner ve reel eksene göre ayıralım.

$$V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_a - \frac{1}{2}V_b - \frac{1}{2}V_c) + j(\frac{\sqrt{3}}{2}V_b - \frac{\sqrt{3}}{2}V_c) \quad (5.1)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$a = e^{-j2\pi/3}$ için denklem (5.2) tekrar yazılırsa;

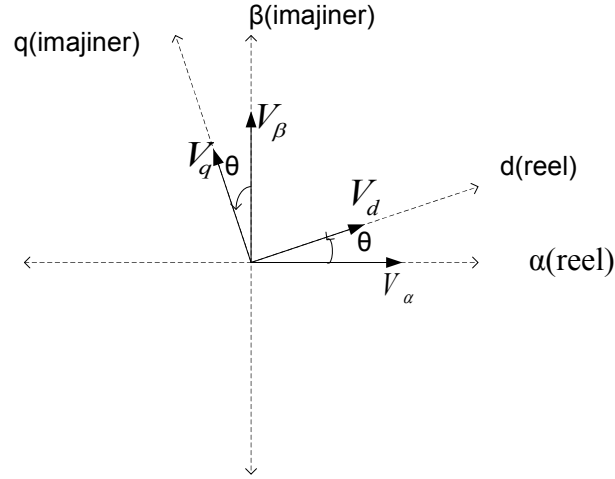
$$V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_a + aV_b + a^2V_c) \quad (5.3)$$

5.2. Senkron Çatı (*Park*) Dönüşümü

Durağan çatıyı senkron hızda dönen eksen takımında ifade edelim. Burada senkron hız elektriksel hızla eşittir.

$$\theta = \int \omega_e dt, \omega_e \text{ elektriksel hız (radyan)} \quad (5.4)$$

Senkron çatı gerilim denklemlerinin durağan çatı gerilim denklemleri şekil 5.3'teki koordinat sisteminde gösterilmiştir. Senkron çatı gerilim denklemlerinin durağan çatı gerilim denklemleri cinsinden ifadesi denklem (5.7), (5.8) ve (5.9)'da verilmiştir [24, 25].



Şekil 5.3. Senkron ve durağan eksen takımı

$$V_d + jV_q = (V_\alpha + jV_\beta)e^{-j\theta} \quad (5.5)$$

$$V_d + jV_q = (V_\alpha + jV_\beta)(\cos\theta - j\sin\theta) \quad (5.6)$$

$$V_d = (V_\alpha \cos\theta + V_\beta \sin\theta) \quad (5.7)$$

$$V_q = (V_\beta \cos\theta - V_\alpha \sin\theta) \quad (5.8)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Senkron çatı gerilim denklemlerinden durağana çatı gerilim denklemlerine ters dönüşüm aşağıdaki gibidir.

$$V_\alpha + jV_\beta = (V_d + jV_q)e^{j\theta} \quad (5.10)$$

$$V_\alpha + jV_\beta = (V_d + jV_q)(\cos\theta + j\sin\theta) \quad (5.11)$$

$$V_\alpha = (V_d \cos\theta - V_q \sin\theta) \quad (5.12)$$

$$V_q = (V_d \sin\theta + V_q \cos\theta) \quad (5.13)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Üç fazlı gerilim, durağan eksen takımında şu biçimde ifade edilebilir;

$$V_{abc} = \frac{2}{3}(V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}), \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \quad a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (5.15)$$

Üç fazlı, dengeli bir yüke sahip sistemde, oluşabilecek 5., 7., 11., 13., harmoniklerin, anlak faz-nötr gerilimleri şu şekilde ifade edilebilir.

$$V_{an} = V_1 \sin(\omega_e t) + V_5 \sin(5\omega_e t) + V_7 \sin(7\omega_e t) + V_{11} \sin(11\omega_e t) + V_{13} \sin(13\omega_e t) + \dots \quad (5.16)$$

$$V_{bn} = V_1 \sin(\omega_e t - 2\pi/3) + V_5 \sin(5\omega_e t - 4\pi/3) + V_7 \sin(7\omega_e t - 2\pi/3) + V_{11} \sin(11\omega_e t - 4\pi/3) + V_{13} \sin(13\omega_e t - 2\pi/3) + \dots \quad (5.17)$$

$$V_{cn} = V_1 \sin(\omega_e t - 4\pi/3) + V_5 \sin(5\omega_e t - 2\pi/3) + V_7 \sin(7\omega_e t - 4\pi/3) + V_{11} \sin(11\omega_e t - 2\pi/3) + V_{13} \sin(13\omega_e t - 4\pi/3) + \dots \quad (5.18)$$

Burada, ω_e ana harmonik frekansı (1. senkron frekans), $V_1, V_2, V_3, V_4, \dots, V_n$ harmonik gerilimlerin genlikleridir. Bu durumda durağan eksen takımı vektörü şöyle olur.

$$V_{abc} = V_1 e^{j(\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + V_5 e^{-j(5\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + V_7 e^{j(7\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + V_{11} e^{-j(11\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + V_{13} e^{j(13\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + \dots \quad (5.19)$$

Durağan eksen takımındaki bir gerilim vektörü senkron eksen takımında tanımlanabilir. Kendi frekansında dönen bir senkron eksen takımında tanımlanan bir büyüklük sabit (d.a.) değer alacağından, denetim işlemleri daha basit bir yapıya bürünür [17].

Ana harmonik denetimi için ana frekansa karşı düşen senkron hızda dönen eksen takımı kullanılır. Bu durumda durağan eksen takımında V_1 olarak gösterilen ana harmonik gerilimlerinden oluşmuş vektör bileşeni $e^{-j\omega_e t}$ ile çarpılarak gerilim vektörünün 1. senkron eksen takımına dönüştürülmesi sağlanır. Bu durumda 1. senkron eksen takımındaki gerilim vektörü şöyle olur:

$$V^{e_1}_{abc} = e^{-j\omega_e t} (V_1 e^{j(\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + V_5 e^{-j(5\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + V_7 e^{j(7\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + V_{11} e^{-j(11\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + V_{13} e^{j(13\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + \dots) \quad (5.20)$$

$$V^{e_1}_{abc} = V_1 e^{-j\frac{\pi}{2}} + V_5 e^{-j(6\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + V_7 e^{j(6\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + V_{11} e^{-j(12\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + V_{13} e^{j(12\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + \dots \quad (5.21)$$

Görüldüğü gibi 1. senkron eksen takımında gerilim vektöründe ana harmonik geriliminin değeri sabit bir değer almıştır.

5. ve 7. senkron eksen takımlarına dönüşüm için de benzer yöntem kullanılabilir. Bunun için hesaplanan gerilim vektörü (V_{abc}), $e^{j5\omega_e t}$ ve $e^{-j7\omega_e t}$ çarpılır. Bu çarpımın sonunda aşağıdaki denklemler elde edilir [17, 23, 26].

$$V^{e_5}_{abc} = V_1 e^{j(6\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + V_5 e^{j\frac{\pi}{2}} + V_7 e^{j(12\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + V_{11} e^{-j(6\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + V_{13} e^{j(18\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + \dots \quad (5.22)$$

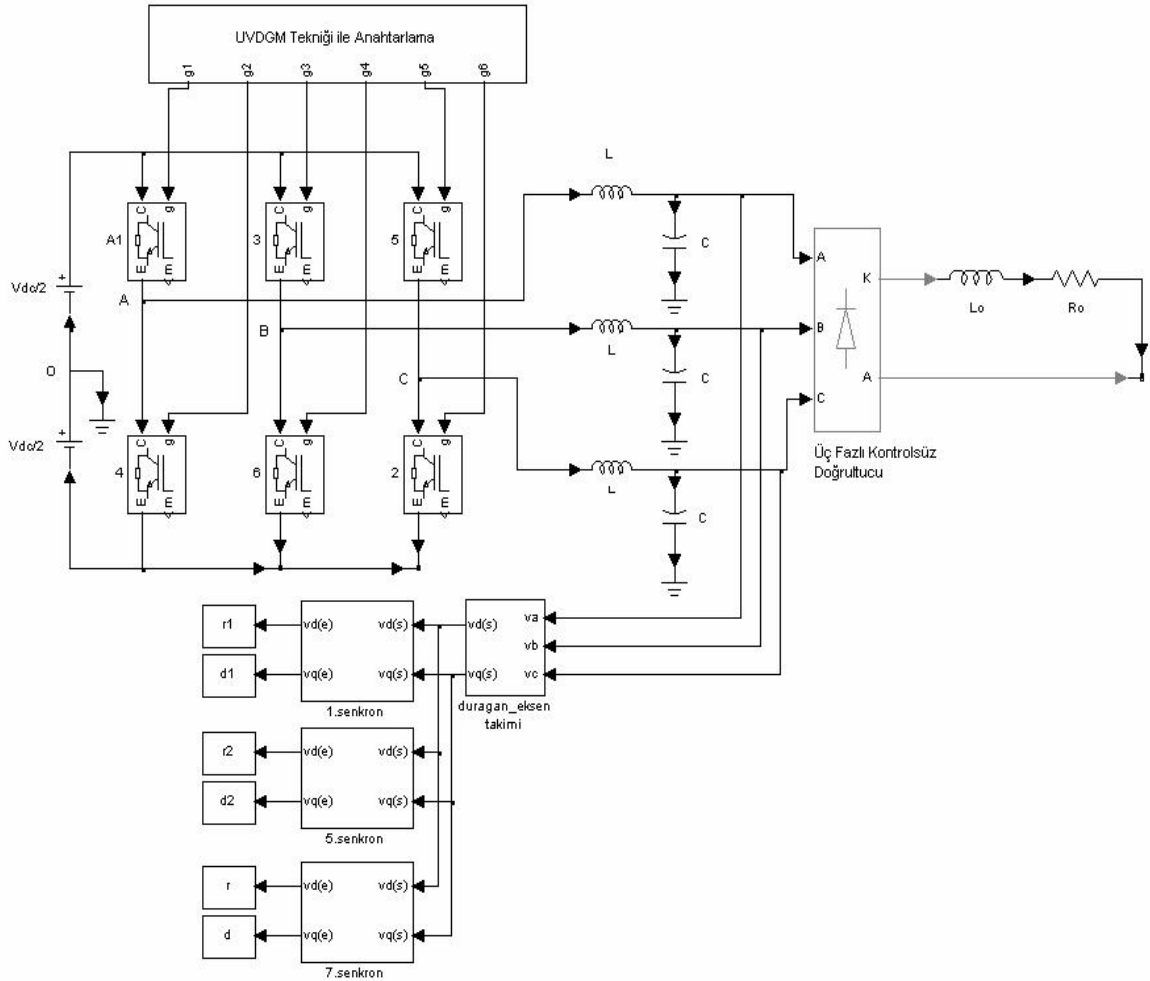
$$V^{e_7}_{abc} = V_1 e^{-j(6\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + V_5 e^{-j(12\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + V_7 e^{-j\frac{\pi}{2}} + V_{11} e^{-j(18\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + V_{13} e^{j(6\omega_e t - \frac{\pi}{2})} + \dots \quad (5.23)$$

Bu denklemlerden de görüldüğü gibi 5. ve 7. senkron eksen takımlarına ait gerilim denklemlerinde, bu harmonik değerleri sabit kalmışlardır [11, 14, 16].

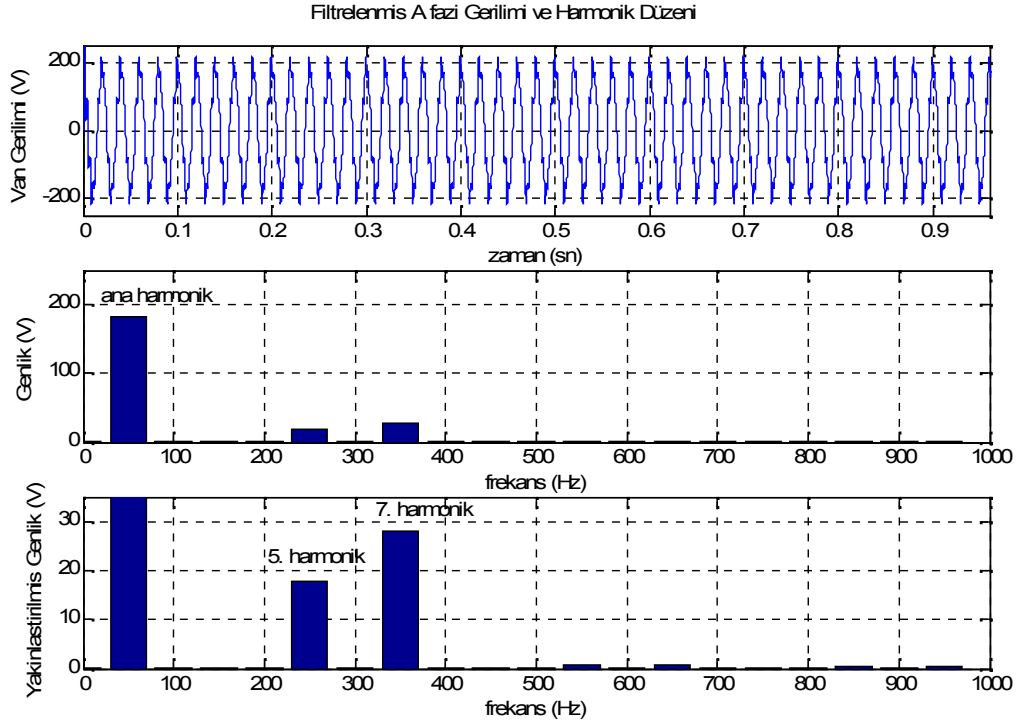
5.3. Matlab/Simulink ile Harmonik Bileşenlerinin Senkron Eksen Takımı Dönüşümüyle D.A. Bileşenine Taşınması

Bu bölümde üç fazlı gerilim kaynaklı çıkışındaki faz gerilimlerinin hem ana harmonik genlikleri hem de diğer harmonik genliklerini kontrol etmek amacıyla d.a. bileşenine taşınması gerekmektedir. Biz uygulamamızda ana harmonik, 5. harmonik ve 7. harmonik genliklerini kontrol edeceğiz. Bunun için üç fazlı gerilim kaynaklı evirici çıkışına bağlı alçak geçiren filtremizin kesim frekansını yaklaşık olarak 450 Hz seçip eleman değerlerimizi belirleyeceğiz. Ayrıca 5. ve 7. harmonik genliklerinin belirgin olması için üç fazlı kontrolsüz doğrultucu, direnç ve indüktanstan oluşan doğrusal olmayan yük kullanılacaktır. Bu uygulamanın gösterim şeması şekil 5.4'te verilmiştir.

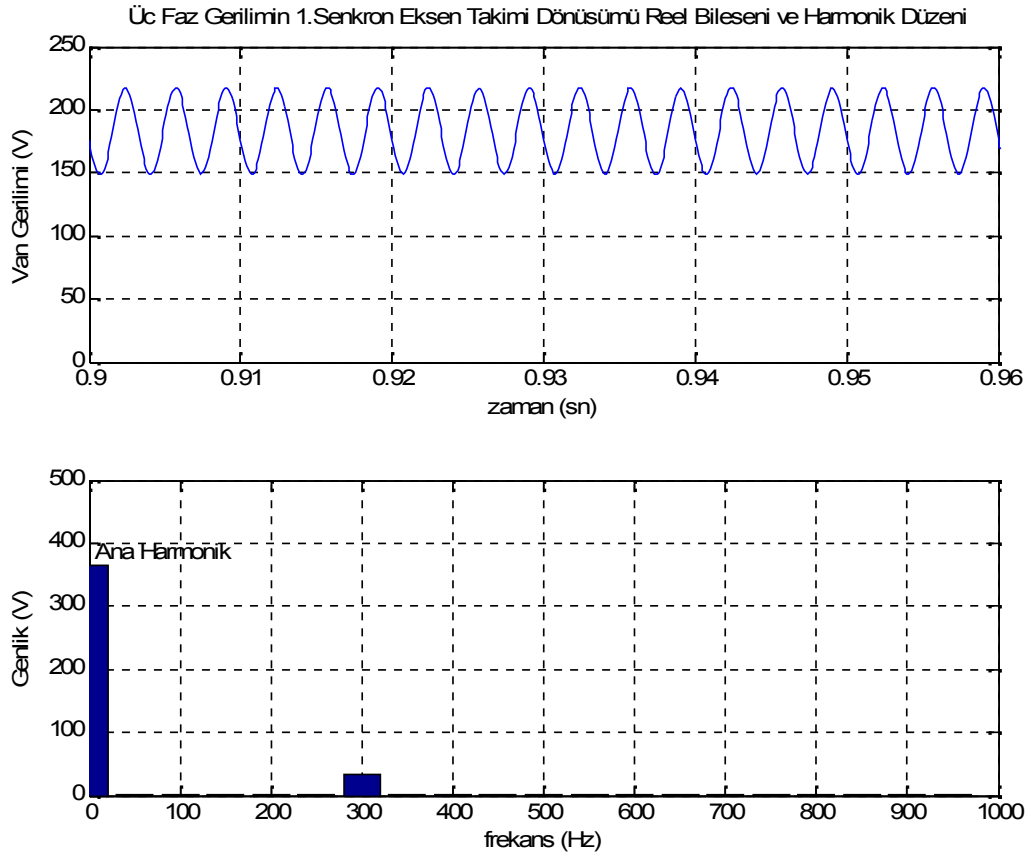
($L=0.5\text{mH}$, $C=250\mu\text{F}$, f_0 (filtre kesim frekansı)=450Hz, $L_0=0.5\text{mH}$, $R_0=15\Omega$, $V_{dc}=220\times\sqrt{2}\times\sqrt{3}=538.8\text{ V}$)



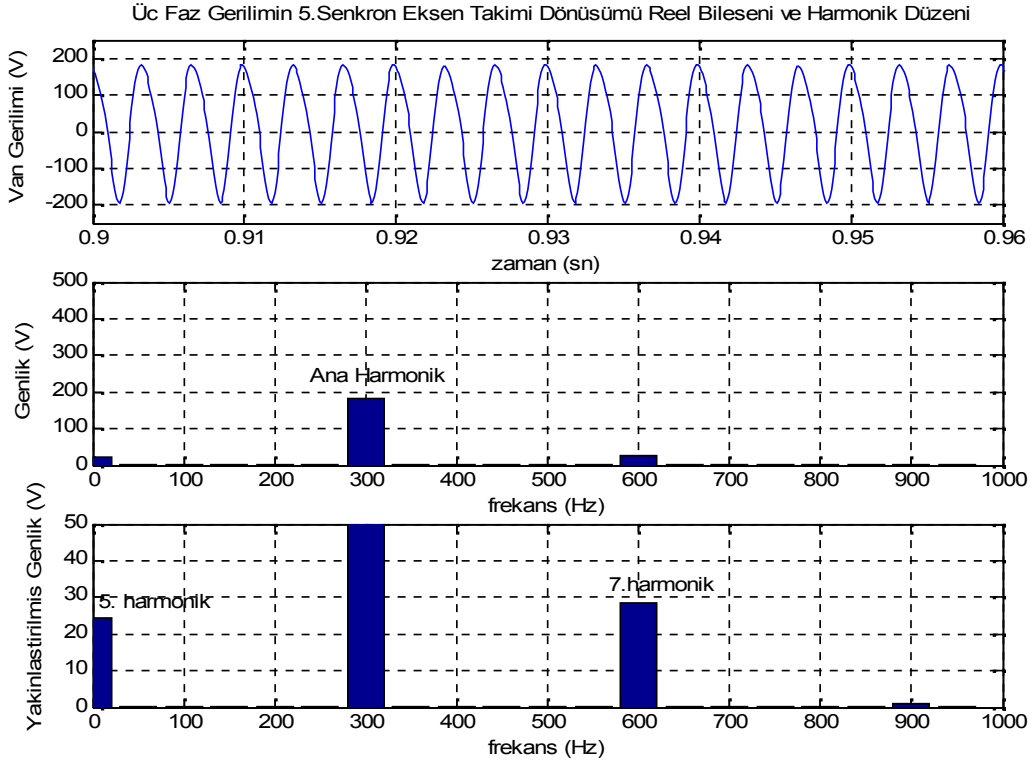
Şekil 5.4. Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici çıkış gerilimlerinin senkron çatıya taşınması



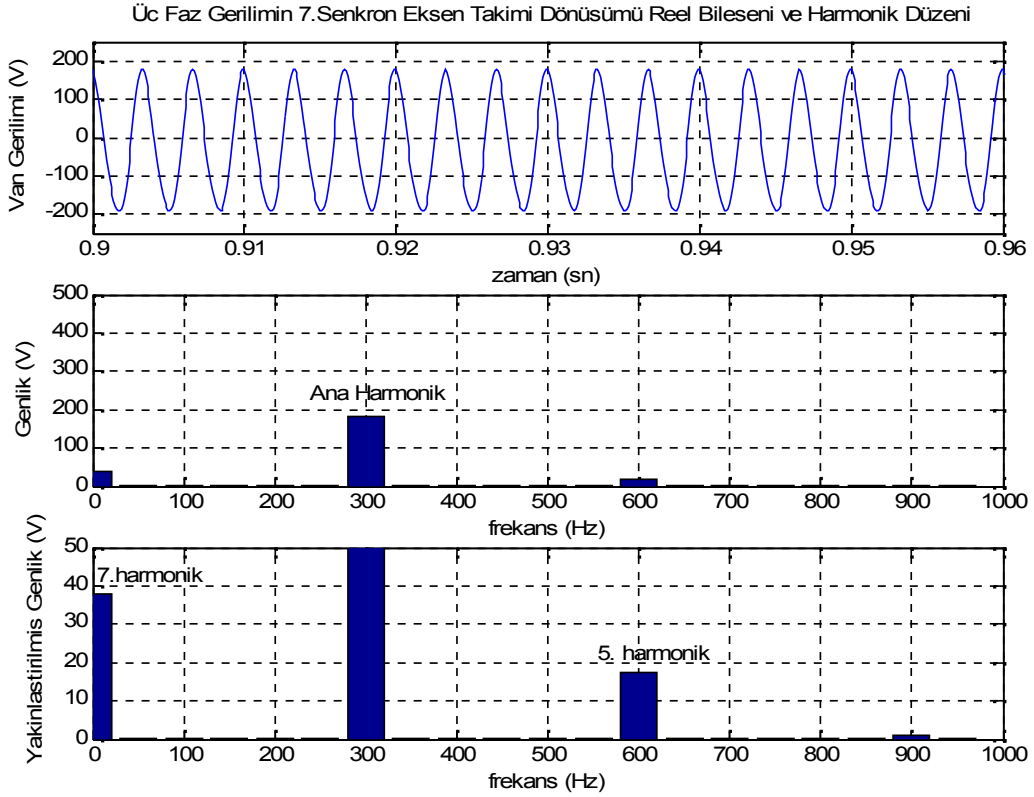
Şekil 5.5. Üç faz gerilimin durağan eksen takımı reel bileşeni ve harmonik düzeni



Şekil 5.6. Üç faz gerilimin 1.senkron eksen takımı dönüşümü reel bileşeni ve harmonik düzeni



Şekil 5.7. Üç faz gerilimin 5.senkron eksen takımı dönüşümü reel bileşeni ve harmonik düzeni

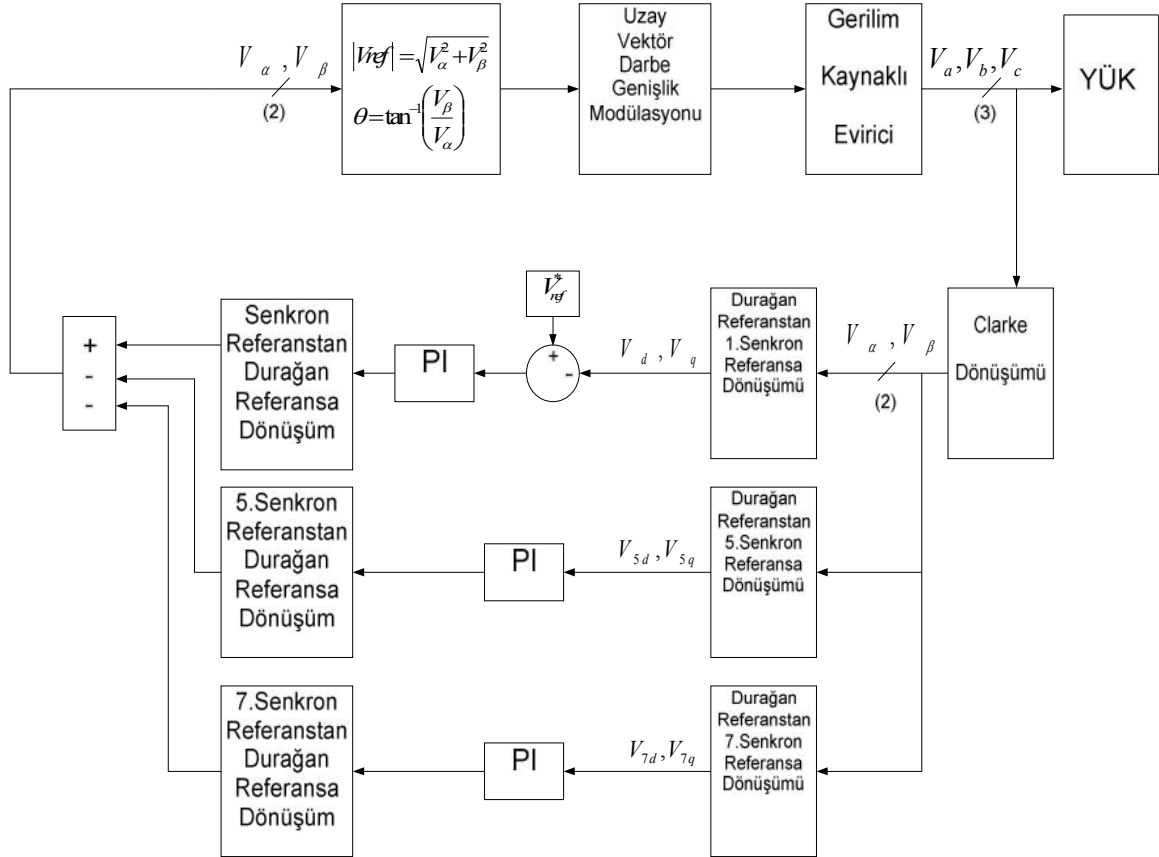


Şekil 5.8. Üç faz gerilimin 7.senkron eksen takımı dönüşümü reel bileşeni ve harmonik düzeni

Alçak geçiren filtreye süzülen üç fazlı evirici gerilimleri ilk önce durağan eksen takımına dönüştürülmüştür. Durağan eksen takımının reel bileşeni şekil 5.5'te verilmiştir. Daha sonra üç faz gerilimin ana harmoniğini d.a. bileşenine taşımak için 1.senkron çatı dönüşümü yapılmıştır. 1.senkron takımının reel bileşeni şekil 5.6'da verilmiştir. 5. ve 7 harmonikleri d.a. bileşenine taşımak için 5. ve 7. senkron çatı dönüşümü yapılmıştır. Bu dönüşümlerin reel bileşenleri şekil 5.7 ve 5.8'de verilmiştir. Reel bileşen için yapılan işlemlerin aynısı imajiner bileşen içinde yapılır.

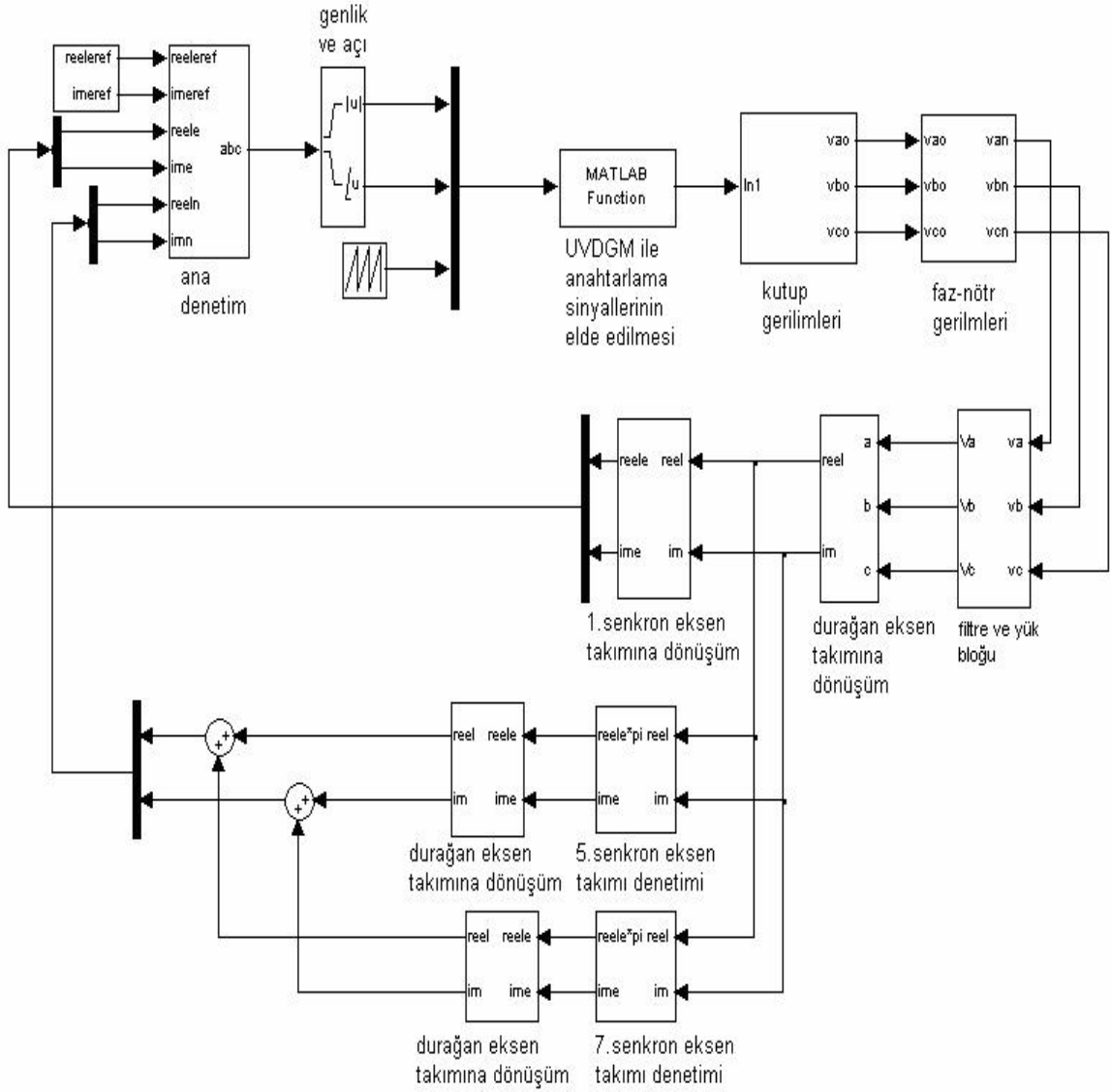
5.4. Matlab/Simulink ile Senkron Referans Gerilim Kontrolü Uygulaması

Bu uygulamada bir önceki bölümde senkron referansa taşıdığımız gerilim genliklerini oransal-integral kontrolör ile kontrol edip, bu genliklerle tekrar senkron referans-durağan referans ters dönüşümü yapıp UVDGM kontrol sinyalimizi elde edeceğiz. Bu kontrol stratejisi şekil 5.9'da verilmiştir.

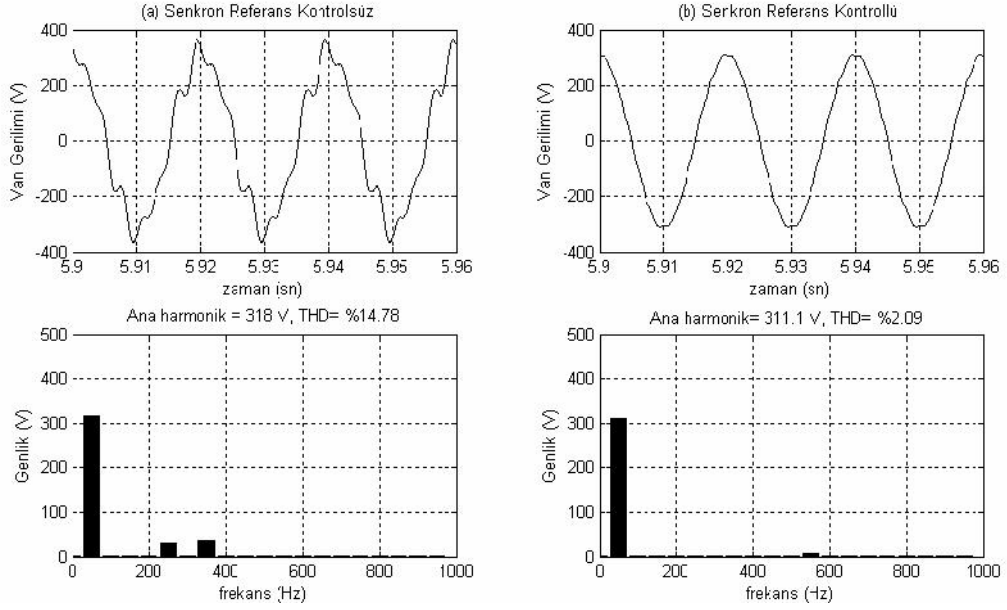


Şekil 5.9. Senkron referans gerilim kontrolü stratejisi blok diyagramı

Bu kontrol stratejisini bölüm 5.3'te kullandığımız üç fazlı kontrolsüz doğrultucu ve çıkışına bağlı direnç yükünden oluşan doğrusal olmayan yük için uygulayalım. Bu uygulamanın Matlab/Simulink gösterimi şekil 5.10'da verilmiştir.



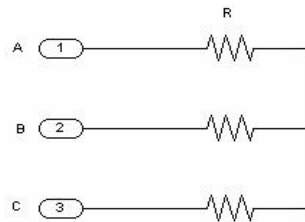
Şekil 5.10. Senkron referans gerilim kontrolü stratejisi Matlab/Simulink gösterim şeması



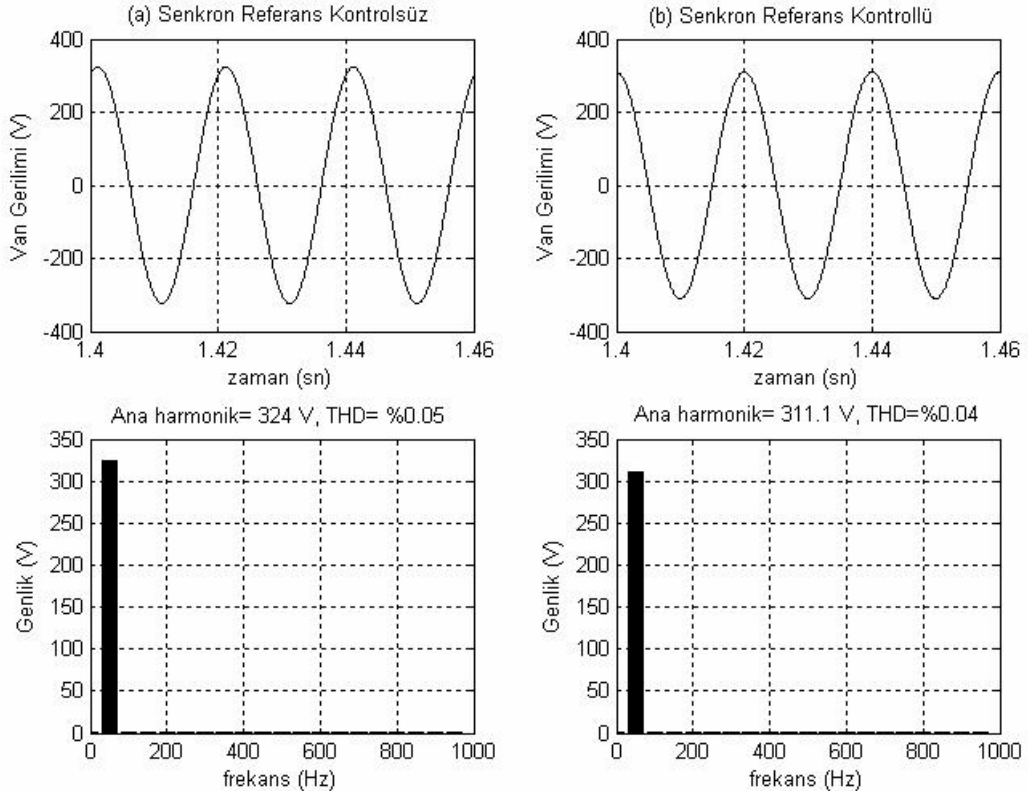
Şekil 5.11. Senkron referans kontrollü ve kontrolsüz faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni

Senkron referans kontrolü yapmadan kullanılan UVDGM ile anahtarlanan üç fazlı gerilim kaynaklı eviricide doğrusal olmayan yükü besleyen a fazı faz-nötr geriliminin zamana göre değişimi ve harmonik düzeni şekil 5.11'in (a) kısmında verilmiştir. Doğrusal olmayan yük olarak şekil 5.4'te gösterilen kontrolsüz doğrultucu çıkışına 15Ω 'luk direnç değeri bağlanmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi toplam harmonik bozulumu (THD) % 14.78'dir. Bu harmonik bozulununun büyük bir kısmını 5. ve 7. harmonik oluşturmaktadır. Ayrıca ana harmonik değerimiz 318 V 'tur. Bu değer olmasını istediğimiz $220 \times \sqrt{2} = 311.1 \text{ V}$ değerinden fazladır. Şekil 5.11'den de görüldüğü gibi senkron referans kontrolü ile hem ana harmonik genliği istenilen değere getirilmiş hem de 5. ve 7. harmonikler elimine edilmiştir. Bu kontrol yöntemiyle toplam harmonik bozulumu %2.09'a kadar indirilmiş ve IEEE-519 standartlarına uygunluk sağlanmıştır.

Şekil 5.4'te kullanılan üç fazlı kontrolsüz doğrultucu ve çıkışına bağlı direnç yükünden oluşan doğrusal olmayan yükün yerine üç fazlı yıldız bağlı direnç yükünü bağlayalım. Bu yükün gösterimi şekil 5.12'de verilmiştir. ($R=96 \Omega$)



Şekil 5.12. Üç faz yıldız bağlı direnç yükü



Şekil 5.13. Üç fazlı yıldız bağlı direnç yükü için senkron referans kontrollü ve kontrolsüz faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni

Üç fazlı direnç yükünü besleyen üç fazlı gerilim kaynaklı evirici çıkındaki a fazı faz-nötr gerilimi ve harmonik düzeni senkron referans kontrolsüz ve kontrollü olarak şekil 5.13'ün (a) ve (b) kısmında verilmiştir. Şekil 5.13 (a)'da a fazı faz-nötr gerilimi harmonikleri sadece L-C ($L=0.1H$, $C=10\mu F$) alçak geçiren filtreye elimine edilmiştir. Bu alçak geçiren filtreye THD %0.05 olarak hesaplanmıştır. Bu değer IEEE-519 standartlarına göre çok iyi bir değerdir. Fakat ana harmonik genliği 324 V'tur. Bu değer talep ettiğimiz ana harmonik genliğinden ($220 \times \sqrt{2} = 311.1 V$) fazladır. Şekil 5.13 (b)'de ise alçak geçiren filtreye birlikte senkron referans kontrolü yapılmıştır. Senkron referans kontrolü THD değerini fazla etkilemese de, bu kontrol stratejisi ile ana harmonik genliğini istediğimiz değere (311.1 V) çekmiş oluruz.

6. SONUÇLAR

Bu tezde uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği ile kontrol edilen üç fazlı gerilim kaynaklı evirici çıkışına üç fazlı yıldız bağlı direnç yükü bağlanmıştır. Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici çıkışındaki a fazı kutup gerilimi (V_{AO}) ve harmonik düzeni incelenmiştir. V_{AO} geriliminin toplam harmonik bozulununun (THD) IEEE-519 standartlarına uymadığı görülmüştür. V_{AO} gerilimin harmonik tablosuna bakıldığında ana harmonik dışındaki en baskın harmoniğin üçüncü harmonik olduğu görülmüştür. Üçüncü harmoniği elimine etmek için kutup geriliminden faz-nötr gerilimine dönüşüm yapılmıştır. Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici çıkışındaki a fazı faz-nötr gerilimi (V_{AN}) ve harmonik düzeni incelendiğinde üçüncü harmoniğin elimine olduğu ve THD'nin %20.75'ten %0.45'e düştüğü görülmüştür. Matlab/Simulink programıyla yapılan bu uygulamada çözümü hızı 1 MHz'den 16.67 kHz'e düşürüldüğünde hem THD %0.45'ten %9.79'a çıkmış hem de V_{AN} gerilimin ana harmonik genliği azalmıştır. THD'yi azaltmak için indüktans-kondansatörden (L-C) oluşan ikinci dereceden alçak geçiren filtre evirici ile yük arasına bağlanmıştır. Bu uygulama hem Matlab/Simulink programıyla hem de deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Her iki uygulamada da THD IEEE-519 standartlarına uygun hale getirilmiştir. Fakat V_{AN} geriliminin ana harmonik genliği alçak geçiren filtre devresinden dolayı daha da azalmıştır.

Ana harmonik ve diğer harmonikleri kontrol etmek için senkron referans kontrol yöntemi uygulanmıştır. Bu kontrol yönteminin daha iyi anlaşılması için alçak geçiren filtre çıkışına üç fazlı yıldız bağlı direnç yükü yerine, üç fazlı kontrolsüz doğrultucu çıkışına bağlı direnç yükünden oluşan doğrusal olmayan yük bağlanmıştır. Bu doğrusal olmayan yükte 5. ve 7. harmoniklerin ana harmonik dışındaki en baskın harmonikler olduğu görülmüştür. Daha sonra alçak geçiren filtre çıkışından alınan üç faz gerilim durağan çatıya dönüştürülmüştür. Ana harmonik genliğini kontrol etmek için 1.senkron çatı dönüşümü yapılmıştır. Bu dönüşümle ana harmonik d.a. bileşenine taşınmıştır. 5. ve 7. harmoniği elimine etmek için 5. ve 7 senkron çatı dönüşümleri yapılmıştır. Bu dönüşümle 5. ve 7. harmonik genlikleri d.a. bileşenine taşınmıştır. Bu d.a. bileşenine taşınan harmonik genlikleri oransal-integral kontrolör ile kontrol edilip durağan çatı dönüşümüyle UVDGM kontrol sinyali elde edilmiştir. Bu stratejiyle V_{AN} gerilimi ve harmonik düzeni tekrar

incelenmiştir. V_{AN} ana harmonik genliğinin talep edilen değerde ($220 * \sqrt{2} = 311.1 \text{ V}$) ve diğer harmoniklerin (5. ve 7.) elimine olduğu görülmüştür.

Doğrusal olmayan yüklerle gerçekleştirilen bu uygulama üç fazlı yıldız bağlı direnç yükünde oluşan doğrusal yüklerle de gerçekleştirilmiştir ve ana harmonik genliği talep edilen değerde elde edilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] **M.Izhar, C.M.Hadzer, S.Masri and S.Idris**, 2003. A study of the fundamental principles to power system harmonic, National Power and Energy Conference (PECon), Malaysia, pp. 225-232.
- [2] **R.Yacamini**, 1994. Power system harmonics, IEEE Power Engineering Journal, pp. 193-198.
- [3] **E.L.Owen**, 1998. A history of harmonics in power systems, IEEE Industry Applications Magazine, pp. 6-12 .
- [4] **T.A. Haskew J. Ray ann B. Horn**, 1997. Harmonic filter design and installation: a case study with resonance, Electric Power Systems Research, 40, pp. 121-125.
- [5] **Serhat Berat Efe**, 2006. Güç Sistemlerinde Harmonikler ve Harmoniklerin Analizi, Yüksek Lisans Tezi, İnönü Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya.
- [6] **Şule Özdemir, Şule Kuşdoğan**, 2005. Doğrusal Olmayan Yüklerde Aktif Güç Filtresi ile Harmoniklerin Filtrelenmesi ve Reaktif Güç Kompanzasyonu, Gazi Üniv. Müh. Mim. Fak. Der. Cilt 20, No:2.
- [7] **Filiz Caner**, 2006. Güç Sistemlerinde Harmonikler ve Filtrelemelerin İncelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Kırıkkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kırıkkale.
- [8] **Murat Yılmaz**, 2006. Elektrik Sistem Tasarımında Harmoniklerin Giderilmesi için Bir Analiz, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [9] **S.R.Kaprielian, A.E.Emanuel, R.V.Dwyer and H.Melita**, 1994. Predicting voltage distortion in a system with multiple random harmonic sources, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.9, No.3, pp. 1632-1638.
- [10] **Hakan Çelik**, 2004. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile Üç Fazlı Asenkron Motorun Hız Kontrolü, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [11] **Ayşe Kocalmış**, 2005. Uzay Vektör PWM Kontrollü Çok Seviyeli İnverterin Modellenmesi ve Benzetimi, , Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [12] **Holmes, G.D. and Lipo**, 2003. T.A., Pulse Width Modulation for Power Converters Principles and Practice, IEEE Press Series on Power Eng., John Wiley and Sons, Piscataway, NJ, USA.
- [13] **Kazmierkowski**, 2002. M.P., Krishnan, R. And Blaabjerg, F., Control in power electronics selected problems, Academic Press, California, USA.
- [14] **M.Emin Asker, Mehmet Özdemir, Mehmet İlyas Bayındır**, 2009. Sinüzoidal ile Uzay Vektör DGM Yöntemlerinin Karşılaştırmalı İncelemesi, 5. Uluslar arası İleri Teknolojiler Sempozyumu, Karabük.
- [15] **Atif Iqbal, Adoum Lamine, İmtiaz Ashraf, Mohibullah**, 2006. Matlab/Simulink Model of Space Vector Pwm For Three-Phase Voltage Source Inverter, Universities Power Engineering Conference, pp.1096-1100.
- [16] **P. Khamphakdi and W. Khan-ngern**, 2004. The Analysis of Output filter for Grid Connected Single Phase Full Bridge Inverter Based on PSpice Simulation Technique , King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang.
- [17] **Koray Şener Parlak**, 2006. Eviricilerden Oluşan Dağınık Güç Sistemlerinde Doğrusal ve Doğrusal Olmayan Yükler İçin Enerji Yönetimi, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
- [18] **Jawad Faiz, Ghazanfar Shahgholian and Mehdi Mahdavian**, Analysis and Simulation of A Three-Phase UPS İnverter With Output Multiple-Filter.

- [19] **Ali Emadi, Abdolhosein Nasiri, Stoyan B. Bekiarov**, Uninterruptible Power Supplies and Active Filters, pp. 42-45.
- [20] **Sencer Ünal**, 2009. Sürekli Miknatıslı Senkron Motorlarda Yapay Sinir Ağları Kullanarak Algılayıcısız Konum Tahmini, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [21] **Liviu Mihalache and Mihal Chls**, 2003. DSP Control Improves Inverter Performance and Density, Power Electronics Technology.
- [22] **A. von Jouanne, P. N. Enjeti, and D. J. Lucas**, 1996. DSP Control of High Power UPS Systems Feeding nonlinear Loads, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp. 121-125.
- [23] **R. A. Gannett, J. C. Sozio, and D. Boroyevich**, 2002. Application of Synchronous and Stationary Frame Controllers for Unbalanced and Non-Linear Load Compensation in 4-Leg Inverters, Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition.
- [24] **K.H. Kim, N.J. Park, D.S. Hyun**, 2005. Advanced Synchronous Reference Frame Controller for Three-phase UPS Powering Unbalanced and Nonlinear Loads, IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1699 – 1704.
- [25] **Koray Şener Parlak, Mehmet Özdemir, M. Timur Aydemir**, 2009. Elimination of Voltage Harmonics Caused by Nonlinear Loads in Distributed Power Systems Consisting of Inverters, International Review of Electrical Engineering, pp 228-234.
- [26] **D.Basic, V.S Ramsden, P.Muttik**, 2007. Digital İmplementation of The Synchronous Reference Frame Controlller For A Selective Hybrid Filter Control System, University of Technology, Sdney, Po Box 123, Broadway.
- [27] **Kyung-Hwan Kim, Nam-Joo Park, Dong-Scok Hyun**, 2005. Advanced Synchronous Reference Frame Controlller For Three-Phase UPS Powering Unbalanced and Nonlinear Loads, Power Electronics Specialist Conference, pp 1699-1704.
- [28] www.mathworks.co.uk Matlab/Simulink reference guide.

EKLER

Anahtarlama Sinyallerinin Üretimi İçin Matlab Fonksiyon da Yazılan Program

```
function[sf]=aaa(u)
ts=0.0002;vdc=1;tepe_deg=vdc/sqrt(3);
x=u(2);y=u(3);mag=(u(1)/tepe_deg)*ts;
%sektor 1
if(x>=0)&(x<pi/3)
    ta=mag*sin(pi/3-x);
    tb=mag*sin(x);
    t0=(ts-ta-tb);
    t1=[t0/4 ta/2 tb/2 t0/2 tb/2 ta/2 t0/4];
    t1=cumsum(t1);
    v1=[0 1 1 1 1 1 0];v2=[0 0 1 1 1 0 0];v3=[0 0 0 1 0 0 0];
    for j=1:7
        if(y<t1(j))
            break
        end
    end
    sa=v1(j);sb=v2(j);sc=v3(j);
end
%sektor 2
if(x>=pi/3)&(x<2*pi/3)
    adv=x-pi/3;
    tb=mag*sin(pi/3-adv);
    ta=mag*sin(adv);
    t0=(ts-ta-tb);
    t1=[t0/4 ta/2 tb/2 t0/2 tb/2 ta/2 t0/4];
    t1=cumsum(t1);
    v1=[0 0 1 1 1 0 0];v2=[0 1 1 1 1 1 0];v3=[0 0 0 1 0 0 0];
    for j=1:7
        if(y<t1(j))
            break
        end
    end
    sa=v1(j);sb=v2(j);sc=v3(j);
end
```

```

%sektor 3
if(x>=2*pi/3)&(x<pi)
    adv=x-2*pi/3;
    ta=mag*sin(pi/3-adv);
    tb=mag*sin(adv);
    t0=(ts-ta-tb);
    t1=[t0/4 ta/2 tb/2 t0/2 tb/2 ta/2 t0/4];
    t1=cumsum(t1);
    v1=[0 0 0 1 0 0 0];v2=[0 1 1 1 1 1 0];v3=[0 0 1 1 1 0 0];
    for j=1:7
        if(y<t1(j))
            break
        end
    end
    sa=v1(j);sb=v2(j);sc=v3(j);
end

%sektor 4
if(x>=-pi)&(x<-2*pi/3)
    adv=x+pi;
    tb=mag*sin(pi/3-adv);
    ta=mag*sin(adv);
    t0=(ts-ta-tb);
    t1=[t0/4 ta/2 tb/2 t0/2 tb/2 ta/2 t0/4];
    t1=cumsum(t1);
    v1=[0 0 0 1 0 0 0];v2=[0 0 1 1 1 0 0];v3=[0 1 1 1 1 1 0];
    for j=1:7
        if(y<t1(j))
            break
        end
    end
    sa=v1(j);sb=v2(j);sc=v3(j);
end

%sektor 5
if(x>=-2*pi/3)&(x<-pi/3)
    adv=x+2*pi/3;
    ta=mag*sin(pi/3-adv);
    tb=mag*sin(adv);
    t0=(ts-ta-tb);
    t1=[t0/4 ta/2 tb/2 t0/2 tb/2 ta/2 t0/4];
    t1=cumsum(t1);
    v1=[0 0 1 1 1 0 0];v2=[0 0 0 1 0 0 0];v3=[0 1 1 1 1 1 0];
    for j=1:7
        if(y<t1(j))
            break
        end
    end
    sa=v1(j);sb=v2(j);sc=v3(j);
end

```

```

%sektor 6
if(x>=-pi/3)&(x<0)
    adv=x+pi/3;
    tb=mag*sin(pi/3-adv);
    ta=mag*sin(adv);
    t0=(ts-ta-tb);
    t1=[t0/4 ta/2 tb/2 t0/2 tb/2 ta/2 t0/4];
    t1=cumsum(t1);
    v1=[0 1 1 1 1 1 0];v2=[0 0 0 1 0 0 0];v3=[0 0 1 1 1 0 0];
    for j=1:7
        if(y<t1(j))
            break
        end
    end
    sa=v1(j);sb=v2(j);sc=v3(j);
end
sf=[sa, sb, sc,];

```

ÖZGEÇMİŞ

Fatih DEMİR, 1985 yılında Elazığ'da doğdu. İlkokulu Ankara, ortaokul ve liseyi Elazığ'da bitirdi. 2003 yılında Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliğini kazandı. 2007 yılında bölümünden mezun olup, aynı yıl Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisansa başladı. 2008 yılından itibaren Elazığ Türktelekom Müdürlüğü'nde mühendis olarak göreve başladı.