



T.C.

SELÇUK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DİSTORSİYONLU GİRİŞ GERİLİMLERİNDE UVM KONTROLLÜ MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN PERFORMANSININ İYİLEŞTİRİLMESİ

Hulusi KARACA

DOKTORA TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Eylül-2010
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

TEZ BİLDİRİMİ

Bu tezdeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edildiğini ve tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

DECLARATION PAGE

I hereby declare that all information in this document has been obtained and presented in accordance with academic rules and ethical conduct. I also declare that, as required by these rules and conduct, I have fully cited and referenced all material and results that are not original to this work.

Hulusi KARACA

Tarih: 29 / 09 / 2010

ÖZET

DOKTORA TEZİ

DİSTORSİYONLU GİRİŞ GERİLİMLERİNDE UVM KONTROLLÜ MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN PERFORMANSININ İYİLEŞTİRİLMESİ

Hulusi KARACA

Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Ramazan AKKAYA

2010, 151 Sayfa

Jüri
Doç. Dr. Ramazan AKKAYA
Prof. Dr. Saadetdin HERDEM
Doç. Dr. Seydi Vakkas ÜSTÜN
Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÇUNKAŞ
Yrd. Doç. Dr. Ömer AYDOĞDU

Elektrik gücünün farklı formlara dönüştürülmesi, güç elektroniğinin en önemli konusudur. Dönüştürme işlemlerinin en önemlilerinden birisi AC-AC dönüştürücüler tarafından gerçekleştirilen güç dönüşümüdür. Bu dönüştürücülerde genellikle sabit genlik ve frekanslı AC gerilim, önce DC gerilime daha sonra tekrar farklı frekans ve genlikli AC gerilime dönüştürülmektedir. Son yıllarda, geleneksel AC-AC güç dönüştürücülerinin yerini almaya aday olan ve doğrudan AC-AC güç dönüşümü yapabilen matris dönüştürücüler üzerine yoğun çalışmalar yapılmaktadır. Bu teknoloji, geleneksel inverter temelli dönüştürücülerde kullanılan reaktif enerji depolama elemanlarına (büyük boyutlu C ve L) olan ihtiyacı ortadan kaldırdığından küçük boyutlu dönüştürücüler tasarlanabilmektedir. Ayrıca iki yönlü anahtarlar kullanılmasından dolayı şebekeye enerji geri dönüşümü yapılabilmektedir. Matris dönüştürücünün diğer önemli özellikleri ise, giriş ve çıkış akımlarının sinüzoidal olması, yükten bağımsız bir şekilde güç faktörünün ayarlanabilmesi ve dört bölgeli çalışmaya izin vermesidir. Ancak bu özelliklerinin yanında matris dönüştürücüler, AC-DC-AC dönüştürücülere göre daha çok güç anahtarına ihtiyaç duyması, karmaşık anahtarlama yapısına sahip olması, maksimum çıkış geriliminin giriş geriliminin %86,6'sı ile sınırlı olması ve şebeke tarafındaki herhangi bir bozukluğun doğrudan çıkışa yansıması gibi dezavantajlara sahiptir.

Bu tez çalışmasında, öncelikle matris dönüştürücünün yukarıda bahsedilen dezavantajlarının üstesinden gelebilmek için Uzay Vektör Modülasyonu (UVM) metoduyla kontrol edilen bir matris dönüştürücünün simülasyonu yapılmış ve daha sonra sabit genlik ve frekanslı üç fazlı şebekeden değişken genlik ve frekansta üç fazlı AC çıkış gerilimleri elde etmek için TMS320F2812 sayısal işaret işlemcisi kullanılarak UVM metoduyla kontrol edilen bir matris dönüştürücü pratik olarak gerçekleştirilmiştir.

Bu dönüştürücünün simülasyon ve deneysel sonuçlarının uyum içinde olduğu görülmüştür.

Ayrıca giriş gerilimindeki bozukluğun çıkışa yansımasını azaltmak ve sistemin çıkış performansını iyileştirmek için iki adet yeni kompanzasyon metodu önerilmiştir. Bunların ilki, bulanık mantık kontrolör temelli geri beslemeli kompanzasyon metodu; diğeri ise, literatürde adı geçen ileri beslemeli kompanzasyon metodu ile önerdiğimiz bulanık mantık temelli kompanzasyon metodunun birlikte kullanıldığı hibrid kompanzasyon metodudur. Önerilen kompanzasyon metotlarının etkinliğini göstermek için 100 Hz'e kadar tüm çıkış frekanslarında matris dönüştürücünün çıkış akımının toplam harmonik distorsiyonları (THD) ölçülmüş ve elde edilen sonuçlar, kompanzasyonsuz ve ileri beslemeli kompanzasyon metotlarının sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Önerilen metotların distorsiyonlu giriş gerilimi koşulları altında, matris dönüştürücünün çıkış akımında meydana gelen harmonikleri önemli ölçüde azalttığı ve sistemin çıkış performansını iyileştirdiği gerçekleştirilen simülasyon çalışmalarıyla doğrulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Matris dönüştürücü, uzay vektör modülasyonu (UVM), distorsiyonlu giriş gerilimleri, sayısal işaret işlemci (DSP), AC-AC dönüştürücü, bulanık mantık kontrolör.

ABSTRACT

Ph.D THESIS

PERFORMANCE IMPROVEMENT OF MATRIX CONVERTER CONTROLLED WITH SVM ON THE DISTORTED INPUT VOLTAGES

Hulusi KARACA

THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCE OF SELÇUK UNIVERSITY
DOCTOR OF PHILOSOPHY
IN ELECTRICAL&ELECTRONICS ENGINEERING

Advisor: Assoc. Prof. Dr. Ramazan AKKAYA

2010, 151 Pages

Jury
Assoc. Prof. Dr. Ramazan AKKAYA
Prof. Dr. Saadetdin HERDEM
Assoc. Prof. Dr. Seydi Vakkas ÜSTÜN
Asst. Prof. Dr. Mehmet ÇUNKAŞ
Asst. Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU

Converting electric power to different forms is the most important topic in power electronics. One of the most significant conversion processes is power conversion performed by AC-AC converters. In AC –AC power converters, firstly, AC voltage with constant amplitude and frequency is usually converted to DC voltage, and then back to AC voltage having different amplitude and frequency. In recent years, a large number of studies have focused on the matrix converter which is a candidate to replace the conventional AC-AC power converters and can directly perform power conversion. Because this technology eliminates need for reactive energy storage components (large size capacitors and inductors) used in the inverter based converters, the compact converters can be designed. In addition, the energy regeneration can be done to the mains thanks to bidirectional power switches. The other attractive features of the matrix converters are that they have sinusoidal input and output currents, they have adjustable power factor independent of load, and they are able to operate in four-quadrant. Besides these advantages, the matrix converters have some disadvantages such as needing more power switches than AC-DC-AC converters, having complex switching pattern, limiting the amplitude of maximum output voltage to 86.6% of input voltage, and directly reflecting any distortion on mains to output.

In this thesis, to overcome these disadvantages of matrix converter, firstly some simulations of matrix converter controlled with space vector modulation (SVM) method have been performed. Afterwards experimental setup has been implemented using TMS320F2812 digital signal processor to obtain three phase output voltages from three phase supply with constant amplitude and frequency. Simulation and experimental results of this converter have been found to be in compliance with each other.

Furthermore, two different compensation methods have been proposed in order to reduce the effect of distorted input voltage on output side and improve the output performance of the system. The first method is fuzzy logic controller based feedback compensation method. The latter is a hybrid method of the proposed method and the feed-forward compensation researched in the literature. To demonstrate effectiveness of proposed compensation methods, total harmonic distortion of output current of matrix converter for all frequencies up to 100 Hz has been calculated, and obtained results from proposed compensation methods have been compared with results of uncompensated method and feed-forward compensation method. The implemented simulations proved that proposed methods can considerably reduce harmonic contents on output current of matrix converter and improve the output performance of the system under distorted input voltage conditions.

Keywords: Matrix converter, space vector modulation (SVM), distorted input voltages, digital signal processor (DSP), AC-AC converter, fuzzy logic controller.

ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasının her aşamasında çalışmalarımı büyük bir titizlikle yönlendiren danışmanım Doç. Dr. Ramazan AKKAYA'ya, tez izleme komitesi üyeleri Prof. Dr. Saadetdin HERDEM'e ve Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÇUNKAŞ'a, bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım bölümümüz değerli öğretim elemanlarına ve özellikle yardımlarını esirgemeyen Arş. Gör. Sabri ALTUNKAYA'ya teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca çalışmalarıma maddi destek sağladığından Selçuk Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğü'ne teşekkür ederim.

Çalışmalarım boyunca gösterdiği sabır ve anlayıştan dolayı eşime, maddi ve manevi her türlü destekleriyle yanımda olan aileme teşekkürü borç bilirim.

Hulusi KARACA
KONYA-2010

İÇİNDEKİLER

ÖZET……..... iv

ABSTRACT…….. vi

ÖNSÖZ……..... viii

İÇİNDEKİLER……...… ix

SİMGELER VE KISALTMALAR …….. xi

1. GİRİŞ……...……..... 1

1.1. Tezin Amacı ve Önemi……...……..….. 6
1.2. Tezin Organizasyonu……. 7

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI…… 9

3. MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER……... 16

3.1. Matris Dönüştürücünün Temelleri……..... 16
3.1.1. Matris Dönüştürücünün Matematiksel Modeli……..... 18
3.1.2 Matris Dönüştürücüde Kullanılan Anahtarlar……..... 22
3.1.2.1 Ayrık yarıiletkenlerle gerçekleştirilen anahtarlar…….... 23
3.1.2.2. Tümleşik güç modülleri…… 25
3.1.3. Matris Dönüştürücüde Akım Komütasyonu……..... 28
3.1.4. Matris Dönüştürücü Giriş Filtresi……..... 32
3.1.5. Matris Dönüştürücü Koruma Problemleri……..... 34

4. MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜ KONTROL TEKNİKLERİ…….. 38

4.1. Venturini Modülasyon Metodu…….. 38
4.1.1. Venturini Modülasyon Metodunun Temel Prensibi…….. 38
4.1.2. Anahtarların İletim Oranları…….. 38
4.1.3. Modülasyon Fonksiyonları…… 41
4.1.4. Üç Fazlı Referans Gerilimleri…… 42
4.1.5. Modülasyon Matrisinin Türetilmesi…….. 45
4.2. Uzay Vektör Modülasyon (UVM) Metodu…… 51
4.2.1. Matris Dönüştürücüdeki Üç Fazlı Değişkenlerin Uzay Vektörleriyle Temsil Edilmesi……... 52
4.2.2. Anahtarlama Vektörlerinin Seçilmesi ve Sınıflandırılması…… 54
4.2.3. Anahtarların iletim sürelerinin hesaplanması……. 68

5. MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜ SİSTEMİNİN TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ……. 76

5.1. Sayısal İşaret İşlemci Kartı……..... 78
5.2. Ölü Zaman Ekleme Devresi……. 80

5.3. Sıfır Geçiş Algılama Devresi……..... 83
5.4. IGBT Sürücü Devresi…….. 85
5.5. Kısa Devre ve Aşırı Akım Koruma Devresi……..……..... 89
5.6. Matris Dönüştürücü Güç Devresi…… 92

6. UVM KONTROLLÜ MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN SİMÜLASYON VE DENEYSEL SONUÇLARI …….. 94

7. DİSTORSİYONLU GİRİŞ GERİLİMLERİNDE MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN PERFORMANSININ İYİLEŞTİRİLMESİ.…… 120

7.1. UVM Metoduyla Kontrol Edilen Matris Dönüştürücünün Performans Analizi……... 122
7.1.1. İdeal Giriş Gerilimlerinde Matris Dönüştürücünün Kontrolü…… 123
7.1.2. Distorsiyonlu Giriş Gerilimlerinde Kompanzasyon Kullanılmadan Matris Dönüştürücünün Kontrolü…… 125
7.1.3. Distorsiyonlu Giriş Gerilimlerinde İleri Besleme Kompanzasyon Sistemi Kullanılarak Matris Dönüştürücünün Kontrolü…….. 127
7.1.4. Distorsiyonlu Giriş Gerilimlerinde Bulanık Mantık Kontrolörlü Kompanzasyon Sistemi Kullanılarak Matris Dönüştürücünün Kontrolü……..... 131
7.1.5. Distorsiyonlu Giriş Gerilimlerinde Hibrid Kompanzasyon Sistemi Kullanılarak Matris Dönüştürücünün Kontrolü……..... 137
7.2. Kompanzasyon Sistemlerinin Karşılaştırılması……..... 139

8. SONUÇLAR VE ÖNERİLER……... 143

KAYNAKLAR……. 145

ÖZGEÇMİŞ……. 150

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

A : Anlık transfer matrisi
A^T : Anlık transfer matrisinin transpozesi
α_i : Giriş fazlar arası gerilimlerinin uzay vektöründeki faz açısı
α_o : Çıkış fazlar arası gerilimlerinin uzay vektöründeki faz açısı
β_i : Giriş hat akımlarının uzay vektöründeki faz açısı
β_o : Çıkış hat akımlarının uzay vektöründeki faz açısı
f_i : Giriş frekansı
f_o : Çıkış frekansı
f_s : Anahtarlama frekansı
I_a, I_b, I_c : Matris dönüştürücünün çıkış faz akımları
I_A, I_B, I_C : Matris dönüştürücünün giriş faz akımları
I_i : Giriş akımı
I_o : Çıkış akımı
$\vec{i}_i$: Giriş akım vektörü
$\vec{i}_o$: Çıkış akım vektörü
$M(t)$: Düşük frekanslı transfer matrisi
S_{Ab} : Birinci giriş fazı ile ikinci çıkış fazı arasındaki çift yönlü anahtar
S_{Kj} : Matris dönüştürücünün anahtarları
q : Gerilim transfer oranı
q_m : Maksimum gerilim transfer oranı
t_{Kj} : Anahtarların iletim süresi
T_s : Anahtarlama periyodu
V_a, V_b, V_c : Matris dönüştürücünün çıkış faz gerilimleri
V_A, V_B, V_C : Matris dönüştürücünün giriş faz gerilimleri
$\vec{v}_i$: Giriş gerilim vektörü
$\vec{v}_o$: Çıkış gerilim vektörü
v_i : Giriş gerilimi
V_{im} : Giriş geriliminin maksimum genliği
v_{jN} : Girişin nötr noktasına göre çıkış faz gerilimi
v_o : Çıkış gerilimi
V_{om} : Çıkış geriliminin maksimum genliği
ω_i : Girişin açısal frekansı
ω_0 : Çıkışın açısal frekansı

Kısaltmalar

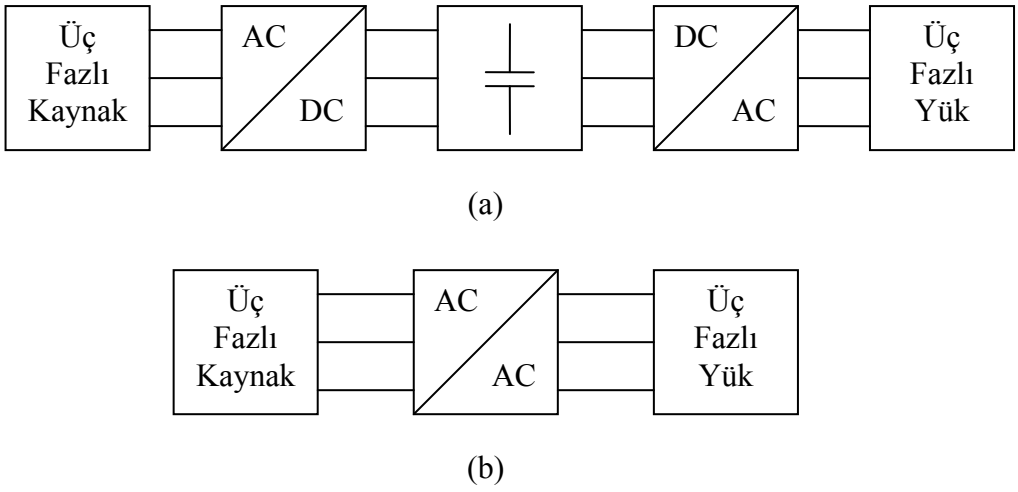
AC : Alternatif akım
DC : Doğru akım
DSP : Sayısal işaret işlemci

FPGA	: Alan Programlamalı Kapı Dizileri
IGBT	: İzole kapılı bipolar transistör
I/O	: Giriş-Çıkış
MCT	: MOS kontrollü tristör
MOSFET	: Metal oksit yarı iletkenli FET
OGVM	: Optimum genlikli Venturini modülasyonu
PWM	: Darbe genişlik modülasyonu
PWM-VSI	: Darbe genişlik modülasyonlu gerilim beslemeli inverter
THD	: Toplam harmonik distorsiyonu
UVM	: Uzay vektör modülasyonu
VM	: Venturini modülasyonu

1. **GİRİŞ**

Elektrik enerjisinin kontrol edilmesi ve farklı formlara dönüştürülmesi elektrik mühendisliğindeki en önemli işlemlerden birisidir. Güç elektroniği dönüştürücülerinde ve özellikle de yarı iletken güç elemanlarındaki hızlı gelişmelerle birlikte elektrik enerjisinin kontrolünde de büyük ilerlemeler sağlanmıştır.

Sanayide yaygın şekilde kullanılan makinelerin başında gelen üç fazlı alternatif akım motorlarının değişken hız gereksinimleri için değişken frekans ve değişken genlikli alternatif akım kaynakları gerekmektedir. Bu ihtiyacı karşılamak için ise genellikle, değişken genlik ve frekanslı gerilimler üretebilen darbe genişlik modülasyonlu gerilim beslemeli inverterler (PWM-VSI) kullanılmaktadır. Bir diyotlu köprü doğrultucu veya PWM aktif doğrultucu tarafından beslenen bu inverterler, bir DC güce ihtiyaç duymaktadırlar. DC ara devre vasıtasıyla güç dönüşümüne dayandığından dolayı bu tip yapılara "dolaylı güç dönüştürücüler" adı verilmektedir. Dolaylı güç dönüştürücüler, AC'den AC'ye güç dönüşümünü gerçekleştirmek için önce AC'yi bir doğrultucu ile DC'ye çevirir, sonra DC'yi tekrar farklı frekans ve genliğe sahip AC'ye çevirirler (Toliyat ve Campbell 2004). Bu tip dönüştürücülerin blok şeması Şekil 1.1a'da görülmektedir.



Şekil 1.1. AC-AC güç dönüşüm prensipleri a) Dolaylı güç dönüşümü b) Doğrudan güç dönüşümü

Dolaylı güç dönüşümüne alternatif ise, doğrudan güç dönüşümü yapabilen doğal komütasyonlu frekans dönüştürücüler (cycloconverter) veya zorlamalı komütasyonlu frekans dönüştürücülerdir. Bu frekans dönüştürücülerin her ikisi de doğrudan AC-AC güç dönüşümünü gerçekleştirebildikleri için DC ara devreye ihtiyaç duymamaktadırlar. Tristörlü doğal komütasyonlu doğrudan frekans dönüştürücüler, çoğunlukla Mega-Watt seviyesindeki güç uygulamalarında tercih edilir. Ancak, tristörlerin kesime sokulması kontrol edilemediğinden sistemin çıkış frekansı, giriş frekansının yarısıyla sınırlı kalmaktadır (Toliyat ve Campbell 2004).

Kontrollü bir şekilde iletimden çıkarılabilme yeteneğine sahip yarıiletken anahtarların kullanılması durumunda zorlamalı komütasyonlu doğrudan frekans dönüştürücünün çıkış frekansı için herhangi bir sınırlama yoktur. Zorlamalı komütasyonlu doğrudan frekans dönüştürücünün bir diğer adı da **"matris dönüştürücü"**dür. Burada kullanılan yarıiletken güç anahtarları, IGBT, MOSFET veya MCT olabilir.

Bu matris dönüştürücü fikri ilk kez Gyughi ve Pelly tarafından 1976'da ortaya atıldığından beri, iki yönlü güç akışını kontrol edebilmesi ve DC hattına ihtiyaç duymaması sebebiyle matris dönüştürücüler artan şekilde ilgi çekmektedir (Gyughi ve Pelly 1976). Bununla birlikte, matris dönüştürücülerdeki gerçek gelişme, Venturini ve Alesina tarafından 1980'de yayınlanan makalelerle başlamıştır (Venturini 1980, Venturini ve Alesina 1980). Dünyadaki güç mühendisleri, dolaylı güç dönüştürücü sistemlerine bir alternatif olarak yoğun bir şekilde matris dönüştürücüler hakkında araştırma yapmaktadırlar.

Matris dönüştürücü, m-fazlı kaynağı n-fazlı yüke doğrudan bağlayan **mxn** matris şeklinde yerleştirilmiş kontrollü yarı iletken anahtarlar dizisinden meydana gelmektedir. Şu anki matris dönüştürücü araştırmalarının pek çoğu dokuz adet iki yönlü anahtar kullanılan üç faz-üç faz dönüştürücüler üzerine odaklanmıştır. Çünkü bu üç faz-üç faz matris dönüştürücü devresi, doğrudan inverterli standart asenkron motor sürücüsünün yerine kullanılabilmektedir.

Üç fazlı asenkron motorun hızını kontrol etmek için bir kontrol sisteminin aşağıdaki özelliklere sahip olması gerekmektedir:

- Üretilen çıkış geriliminin (örn; motor uç gerilimi) genliği ve frekansı bağımsız bir şekilde kontrol edilebilmeli

- Giriş güç faktörü yükten bağımsız şekilde ayarlanabilmeli
- Dört bölgeli çalışma yeteneğine sahip olmalı
- Çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı mümkün olduğu kadar büyük olmalı
- Düşük dereceli çıkış gerilim harmonikleri ve anahtarlama kayıpları tatmin edici şekilde az olmalı.
- Verimli olmalı
- Küçük boyutlu olmalıdır.

Bir kontrol sisteminin sahip olması beklenen yukarıdaki özelliklerin tamamı, matris dönüştürücüler kullanılarak karşılanabileceğinden, bu güç dönüştürücü sisteminin gelecekte çok daha popüler olması hiç şaşırtıcı olmayacaktır.

Matris dönüştürücü doğrudan AC'den AC'ye güç dönüşümü yapabilen anahtarlamalı tip bir dönüştürücüdür. Giriş fazlarını doğrudan çıkış fazlarına bağlayan matris şeklinde yerleştirilmiş kontrollü iki-yönlü anahtarlar dizisinden oluşmaktadır. Özellikle asenkron motor sürücüleri, askeri uygulamalar ve rüzgar enerjisi dönüşümü uygulamalarında matris dönüştürücülere büyük ilgi duyulmaktadır.

Diğer güç dönüştürücülerle karşılaştırıldığında matris dönüştürücüler aşağıdaki üstün özelliklere sahiptir.

- AC-AC güç dönüşümleri için tam bir silikon çözüm sunmaktadır. DC ara devreye sahip dönüştürücülerin aksine matris dönüştürücüler, bir DC ara devre enerji depolama katına sahip değildir. Matris dönüştürücüler doğru akım hattı için hacimli ve kolay arızalanan elektrolitik kapasitörler gibi büyük enerji depolayan elemanlar içermediğinden, dayanıklılık ve küçük boyut gerektiren uygulamalar için vazgeçilmez bir dönüştürücü olmaya adaydır.
- Giriş güç faktörü kontrol edilebilmektedir. Yükün güç faktörü ister kapasitif isterse endüktif olsun matris dönüştürücünün şebekeden birim giriş güç faktöründe akım çekmesi sağlanabilmektedir.
- Faydalı frenleme yapılabilmektedir. Matris dönüştürücü yapısı gereği iki yönlü güç akışını sağlayan doğal bir yeteneğe sahiptir. Bu özellik, asansörler, vinçler ve hibrid elektrik araçları gibi sık sık faydalı frenleme gerektiren uygulamalar için çok önemlidir.

- Çıkış frekansı kontrol edilebilmektedir. Matris dönüştürücünün çıkış frekansı, hem giriş frekansından küçük hem de büyük değerlere ayarlanabilmektedir. Frekans dönüştürücülere göre matris dönüştürücünün en önemli üstünlüğü bu özelliğidir.
- Şebekeden düşük harmonikli giriş akımı çekilebilmektedir.

Tüm bu üstün özelliklerine rağmen matris dönüştürücünün endüstriyel uygulamalarda hala tercih edilmemesinin bazı sebepleri vardır. Bunlar,

- Matris dönüştürücünün çıkış geriliminin genliği, giriş geriliminin genliğinin maksimum $\sqrt{3}/2$'si ile sınırlıdır. Yüksek gerilim gerektiren uygulamalarda yükseltici bir transformatör kullanılması gerekebilir.
- AC-DC-AC güç dönüştürücüsüne oranla çok sayıda güç elektroniği elemanı ve sürücüsü kullanılmaktadır. Matris dönüştürücü güç devresi için on sekiz adet yarı iletken güç anahtarı ve on sekiz hızlı diyottan oluşan dokuz adet iki yönlü anahtar gerekmektedir. Daha fazla güç elektroniği malzemesi, genellikle tüm sistem için daha fazla maliyet ve daha az güvenilirlik anlamına gelmektedir.
- Hızlı veri işleyen işlemciler ve karmaşık bir kontrol algoritmasına ihtiyaç duyulmaktadır. Matris dönüştürücünün doğru şekilde çalışması, karmaşık modülasyon ve kontrol algoritmalarını gerçekleştirmek için hızlı hesaplama yeteneğine bağlıdır.
- Güç kaynağı, herhangi bir DC ara hat olmaksızın doğrudan yüke bağlandığı için şebeke tarafındaki bozukluk veya harmonikler matris dönüştürücünün çıkışını etkilemektedir.
- Giriş tarafında bir filtre kullanılması gerekmektedir.
- İki yönlü anahtarların komütasyon problemleri, malzemelerin hasar görmesine neden olabilmektedir.
- Matris dönüştürücünün korunması şu ana kadar tamamen çözülememiş olan önemli bir konudur.

Zorlamalı komütasyonlu frekans dönüştürücüler için matris dönüştürücü ismi, ilk kez 1980'de Venturini tarafından ortaya atılmıştır (Venturini 1980). Yazarlar matris dönüştürücünün düşük frekans davranışlarını tanımlamak için bir

matematiksel model geliştirmişlerdir. Giriş tarafındaki gerilim ve akım ile çıkış tarafındaki gerilim ve akım arasındaki ilişkiyi tanımlamak için modülasyon matrisi ifadesini kullanmışlardır. Bu modülasyon metodu, Venturini modülasyon (VM) metodu veya doğrudan transfer fonksiyonu yaklaşımı olarak bilinmektedir (Wheeler ve ark. 2002, Karaca ve Akkaya 2006, Karaca ve Akkaya 2008). Bu metotta çıkış gerilimleri, giriş gerilimleri ile modülasyon matrisinin çarpılmasıyla elde edilmektedir.

İlk VM metodunda elde edilebilecek çıkış geriliminin maksimum genliği, giriş gerilimi genliğinin maksimum %50'si ile sınırlıdır. Daha sonra 1989'da Venturini tarafından optimum genlikli VM (OGVM) metodu ortaya atılmıştır. OGVM metodunda, çıkış geriliminin maksimum genliğini giriş geriliminin %86,6'sına yükseltmek için istenen çıkış gerilimlerine, giriş gerilimlerinin üçüncü harmonikleri eklenir, çıkış gerilimlerinin üçüncü harmonikleri de çıkartılır (Alesina ve Venturini 1989).

1983'de Rodriguez tarafından hayali doğru akım hattına dayanan farklı bir kontrol tekniği sunulmuştur (Rodriguez 1983). Bu metotta her bir çıkış hattı darbe genişlik modülasyon tekniği kullanılarak en pozitif ve en negatif giriş hatları arasında anahtarlanmaktadır. Bu metoda dolaylı transfer fonksiyonu yaklaşımı adı verilmektedir.

Braun ve Hasse (1983) ve Kastner ve Rodriguez (1985) matris dönüştürücünün kontrol ve analizinde uzay vektörlerin kullanımını tanıtmıştır. Huber (1989), UVM metodunun prensiplerini deneysel olarak matris dönüştürücü modülasyon problemine uyguladı ve daha sonraki yıllarda bu konuda birkaç makale daha yayınladı (Huber ve Borojevic 1989, 1995, Huber ve ark. 1989, 1990, 1992, 1993).

Günümüzde matris dönüştürücü üzerine araştırmalar genellikle, komütasyon stratejisinin güvenli bir şekilde gerçekleştirilmesi (Youm ve Kwon 1999), koruma problemi (Nielsen ve ark. 1997, Mahlein ve Braun 2000), iki yönlü anahtarların üretilmesi ve paketlenmesi (Chang ve ark. 1999, Klumpner ve ark. 2000), giriş filtre tasarımı (Wheeler ve ark. 1994, Klumpner ve ark. 2000) ve distorsiyonlu giriş gerilim koşulları altında çalışması (Karaca ve ark. 2008, Karaca ve Akkaya 2009) üzerinde yoğunlaşmıştır.

1.1. Tezin Amacı ve Önemi

Matris dönüştürücüler, m-fazlı kaynağı n-fazlı yüke doğrudan bağlayan matris şeklinde yerleştirilmiş kontrollü ve iki-yönlü yarı iletken anahtarlar ile gerçekleştirilen güç dönüştürücüleridir. Matris dönüştürücülerin temel görevi, AC giriş gerilimini, doğrudan genliği ve frekansı değiştirilebilen AC çıkış gerilimine dönüştürmektir. Matris dönüştürücülerdeki en temel problemler, kontrolünün ve akım komütasyonunun zor, gerilim transfer oranının sınırlı olması ve çıkış geriliminin giriş gerilimindeki bozulmalardan etkilenmesidir.

Bu tez çalışmasında, Uzay Vektör Modülasyon (UVM) metoduyla kontrol edilen bir matris dönüştürücü modellenerek simülasyonları yapılacak ve pratik olarak gerçekleştirilecektir. UVM kontrollü üç fazlı bir matris dönüştürücünün performansını iyileştirmek ve aşağıdaki problemlerin üstesinden gelmek için yeni bir kontrol algoritmasının geliştirilmesi amaçlanmaktadır.

- Matris dönüştürücülerde kullanılan tam kontrollü iki-yönlü anahtarların eş zamanlı komütasyonunu gerçekleştirmek çok zordur. Çünkü komütasyon esnasında güç yarı iletkenlerinin hasar görmesine neden olan aşırı akım veya aşırı gerilimler oluşabilmektedir. Bu problem, anahtarların güvenli çalışmasını sağlayan yeni komütasyon stratejilerinin geliştirilmesini gerektirmektedir. Çalışmanın amaçlarından biri, bu komütasyonların güvenli şekilde gerçekleştirilmesini sağlamaktır.
- Matris dönüştürücülerde elde edilebilecek maksimum gerilim transfer oranı %86,6'dır. Bu çalışmada bu değerin elde edilmesi amaçlanmaktadır.
- Matris dönüştürücülerin girişindeki AC şebekede oluşan herhangi bir bozukluk doğrudan çıkışında da görülmektedir. Şebeke tarafındaki bozuklukların çıkışa yansıması engellenerek matris dönüştürücünün çıkış performansı artırılabilir. Bu tez çalışmasında UVM metoduyla kontrol edilen matris dönüştürücünün çıkış performansını artırmak için yeni bir kompanzasyon tekniğinin matematiksel olarak modellenmesi, Matlab&Simulink programı kullanılarak dönüştürücünün simülasyonunun gerçekleştirilmesi ve sistemin pratik olarak uygulanması amaçlanmaktadır.

Matris dönüştürücülerin inverterlere göre pek çok üstün özellik sunmasına rağmen sanayide hala inverterlerin tercih edilmesinin sebebi, matris dönüştürücülerin kontrolünün çok karmaşık ve zor olmasıdır. Ancak matris dönüştürücünün kontrolünün üstesinden gelmek, matris dönüştürücü sisteminin üç fazlı AC-AC güç dönüşümü gerektiren yerlerde özellikle de endüstride tüketilen elektrik enerjisinin yaklaşık %60-70'ini kullanan AC motorların kontrolünde kullanılmasına yol açacaktır.

Ayrıca gelecekte daha da yaygınlaşacak olan rüzgar enerji sistemlerinin, üstün frekans ve genlik kontrolü yapabilmesi nedeniyle matris dönüştürücüler için önemli bir uygulama alanı olması beklenmektedir.

1.2. Tezin Organizasyonu

Tezin birinci bölümünde, AC-DC-AC güç dönüştürücüleri ile AC-AC güç dönüştürücülerinin karşılaştırılması ve matris dönüştürücülerin kısa bir tarihçesi sunulmuştur. Ayrıca tezin amacı ve önemi ile tezin organizasyonu bu bölümde verilmiştir.

İkinci bölümde, yayınlandığı tarih sırasına göre matris dönüştürücülerin Venturini ve UVM metotlarıyla kontrolünü içeren çalışmalar ve özellikle distorsiyonlu giriş gerilimi koşulları altında matris dönüştürücünün kontrolü hakkındaki çalışmalar incelenmiştir.

Üçüncü bölümde, matris dönüştürücünün temelleri ve matematiksel modelinin yanında matris dönüştürücüde kullanılan yarı iletken anahtar yapıları, akım komütasyonu ve matris dönüştürücülerde karşılaşılan koruma problemleri ele alınmıştır.

Dördüncü bölümde, matris dönüştürücünün kontrolünde kullanılan Venturini ve UVM metotları verilmiştir. Ayrıca UVM metoduyla kontrol edilen matris dönüştürücüde, anahtarlama vektörlerinin seçilmesi ve sınıflandırılması, anahtarların iletim sürelerinin hesaplanması ve anahtarların iletime girme sırasının bulunması ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir.

Beşinci bölümde, UVM metoduyla kontrol edilen matris dönüştürücünün deneysel gerçekleştirilmesi için kullanılan devreler anlatılmıştır. Öncelikle matris

dönüştürücünün tüm kontrolünün gerçekleştirildiği DSP kartı hakkında bilgi verilmiştir. Daha sonra tasarlanan ölü zaman ekleme devresi, sıfır geçiş algılama devresi, IGBT sürücü devresi, aşırı akım ve kısa devre koruma devresi, matris dönüştürücü güç devresi ve koruma devreleri anlatılmıştır.

Altıncı bölümde, UVM metoduyla kontrol edilen matris dönüştürücünün deneysel ve simülasyon sonuçlarına yer verilmiştir. Bunun için öncelikle Matlab&Simulink ortamında sistemin modeli oluşturulmuştur. Daha sonra, farklı çıkış frekanslarına göre elde edilen simülasyon ve deneysel sonuçlar karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.

Yedinci bölümde, distorsiyonlu giriş gerilimlerinin bozucu etkilerinin yok edilmesi konusu incelenmiştir. Öncelikle ideal giriş gerilimlerinde ve distorsiyonlu giriş gerilimlerinde herhangi bir kompanzasyon tekniği kullanılmadan matris dönüştürücünün kontrolü ele alınmış ve simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Daha sonra distorsiyonlu giriş gerilimlerinde matris dönüştürücünün çıkış performansını iyileştirmek için ileri besleme kompanzasyon tekniği, bulanık mantık kontrolör temelli yeni bir geri besleme tekniği ve bulanık mantık kontrolör temelli kompanzasyon sistemi ile ileri besleme kompanzasyon sisteminin birleşiminden oluşan bir hibrid sistem modeli önerilmiş ve simülasyon sonuçları verilmiştir.

Sekizinci bölümde ise, tez çalışmasında elde edilen sonuçlar tartışılmış ve gelecekte matris dönüştürücü hakkında çalışma yapacak araştırmacılara öneriler sunulmuştur.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

Bu bölümde öncelikle, matris dönüştürücülerin Venturini (doğrudan transfer fonksiyonu yaklaşımı) ve UVM metotlarıyla kontrolünü içeren çalışmalar ve özellikle distorsiyonlu giriş gerilimi koşulları altında matris dönüştürücünün kontrolü hakkındaki çalışmalar incelenmiştir.

Alberto Alesina ve Marco G.B. Venturini, 1989, yaptıkları çalışmada Darbe Genişlik Modülasyonlu (PWM) doğrudan AC-AC dönüştürücüler için maksimum genlik transfer oranını bulmuşlar ve gerçek sınır olarak, $V_o = 0{,}866.V_g$ değerini elde etmişlerdir. Çalışmalarında maksimum çıkış genlik yeteneğine sahip orijinal bir dönüştürücü kontrol algoritmasını tartışmışlar ve bazı ilginç yeni özellikleri göstermişlerdir. Sonuç olarak, geri besleme tekniklerinin kullanımı ile AC-AC dönüştürücünün kontrolünü gerçekleştirmenin mümkün olduğunu düşünmüşler ve matris dönüştürücüler için geri besleme temelli bir kontrol algoritması önermişlerdir.

L. Zhang, C. Watthanasarn, W. Shepherd, 2001, doğrudan AC-AC matris dönüştürücüler için özgün bir PWM tekniği sunmuşlardır. Geliştirdikleri algoritma, Venturini metoduyla aynı mantığa dayanmakta ve ölçülen giriş gerilimlerini dikkate almaktadır. Yazarlar, geliştirdikleri teknikle, giriş gerilimlerinde bir dengesizlik olduğunda bile dengeli çıkış gerilimleri üretmişlerdir. DSP temelli sistem kullanılarak gerçekleştirilen bu kontrol tekniğini, 1 HP'lik asenkron motoru süren bir matris dönüştürücüye uygulamışlar ve deneylerden elde edilen akım ve gerilim dalga şekillerini vermişlerdir.

Sedat Sünter, Hüseyin Altun ve Jon C. Clare, 2002, giriş gerilim değişimlerinin etkilerini telafi etmek için bir kontrol tekniğini sunmuşlardır. Geleneksel algoritmalar, anahtarlama sinyallerini üretirken giriş gerilimi hakkında varsayımlar yaptığı için giriş gerilimindeki değişimleri telafi edemezler. Yaptıkları bu çalışmada, simülasyon ve deneysel sonuçlar sunarak önerilen kontrol algoritmasının performansını kanıtlamışlardır.

P. Wheeler, J. Rodriquez, J. Clare, L. Empringham ve A. Weinstein, 2002, yaptıkları çalışmada kısa bir tarihsel incelemeyle bu dönüştürücünün gelişmesinde en gelişmiş bakış açısını sunmuşlardır. Makalenin büyük bir kısmını son zamanlarda geliştirilen kontrol stratejilerinin ve en önemli modülasyon tekniklerinin tartışılmasına ayırmışlar ve komütasyon problemini çözmek için geliştirilen modern metotları sunmaya özel bir önem vermişlerdir. Ayrıca tek bir modülde birleştirilen güç yarı iletken anahtarlarının bazı yeni yapılarını sunmuşlardır. Sonuç olarak yaptıkları bu çalışmada, aşırı gerilim koruması, filtrelerin kullanımı gibi bu teknolojinin pratik uygulamaları ile ilgili bazı konuları ele almışlardır.

Hüseyin Altun ve Sedat Sünter, 2003, yaptıkları bu çalışmada, üç fazlı matris dönüştürücü, asenkron motor, alan yönlendirme kontrolörü ve güç kaynağından oluşan bir Simulink modeli sunmuşlardır. Burada basitleştirilmiş bir Venturini modülasyon algoritması kullanmışlardır. Bu algoritmayla yükün yer değiştirme faktöründen bağımsız olarak girişte birim yer değiştirme faktörü elde etmişlerdir. Dönüştürücünün hem giriş hem de çıkış tarafı için simülasyon sonuçları sunmuşlar ve birim giriş yer değiştirme faktörlü yüksek performanslı matris dönüştürücü ile bir asenkron motorun beslenebileceğini kanıtlamışlardır.

Kai Sun, Daning Zhou, Lipei Huang ve Kouki Matsuse, 2004, yaptıkları bu çalışmada, sinüzoidal olmayan ve kısa süreli gerilim çöküntüleri gibi anormal giriş gerilimi koşulları altında matris dönüştürücülü sürücünün davranışlarını incelemişlerdir. Matris dönüştürücünün çıkış performansını geliştirmek için çıkış akımının kapalı çevrim kontrolüne dayanan bir geri besleme telafi metodu önermişlerdir. Ayrıca anormal giriş gerilimlerinde asenkron motorun sürücü performansını sağlamak ve matris dönüştürücünün çıkış gerilimlerini telafi etmek için giriş geriliminin anlık değerlerini ölçerek bir ileri besleme telafi metodu geliştirmişlerdir. Önerilen bu iki telafi metodunun etkinliği ve uygulanabilirliğini sayısal simülasyonlar ve deneysel testler vasıtasıyla kanıtlamışlardır.

J. Rodriguez, E. Silva, F. Blaabjerg, P. Wheeler, J. Clare, J. Pontt, 2005, yaptıkları bu çalışmada matris dönüştürücünün çalışma prensiplerini analiz etmişlerdir. Giriş filtresini de içeren güç devresini temsil eden basit bir model

önermişlerdir. Güç yarı iletkenlerini ideal iki yönlü anahtarlar olarak modellemişler ve matris dönüştürücüyü doğrudan transfer fonksiyonu yaklaşımı kullanarak kontrol etmişlerdir. İki anahtar arasındaki komütasyon problemini ve aşırı gerilim üretimini açıklamışlardır. Yazarlar ayrıca anahtarların güvenli komütasyonunu sağlayan bir yumuşak anahtarlamalı komütasyon metodundan bahsetmişlerdir.

Hulusi Karaca ve Ramazan Akkaya, 2006, üç faz – üç faz matris dönüştürücü için bir PSIM modeli geliştirmişler ve matematiksel olarak matris dönüştürücünün analizini gerçekleştirmişlerdir. Küçük bir giriş filtresine sahip güç modeli önermişlerdir. Bu filtre, giriş akımında meydana gelecek anahtarlama frekansı civarındaki harmonikleri sönümlemektedir. Matris dönüştürücünün kontrolünde ise optimum genlikli doğrudan transfer fonksiyonu yaklaşımını kullanılmıştır. Çeşitli çalışma koşullarında modelden elde edilen simülasyon sonuçları sunulmuştur. Sonuç olarak, matris dönüştürücü pratik olarak gerçekleştirilirken tasarlanan PSIM modelinden güvenli bir şekilde faydalanılabileceği kanıtlanmıştır.

Sandeep Bala ve Giri Venkataramanan, 2006, sinüzoidal olmayan akı dağılımlı bir fırçasız DC motoru sürmek için RB-IGBT'li (ters bloklamalı izole kapılı bipolar transistör) bir matris dönüştürücü kullanım metodunu sunmuşlardır. Sistemin çıkış akımı dikdörtgen, giriş akımı ise sinüzoidaldir. RB-IGBT modüllerini, motor akımları için gerekli olan serbest geçiş yolları sağlamak için kullanmışlardır. Yazarlar yaptıkları çalışmada, seçilen tasarım konusunu tartışmanın yanında uygun bir taşıyıcı temelli modülasyon stratejisi sunmuşlar ve hem simülasyon hem de deneysel sonuçları vererek sistemin avantaj ve dezavantajlarını belirlemişlerdir.

D. F. Chen ve K. C. Yao, 2006, yaptıkları çalışmada, dengesiz koşullar altında giriş akımının harmonik içeriklerini yok etmek için bir matris dönüştürücüde yeni bir anahtarlama stratejisi kullanmışlardır. Bu kontrol stratejisinde, giriş gerilimleri ve motor hızının pozitif ve negatif anahtarlama bileşenlerine dayalı olarak sanal DC hat gerilimini değiştirmişlerdir. Bu stratejiyi kullanarak çıkış akım dalgalılığını azaltmışlar ve giriş akım harmoniklerini yok etmişlerdir. Böylece güç kalitesini iyileştirmişlerdir. Ayrıca PMSM sürücü sisteminin pozisyon cevabını geliştirmek

için non-lineer adaptif kontrolör önermişlerdir. Önerilen teorik analizi, birkaç deneysel sonuçla kanıtlamışlardır.

Christian Clumpner, Frede Blaabjerg, Ion Boldea ve Peter Nielsen, 2006, matris dönüştürücüler için indirekt modülasyon model temelli yeni bir modülasyon metodu sunmuşlardır. Önerilen modülasyon metodunda, doğrultucu katında giriş akım vektörünün açı hatasına göre tek bir akım vektörü seçilirken, inverter katında minimum akı hatası elde etmek için anahtarlama periyodu boyunca sadece bir aktif vektör ve bir sıfır vektörün bileşimini kullanmışlardır. Böylece anahtarlama sayısını azaltmışlardır. Ayrıca giriş akımlarını ölçmeden, ölçülen çıkış akımlarına ters dönüşüm uygulayarak giriş akım vektörünün kapalı çevrim kontrolünü de yapmışlardır.

Hassan Nikkhajoei, Ahmadreza Tabesh ve Reza Iravani, 2006, bir matris dönüştürücünün dinamik bir modelini geliştirmek için sistematik bir yaklaşım sunmaktadır. Bu çalışmada, matris dönüştürücü ile şebeke dağıtım sistemi ve yüksek hızlı mikro türbin jeneratör gibi farklı gerilim veya frekanslı iki adet üç fazlı AC sistemi birbirine bağlamışlardır. Kontrolörün geliştirilen modelinin ve performansının doğruluğu, PSCAD/EMTDC yazılımından elde edilen sonuçlarla, çalışma sonuçlarının karşılaştırılmasına dayanılarak değerlendirilmiştir.

Daning Zhou, Zhichao Liu, Lipei Huang, Kouki Matsuse, Kiyoaki Sasagava, 2007, yaptıkları bu çalışmada matris dönüştürücülerde kullanılan RB-IGBT için özgün bir sürme ve koruma devresi önermişlerdir. İletime ve kesime girme geçişlerini azaltmak için sürme devresinde kullanılacak dinamik bir akım kaynağını tanıtmışlar ve kolektör akımının di/dt' sini ve kolektör-emitör geriliminin dv/dt' sini sınırlandırmışlardır. Sonuç olarak önerilen sürme ve koruma devresiyle matris dönüştürücü çalışmasında güvenli bir komütasyon gerçekleştirmişlerdir.

Ikuya Sato, Jun-ichi Itoh, ve ark., 2007, yaptıkları çalışmada giriş gerilim bozulmalarını telafi etmek için anlık etkin güç kontrolü (IEPC) metodunu önermişlerdir. Bu metotta giriş akımı kontrol edilerek anlık etkin güç sabit tutulmaktadır. Yazarlar bu makalede ilk olarak IEPC metodunu teorik olarak

açıklamışlar, sonra IEPC'li sistemin bir modelini geliştirmişler ve sistemin kararlılık analizini yapmışlardır. Daha sonra analiz sonuçlarına dayanarak IEPC'li sistem için bir kararlılık kontrol metodu önermişlerdir. Önerilen metodun geçerliliğini simülasyon ve deneylerle kanıtlamışlardır. Sonuç olarak anlık güç kesilmesinden sonra sistemin tekrar çalışma performansını tartışmışlardır. IEPC, giriş geriliminin faz açısını tespit etmek için faz kilitleme çevrimine ihtiyaç duymadığından tekrar çalışması çok hızlı olmaktadır.

Matti Jussila eve Heikki Tuusa, 2007, uzay vektör modülasyonlu üç fazlı dolaylı matris dönüştürücüdeki (IMC) simetrik gerilim harmoniklerinin etkilerini incelemişlerdir. Bozulmuş kaynak gerilimli pratik ve simülasyon sonuçlarını saf sinüzoidal kaynak gerilimli sonuçlarla karşılaştırmışlardır. Simülasyon ve pratik ölçümler kullanılarak IMC'nin dört temel kontrol metodunu (1- ölçümsüz açık çevrim kontrol, 2- ölçülen kaynak gerilimleri kullanılarak modülasyon indeksinin hesaplanması, 3- çıkış akımlarının kapalı çevrim kontrolü, 4- kaynak gerilimi ölçülerek kapalı çevrim çıkış akım kontrolü) test etmişlerdir.

Hulusi Karaca, Ramazan Akkaya ve Hüseyin Doğan, 2008, yaptıkları çalışmada distorsiyonlu giriş gerilim koşulları altında matris dönüştürücünün kontrolünü gerçekleştirmişler ve çıkış akımlarının bu giriş gerilimlerinden etkilenmesini önlemek için bulanık mantık temelli orijinal bir kompanzasyon metodu önermişlerdir. Bu metot çıkış akımlarının kapalı çevrim kontrolüne dayanmaktadır. Önerilen metodun etkinliğini kanıtlamak için çok çarpıcı simülasyon sonuçları sunmuşlardır.

Hulusi Karaca ve Ramazan Akkaya, 2009, optimum genlikli Venturini metodu ile kontrol edilen bir matris dönüştürücünün davranışını analiz etmişler ve giriş gerilimlerindeki herhangi bir bozukluğun veya dengesizliğin dönüştürücünün çıkışına yansımasını önleyen PI kontrolör temelli bir kompanzasyon metodunu önermişlerdir. Önerilen metot, çıkış akımlarının kapalı çevrim kontrolüne dayandığından yük tarafının harmonik içeriğini azaltmanın yanında yük akımının kararlı bir kontrolünü de sağlamaktadır.

Vinod Kumar, R. R. Joshi ve R. C. Bansal, 2009, dört kollu yeni bir matris dönüştürücü ve bir rüzgâr enerji dönüşüm şemasını önermişlerdir. Bu sistemde matris dönüştürücüyü asenkron jeneratör ile şebeke arasında bir arabirim olarak kullanmışlardır. Jeneratör sistemi, vektör kontrollü bulanık mantık kontrolöre sahiptir. Bulanık mantık kontrolör, maksimum güç elde etmek için rüzgâr hızı ile açısal frekansı izlemekte ve küçük yüklerde verimi artırmak için makinenin akısını programlamaktadır. Sonuç olarak, bu kontrol sisteminin simülasyon sonuçları sunulmuştur.

P. Zanchetta, P. Wheeler, L. Empringham ve J. Clare, 2009, üç fazlı bir güç kaynağı elde etmek için bir matris dönüştürücü ve değişken hızlı dizel jeneratörü birlikte kullanmışlardır. Jeneratörün sürekli mıknatıslı alternatöründen değişken gerilim ve frekans girişi sağlanırken matris dönüştürücü, harmonik ve geçici cevap gereksinimlerini karşılamak için tasarlanmıştır. Bu durum jeneratörün kararlı güç vermesini sağlamıştır. Bu çalışmada off-line bir güç kaynağı olarak 10 kW'lık deneysel bir prototip tasarlanmış, gerçekleştirilmiş ve test edilmiştir.

D. Casadei, G. Serra, A. Tani ve L. Zari, 2009, yaptıkları bu çalışmada endüktif yükleri besleyen uzay vektör modülasyon metodu ile kontrol edilen bir matris dönüştürücünün akım kalitesini artırmayı hedeflemişlerdir. Gerçekleştirilen analizin sonucu olarak, minimum yük akımı dalgalılığı sağlayan anahtarlama modeli için sıfır vektörlerin optimal kullanımının belirlenmesinin gerekliliği ortaya çıkmıştır. Anahtarlama modelinin optimizasyonu, akımın dalgalılığını gösteren α-β eksenindeki şeklin grafiksel analizine dayanmaktadır. Bu çalışmada sonuç olarak, önerilen stratejinin akım dalgalılığının geleneksel UVM metodununkinden daha düşük olduğu simülasyon ve deneysel sonuçlarla kanıtlamıştır.

C. Ortega, A. Arias ve ark., 2010, bir sürekli mıknatıslı senkron motoru sürmek için doğrudan moment kontrolü kullanıldığı zaman ortaya çıkan moment dalgalılığını azaltmak için farklı genlikli giriş gerilimlerinde matris dönüştürücünün kullanımını incelemişlerdir. Dönen vektörleri kullanmadan matris dönüştürücüler

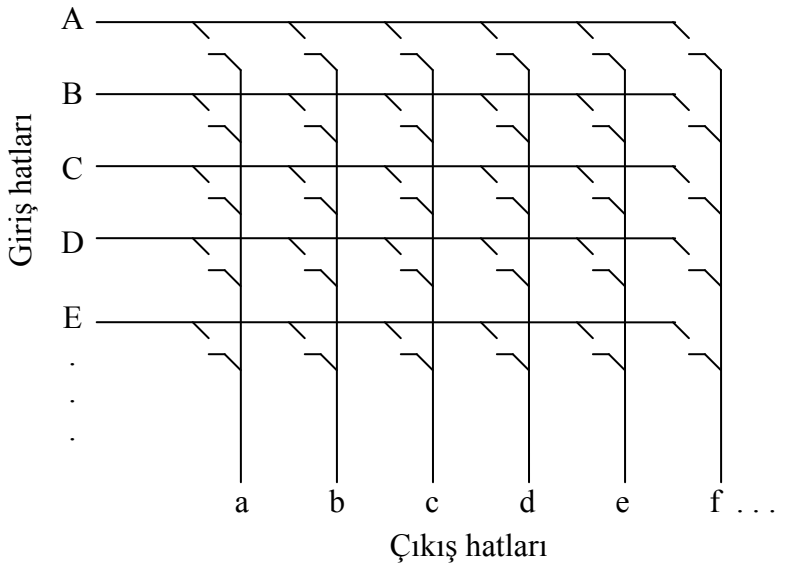
için giriş gerilim vektörlerinden faydalanılarak, moment hatasına göre seçilen yeni bir başvuru tablosu geliştirmişlerdir. Böylece, çıkış akımı toplam harmonik distorsiyonu ve elektromanyetik moment dalgalılığında bir miktar azalma elde etmişlerdir.

3. MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Bu bölümde, üç faz – üç faz matris dönüştürücünün çalışması, kullanılan güç anahtarları ve giriş filtresinin genel bir tanımlanmasının yanında karşılaşılacak komütasyon ve koruma problemlerinin üstesinden gelmek için kullanılan bazı teknikler ele alınmıştır.

3.1. Matris Dönüştürücünün Temelleri

Matris dönüştürücü, Şekil 3.1'deki gibi m-fazlı AC giriş gerilimlerini doğrudan n-fazlı AC çıkış gerilimlerine dönüştüren bir güç dönüştürücüsüdür. Teorik açıdan giriş faz sayısı (m) en az üç olmakla birlikte çıkış faz sayısı (n) birden sonsuza kadar herhangi bir sayıda olabilir. Bununla birlikte, anahtarları 3x3 şeklinde yerleştirilmiş bir matris dönüştürücü pratik açıdan en önemli güç dönüştürücüsüdür. Çünkü bu dönüştürücü, üç fazlı bir kaynağı tamamen silikon anahtarlar üzerinden üç fazlı yüke (genellikle bir asenkron motora) doğrudan bağlamaktadır.



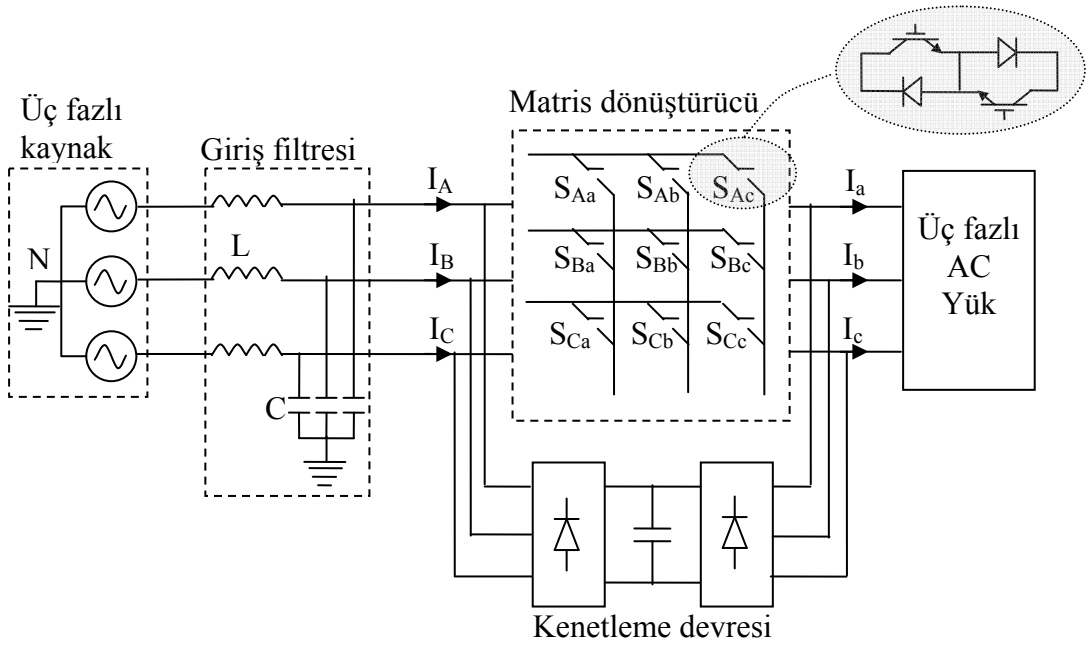
Şekil 3.1. Genelleştirilmiş matris dönüştürücü

Matris dönüştürücüler, geleneksel doğrultucu–inverter tipi güç frekans dönüştürücülere göre bazı üstün özelliklere sahiptir. Bu dönüştürücüler, minimum yüksek dereceli harmoniğe sahip sinüzoidal giriş ve çıkış akımı sağlamakta olup iki

yönlü doğal enerji akışı yeteneğine sahiptir ve giriş güç faktörü kontrol edilebilmektedir. Ayrıca, dönüştürücü sisteminin ömrünü sınırlayan ve çok fazla yer kaplayan DC hat kapasitörlerine ihtiyaç duymadan çok küçük bir enerji depolama gereksimi vardır.

Bunların yanında, matris dönüştürücüler bazı dezavantajlara da sahiptir. Dönüştürücünün maksimum giriş – çıkış gerilim transfer oranı, sinüzoidal giriş ve çıkış dalga şekilleri için %86,6 ile sınırlıdır. Dolaylı frekans dönüştürücülere oranla daha fazla yarıiletken eleman gerektirmektedir. İki yönlü çalışabilen tek bir anahtar olmadığından, güç anahtarı tek yönlü ayrık elemanlar kullanılarak tasarlanmaktadır. Ayrıca, dönüştürücünün çıkışı, giriş gerilimindeki bozukluğa karşı duyarlıdır.

Tipik bir üç faz – üç faz matris dönüştürücü sistemi Şekil 3.2'de verilmiştir. Görüldüğü gibi sistem üç fazlı bir AC gerilim kaynağı, üç fazlı küçük bir giriş filtresi, her biri iki IGBT ve iki hızlı diyottan oluşan dokuz adet iki yönlü güç anahtarı, bir gerilim kenetleme (clamp) devresi ve üç fazlı bir yükten meydana gelmektedir. Görüldüğü gibi matris dönüştürücünün güç devresi oldukça basittir. Ancak, şekilde gösterilmeyen güç anahtarı sürücüleri, kontrol devreleri ve kontrol metotları oldukça karmaşık bir yapıya sahiptir.



Şekil 3.2. Üç faz – üç faz matris dönüştürücü sistemi

Matris dönüştürücüler yapısı gereği anahtarlar iletimden çıkarıldığında akımın akacağı serbest geçiş yollarına sahip değildir. Akım taşıyan endüktif bir yük açık devre yapıldığında anahtarlara hasar verecek aşırı gerilimler meydana gelebilmektedir. Bu yüzden anahtarların aşırı gerilimlere karşı korunması için sisteme bir gerilim kenetleme devresi eklenmektedir.

Sistemin kaynak tarafındaki akım harmoniklerini azaltmak için bir giriş filtresi kullanılmaktadır. Ayrıca çıkış gerilimini düzeltmek için bir çıkış filtresi eklenmesi de gerekebilir. Asenkron makinenin kendisi bir alçak geçiren filtre gibi davrandığından pratik uygulamalarda ayrıca bir çıkış filtresi kullanılmasına gerek yoktur.

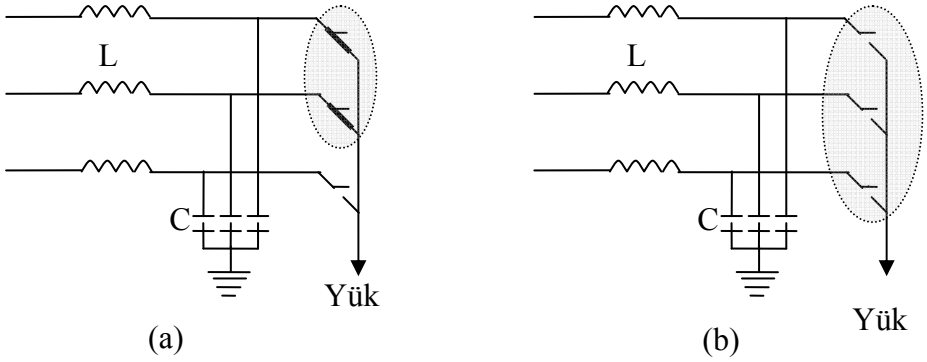
3.1.1. Matris Dönüştürücünün Matematiksel Modeli

Matris dönüştürücüde çıkış geriliminin bir fazı, üç fazlı giriş gerilim dalgalarının uygun parçaları birleştirilerek elde edilmektedir. Giriş katının K fazını yükün j fazına bağlayan ya da ayıran her bir anahtar aşağıdaki gibi anahtarlama fonksiyonu ile ifade edilmektedir (Rodriguez ve ark. 2005).

$$S_{Kj}(t) = \begin{cases} 0 & S_{Kj}\ \text{anahtarı açik} \\ 1 & S_{Kj}\ \text{anahtarı kapalı} \end{cases} \qquad K = \{A, B, C\},\ j = \{a, b, c\} \quad (3.1)$$

Matris dönüştürücünün çıkış gerilimleri (v_{jN}), bu anahtarların uygun bir kombinasyona göre anahtarlanmasıyla elde edilmektedir. Matris dönüştürücü kontrol edilirken her zaman Şekil 3.3'te görüldüğü gibi aşağıdaki iki kurala uygun hareket etmek gerekmektedir.

- Matris dönüştürücü bir gerilim kaynağı tarafından beslendiğinden kısa devreleri önlemek için herhangi iki giriş fazı asla aynı çıkış fazına bağlanmamalıdır.
- Matris dönüştürücüde endüktif yük akımının akacağı bir serbest geçiş yolu bulunmadığından aşırı gerilimlerin oluşmasını engellemek amacıyla bir çıkış fazı tamamen açık devre edilmemelidir. Her iki durumda Şekil 3.3'te görülmektedir.



Şekil 3.3. Matris dönüştürücü kontrol kuralları a) giriş fazı kısa devre edilmemeli b) çıkış fazı açık devre edilmemeli

Yukarıda bahsedilen iki kısıtlama matematiksel olarak aşağıdaki denklem ile ifade edilebilir.

$$\sum_{K=A,B,C} S_{Ka}(t) = \sum_{K=A,B,C} S_{Kb}(t) = \sum_{K=A,B,C} S_{Kc}(t) = 1 \qquad (3.2)$$

Bu kurallara göre, üç faz – üç faz bir matris dönüştürücüde $2^9 = 512$ adet olası anahtarlama kombinasyonu oluşmakta ancak bunların arasından matris dönüştürücünün kontrolünde kullanılmak üzere sadece 27 farklı anahtarlama durumuna müsaade edilmektedir (Karaca ve Akkaya 2009).

Kaynağın nötr noktasına göre sırasıyla yük ve kaynak gerilimleri denklem (3.3) ve (3.4), giriş ve çıkış akımları da denklem (3.5) ve (3.6)'daki vektörlerle ifade edilebilir.

$$v_o = v_{jN}(t) = \begin{bmatrix} v_{aN}(t) \\ v_{bN}(t) \\ v_{cN}(t) \end{bmatrix} \qquad (3.3)$$

$$v_i = v_{KN}(t) = \begin{bmatrix} v_{AN}(t) \\ v_{BN}(t) \\ v_{CN}(t) \end{bmatrix} \qquad (3.4)$$

$$I_i = i_K(t) = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \tag{3.5}$$

$$I_o = i_j(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \tag{3.6}$$

Matris dönüştürücünün modülasyon stratejisini gerçekleştirmek için bir matematiksel modelin geliştirilmesi gerekmektedir. Matris şeklinde dizilmiş dokuz adet iki yönlü anahtara Kirchhoff'un gerilim kanunu uygulanarak üretilen yük gerilimleri anahtarlama fonksiyonlarına bağlı olarak denklem (3.7) ile ifade edilebilir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_{aN}(t) \\ v_{bN}(t) \\ v_{cN}(t) \end{bmatrix}}_{v_o} = \underbrace{\begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix}}_{A} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{AN}(t) \\ v_{BN}(t) \\ v_{CN}(t) \end{bmatrix}}_{v_i} \tag{3.7}$$

Burada A, anlık transfer matrisidir. Buna göre, çıkış gerilimi denklem (3.8)'deki eşitlikle ifade edilebilir.

$$v_o = A.v_i \tag{3.8}$$

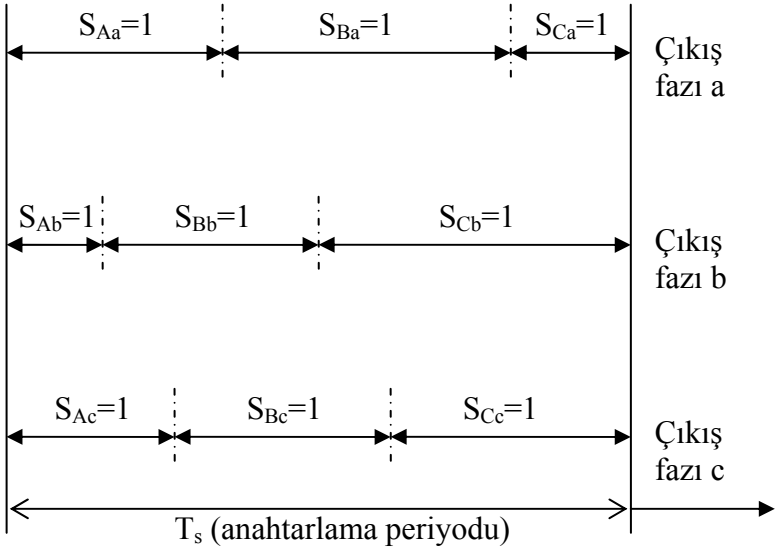
Aynı şekilde anahtarlara Kirchhoff'un akım kanunu uygulanarak, giriş ve çıkış akımları arasındaki ilişki, matematiksel olarak denklem (3.9) ile ifade edilebilir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix}}_{i_i} = \underbrace{\begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ab}(t) & S_{Ac}(t) \\ S_{Ba}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Bc}(t) \\ S_{Ca}(t) & S_{Cb}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix}}_{A^T} \underbrace{\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}}_{i_o} \tag{3.9}$$

A^T, anlık transfer matrisinin transpozesi olmak üzere akım ifadesi aşağıdaki gibi basitleştirilebilir.

$$i_i = A^T . i_o \tag{3.10}$$

Denklem (3.8) ve (3.10) giriş ve çıkış büyüklükleri arasındaki anlık ilişkiyi tanımlamaktadır. Modülasyon kuralları türetilirken kullanılan anahtarlama modelini de göz ardı etmemek gerekir. Matris dönüştürücülerde, genellikle Şekil 3.4'deki anahtarlama modeline benzer bir yapı kullanılmaktadır.



Şekil 3.4. Matris dönüştürücü anahtarlama modeli

İki yönlü güç anahtarlarının yüksek anahtarlama frekansında çalıştığı düşünülürse, anahtarlama fonksiyonlarına göre anahtarların iletim oranları ayarlanarak değişken genlik ve frekansa sahip düşük frekanslı çıkış gerilimleri elde edilebilir.

S_{Kj} anahtarının iletimde olduğu süre t_{Kj} ve örnekleme süresi T_s olarak ifade edilirse, S_{Kj} anahtarının iletim oranı denklem (3.11)'deki gibi tanımlanabilir.

$$m_{Kj}(t) = \frac{t_{Kj}}{T_s} \tag{3.11}$$

Burada $0 \le m_{Kj} \le 1$ dir. Anahtarlama oranına bağlı olarak üç fazlı matris dönüştürücü için düşük frekanslı transfer matrisi $M(t)$, aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$M(t) = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \tag{3.12}$$

İdeal giriş gerilimi koşulları altında matris dönüştürücünün giriş tarafının, üç fazlı sinüzoidal giriş gerilimlerine sahip olduğu kabul edilirse, giriş gerilimleri aşağıdaki gibi verilir.

$$[v_{sK}(t)] = V_{sKm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \tag{3.13}$$

Buna göre her bir çıkış faz geriliminin düşük frekans bileşenleri için denklem (3.14) ve her bir giriş faz akımının düşük frekanslı bileşenleri için ise denklem (3.15) yazılabilir.

$$v_{jN}(t) = M(t).v_K(t) \tag{3.14}$$

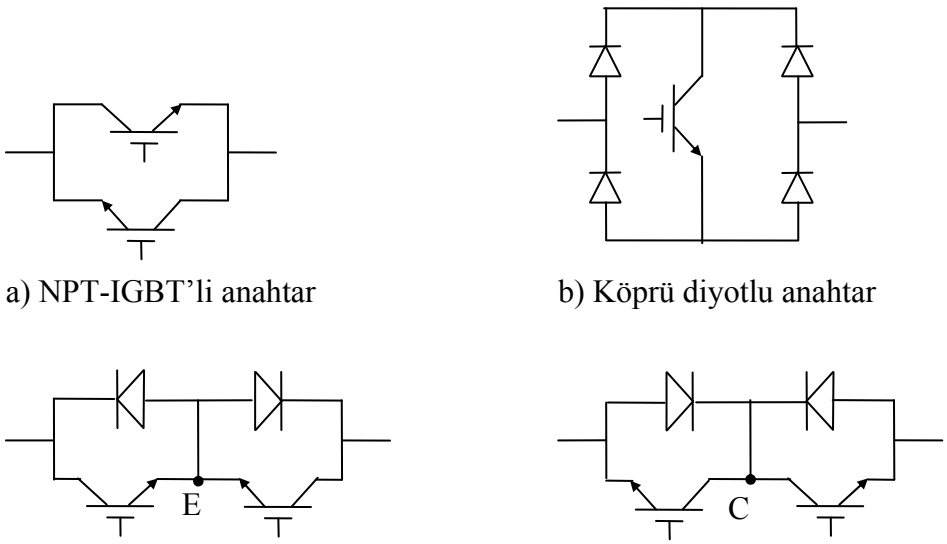
$$i_K(t) = M(t)^T.i_j(t) \tag{3.15}$$

3.1.2 Matris Dönüştürücüde Kullanılan Anahtarlar

Matris dönüştürücü her iki yönde de akımı iletebilen ve gerilimi bloklayabilen iki yönlü anahtarlar gerektirmektedir. Günümüzde bu işlevi yerine getiren iki yönlü bir anahtar mevcut olmadığından matris dönüştürücü anahtarları, diyotlar ve IGBT gibi tek yönlü anahtarların çeşitli bağlantı kombinasyonları kullanılarak gerçekleştirilebilir (Wheeler ve ark. 2002).

3.1.2.1 Ayrık yarıiletkenlerle gerçekleştirilen anahtarlar

Şekil 3.5'de ayrık yarıiletkenlerle gerçekleştirilen ve matris dönüştürücüde en fazla tercih edilen iki yönlü çeşitli anahtar yapıları görülmektedir.



a) NPT-IGBT'li anahtar b) Köprü diyotlu anahtar

c) Ortak emitörlü anahtar d) Ortak kollektörlü anahtar

Şekil 3.5. Matris dönüştürücüde kullanılan anahtarlar

a. NPT-IGBT'li İki Yönlü Anahtar

Bu anahtar yapısı, ters-seri bağlı diyota ihtiyaç duymadan gerilimi ters yönde bloklayabilen iki adet NPT-IGBT'nin (non-punch through IGBT) Şekil 3.5a'da görüldüğü gibi ters paralel şekilde bağlanmasıyla oluşturulmuştur. Akım sadece bir anahtar üzerinden geçtiğinden, bu yapıda iletim kayıpları diğer yapılara göre daha küçük olmaktadır. Ancak uygulamalarda en çok tercih edilen anahtar olmamasının sebebi gerilim bloklama yeteneğinin sınırlı olmasıdır.

b. Köprü Diyotlu İki Yönlü Anahtar

Matris dönüştürücünün ilk gelişim dönemlerinde Şekil 3.5b'de görülen köprü diyotlu iki yönlü anahtarlar kullanılmıştır. Bu anahtar hücresinin en önemli avantajı akımın sadece tek bir IGBT tarafından taşınmasıdır. Böylece, her bir hücre için sadece bir kapı sürücüsü yeterli olmaktadır. Ancak her iletim yolunda üç adet eleman

bulunmasından dolayı eleman kayıpları diğer anahtar düzeneklerine göre daha yüksektir. Ayrıca anahtar hücresi vasıtasıyla akımın yönü kontrol edilememektedir. Çoğu komütasyon teknikleri bir hücredeki her bir IGBT'nin bağımsız olarak kontrolüne dayandığından, bu durum köprü diyotlu anahtar için bir dezavantaj oluşturmaktadır (Toliyat ve Campbell 2004).

c. Ortak Emitörlü İki Yönlü Anahtar

Ortak emitörlü iki yönlü anahtar hücresi Şekil 3.5c'de görüldüğü gibi iki hızlı diyot ve ters paralel bağlı iki IGBT'den oluşmaktadır. Bu yapıdaki diyotlar, hücreye ters gerilim bloklama yeteneği sağlamak amacıyla kullanılmaktadır. Bu anahtar düzeneği ile akımın yönü bağımsız bir şekilde kontrol edilebilmektedir. Ayrıca herhangi bir anda akım sadece iki eleman üzerinden geçtiğinden, iletim kayıpları da köprü diyotlu anahtara göre daha az olmaktadır. Bu anahtarın dezavantajı ise, her hücrenin kapı sürücüleri için izoleli güç kaynakları gerektirmesidir (Wheeler ve ark. 2002).

d. Ortak Kollektörlü İki Yönlü Anahtar

Ortak kollektörlü iki yönlü anahtar hücresi Şekil 3.5d'de görülmektedir. İletim kayıpları ortak emitörlü yapıdaki ile aynı değerdedir. Ortak kollektörlü anahtarın ortak emitörlüye göre avantajı, üç faz – üç faz matris dönüştürücüde kapı sürme sinyallerini beslemek için sadece altı adet izoleli güç kaynağının yeterli olmasıdır. Çünkü kullanılan 18 adet IGBT içerisinden üçer adedinin emitörü aynı giriş fazına ve üçer adedi de aynı çıkış fazına bağlanmaktadır. Ancak komütasyon hücreleri arasındaki endüktans, problemlere neden olduğundan bu anahtar düzeneğinin pratik uygulamalarda kullanılması zordur. Bu yüzden iki yönlü anahtar hücresi oluşturulurken genellikle ortak emitörlü düzenek tercih edilmektedir (Wheeler ve ark. 2001).

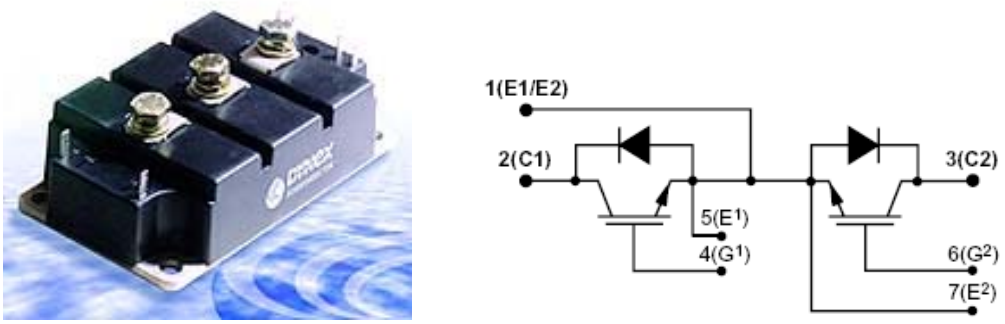
Hem ortak kolektörlü hem de ortak emitörlü anahtar düzeneği IGBT'ler arasındaki ortak nokta bağlantısı olmadan da kullanılabilir. Ancak bu ortak bağlantı, anahtarlama esnasındaki geçici durumda bazı faydalar sağlamaktadır. Ayrıca ortak

emitörlü anahtar hücresindeki ortak bağlantı, hücredeki iki IGBT'ye aynı kontrol sinyalinin uygulanmasını, tek bir kapı sürücüsünün yeterli olmasını ve sürücüyü beslemek için tek bir izoleli güç kaynağı kullanılmasını sağlar.

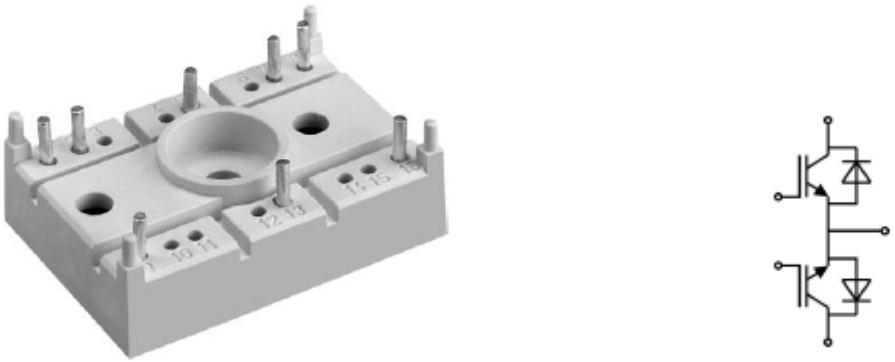
3.1.2.2. Tümleşik güç modülleri

Ortak emitörlü veya ortak kollektörlü iki yönlü anahtar hücresinin ayrık elemanlar kullanılarak yapılması mümkündür. Ancak matris dönüştürücüdeki hücrelerin sadece birisinin, birkaçının veya tamamının tek bir modül olarak kullanılması, dönüştürücü boyutunun daha da küçülmesini ve kullanımının daha da kolaylaşmasını sağlamaktadır. Bu amaçla ticari olarak piyasa sürülmüş üç çeşit modül vardır.

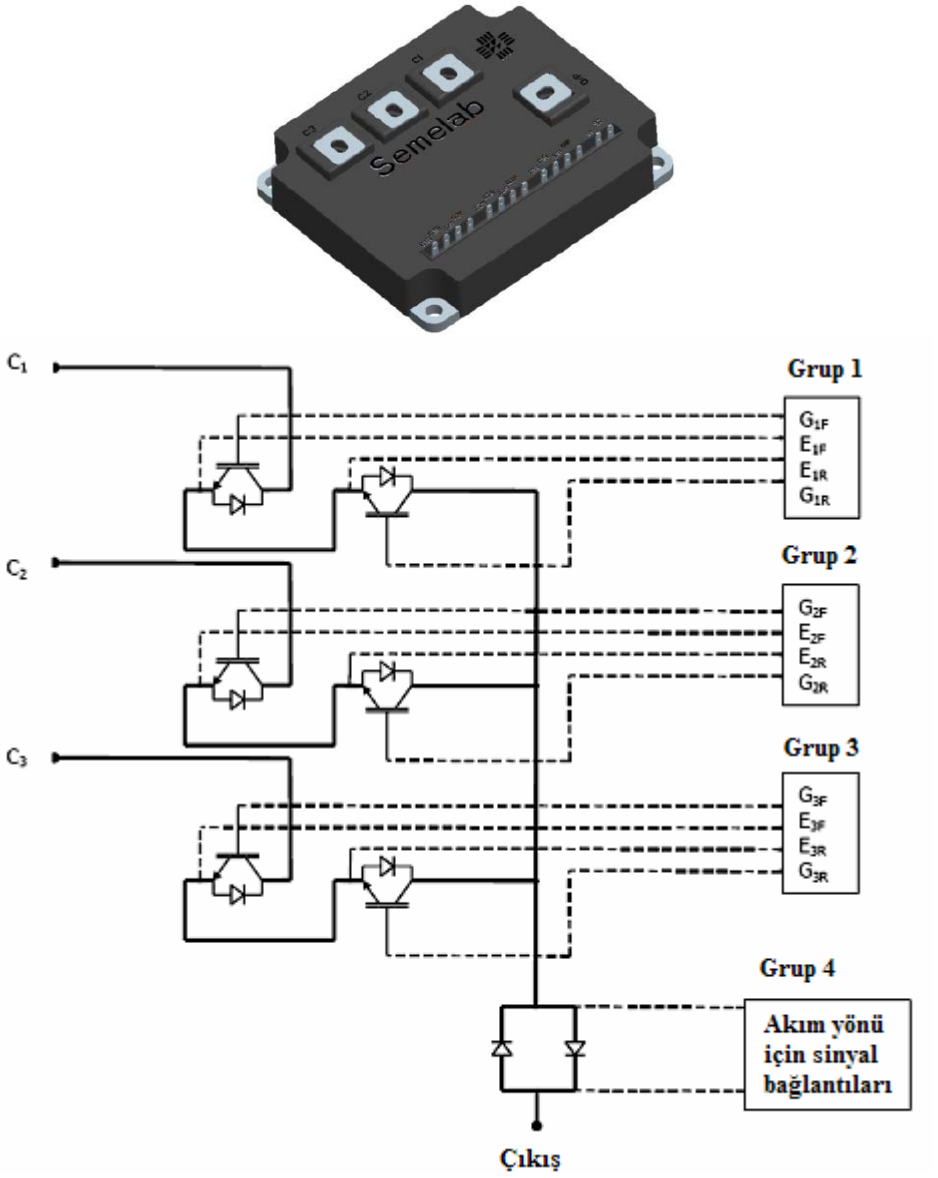
Bunlardan ilki, matris dönüştürücünün sadece bir anahtar hücresini oluşturan güç modülüdür. Şekil 3.6'da görülen Dynex firmasının ürettiği 1700 V ve 400 A'lik modül ve Şekli 3.7'de görülen Semikron firmasının ürettiği 600 V ve 80 A'lık modül bu yapıya örnek olarak verilebilir. Her iki modülde ortak emitörlü iki yönlü anahtar yapısındadır. Bu tezin deneysel olarak gerçekleştirilmesinde Semikron firmasının güç modülü SK80GM063 tercih edilmiştir.



Şekil 3.6. Dynex firmasının iki yönlü anahtar modülü (DIM400PBM17-A000)



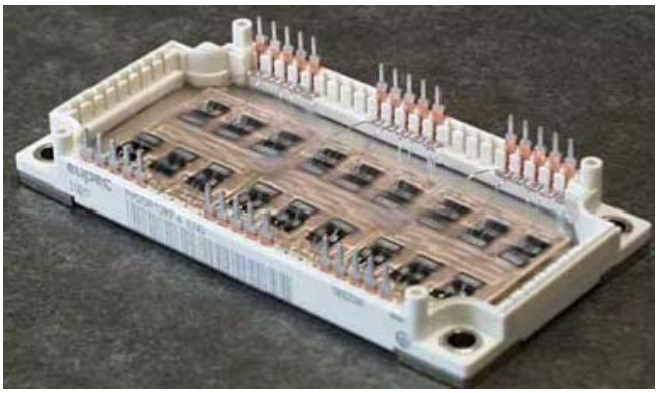
Şekil 3.7. Semikron firmasının iki yönlü anahtar modülü (SK80GM063)

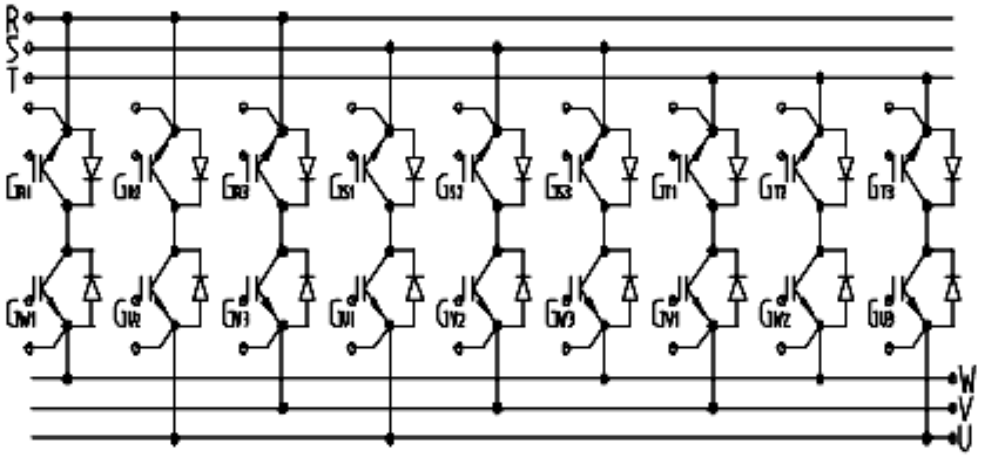


Şekil 3.8. Semelab firmasının üç iki yönlü anahtar içeren modülü (SML300MAT06)

İkinci tip modül ise, matris dönüştürücünün üç fazlı girişi ile çıkış fazlarından birisi arasına bağlanan ve altı IGBT ve altı hızlı diyoda sahip üç anahtar hücresini bir paket içerisinde içermektedir. Matris dönüştürücü güç devresini oluşturmak için bu şekilde üç adet modül yeterli olmaktadır. Şekil 3.8'de Semelab firmasının ürettiği 600 V ve 300 A değerlerine sahip bu tip bir modül görülmektedir. Şekilden de anlaşıldığı gibi Semelab'ın bu ürününde modülün her bir hücresi ortak emitörlü iki yönlü anahtar yapısında imal edilmiştir.

Üçüncü tip güç modülü ise, matris dönüştürücünün güç devresindeki 18 adet IGBT ve 18 adet hızlı diyodun tamamını yani 9 adet anahtar hücresini tek bir paket içerinde bulundurmaktadır. Eupec firması tarafından 600 V ve 35 A değerlerine sahip güç devresi yapılmıştır ve ticari olarak üretilmektedir. Şekil 3.9'dan da anlaşılacağı gibi Eupec'in ürettiği modül, ortak kollektörlü iki yönlü anahtar yapısındadır.





Şekil 3.9. Eupec'in ürettiği 9 adet iki yönlü anahtar içeren matris dönüştürücü modülü (FM35R12KE3)

Bundan dolayı kapı sürme devresini beslemek için sadece altı adet izoleli güç kaynağı yeterli olmaktadır. Bu tip paketlemede, akım komütasyon yolundaki endüktansın ayrık elemanlarla yapılanlara oranla çok düşük olması gibi avantajlar elde edilmektedir (Wheeler ve ark. 2002). Ayrıca sistemin boyutu da küçülmektedir.

3.1.3. Matris Dönüştürücüde Akım Komütasyonu

Matris dönüştürücünün anahtarları arasında güvenli bir akım komütasyonu elde etmek PWM inverterlerdekine oranla çok daha zordur. Çünkü matris dönüştürücü yapısında, inverterdeki diyotlar tarafından sağlanan doğal serbest geçiş yolları yoktur. Bu yüzden, akım bir anahtardan diğer anahtara aktarılırken her zaman aşağıdaki iki temel kurala uyulması gerekmektedir ve komütasyon aktif bir şekilde kontrol edilmelidir.

Bunlardan ilki, matris dönüştürücünün bir çıkış fazına bağlanan üç anahtardan herhangi ikisi aynı anda iletimde olmamalıdır. Böylece fazlar arası kısa devrenin oluşması ve dolayısıyla aşırı akımlar nedeniyle dönüştürücünün hasar görmesi engellenir. İkincisi ise, matris dönüştürücünün bir çıkış fazına bağlanan üç anahtarın hepsi herhangi bir anda kesimde olmamalıdır. Böylece, endüktif yükün akım yolu kesilmediğinden aşırı gerilimlerin oluşması önlenir. Ancak yarıiletken elemanların iletime ve kesime girmesi belirli bir yayılım gecikmesiyle (propagation delay) gerçekleştiğinden bu iki kuralı aynı anda sağlamak oldukça zordur. Burada güvenli bir akım komütasyonu gerçekleştirmek için kullanılan bazı komütasyon teknikleri ele alınacaktır.

Matris dönüştürücüde kullanılan en temel ve en basit iki komütasyon tekniği, yukarıda bahsedilen kuralların bile bile ihlal edilmesi prensibine dayanmaktadır. Bu tekniklerden birisi çakışan akım komütasyonu diğeri ise ölü zaman komütasyonudur. Ancak her ikisinde de, dönüştürücünün hasar görmesini engellemek amacıyla ekstra devrelere gerek duyulmaktadır.

a. Çakışan akım komütasyonu

Çakışan akım komütasyonunda, aynı çıkış fazına bağlı anahtarlardan herhangi ikisinin aynı anda iletime girmemesi kuralı ihlal edilmektedir ve kısa süreliğine fazlararası kısa devreye müsaade edilmektedir. Bu komütasyon yönteminde iletimde olan anahtar, kesime sokulmadan bir süre önce diğer anahtar iletime sokulur. Normalde bu durum akımın aşırı derecede artmasına neden olmaktadır ancak, güvenli bir komütasyon elde etmek için kullanılan ekstra hat endüktansı akımdaki yükselme hızını yavaşlatmaktadır. Kullanılan endüktörler çok büyük değerli olduğundan çok tercih edilmeyen bir tekniktir. Ayrıca, her bir komütasyon için anahtarlama süresinin artması sebebiyle kontrol problemleri ortaya çıkabilmektedir.

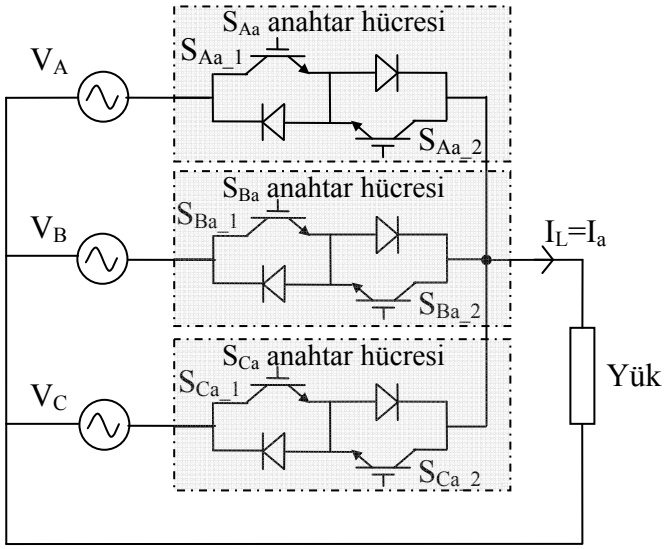
b. Ölü zaman komütasyonu

Ölü zaman komütasyonunda aynı çıkış fazına bağlı üç anahtarın hepsinin aynı anda kesime girmemesi kuralı ihlal edilmektedir ve endüktif yükün akım yolunun kısa süreliğine kesilmesine müsaade edilmektedir. Bu komütasyonda önce iletimde olan anahtar kesime sokulur bir süre beklendikten sonra diğer anahtar iletime sokulur. Normalde bu durum büyük di/dt ‘den dolayı aşırı gerilimlerin oluşmasına neden olmaktadır. Ancak güvenli akım komütasyonu elde etmek için kullanılan snubber veya kenetleme devreleri di/dt değerini sınırlamaktadır. Ölü zaman komütasyonda, her komütasyon esnasında enerji kaybı oluşması ve anahtar hücresinin iki yönlü yapısı sebebiyle karmaşık bir snubber tasarımı gerektirmesi gibi dezavantajlar vardır. Ayrıca eklenen devreler sebebiyle dönüştürücünün hacmi büyümektedir.

c. Akım yönü temelli komütasyon

Yukarıda bahsedilen kurallara tamamen uyan daha güvenli akım komütasyon metotlarını gerçekleştirmek de mümkündür. Bunlardan birisi de, dört adımlı komütasyon stratejisidir. Bu stratejiyi gerçekleştirmek için her bir anahtar hücresinden geçen akımın yönünün bilinmesi gerekmektedir. Şekil 3.10’da görülen

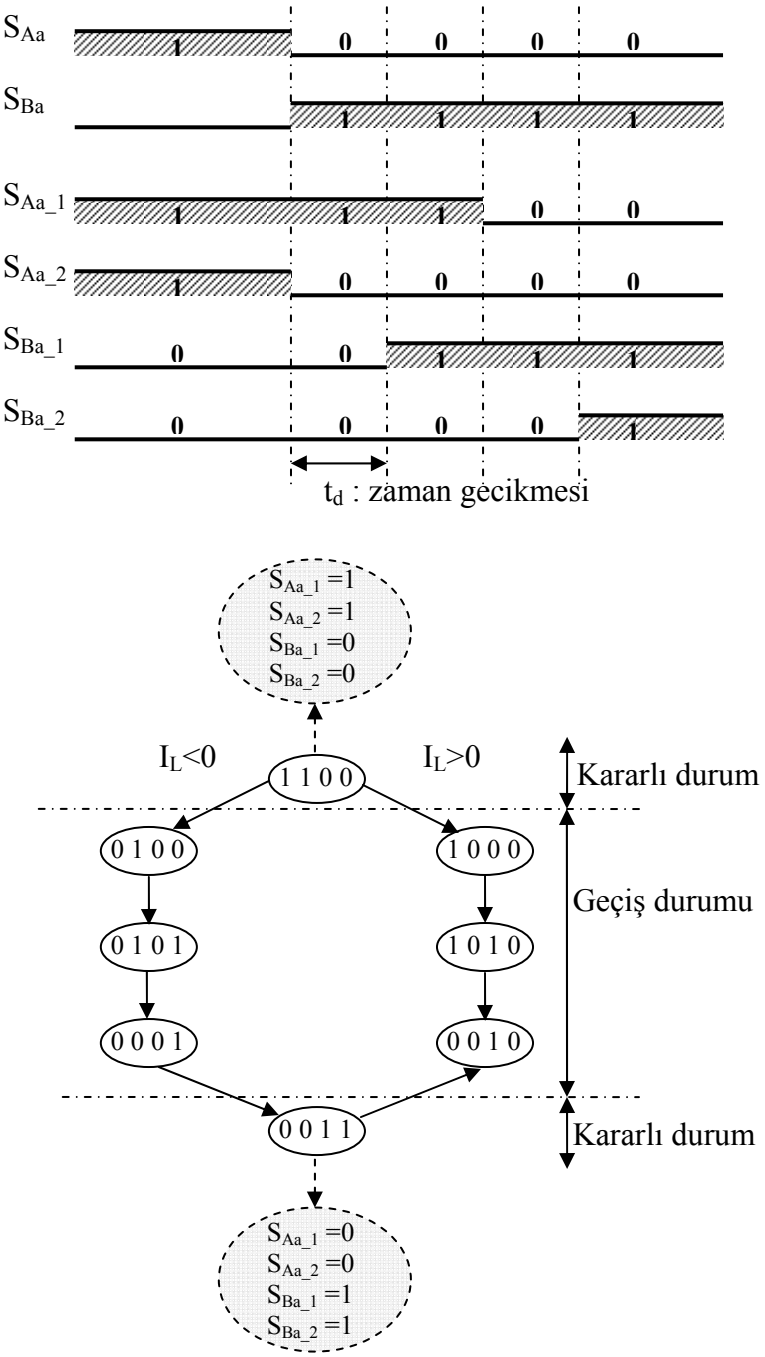
üç faz – bir faz matris dönüştürücü yapısı incelenirse bu komütasyon tekniği daha iyi anlaşılır.



Şekil 3.10. Üç faz – bir faz matris dönüştürücü

Sürekli durumda, akımın her iki yönde de akmasını sağlamak için aktif olan anahtar hücresindeki iki IGBT de tetiklenir. Bu komütasyon tekniğinin açıklaması yapılırken yük akımının (I_L) Şekil 3.10'daki yönde geçtiği ve A faz kolundaki iki yönlü anahtarın (S_{Aa}) iletimde ve B faz kolundaki anahtarın (S_{Ba}) kesimde olduğu kabul edilmektedir. Şekildeki S_{Aa} anahtarından S_{Ba} anahtarına bir komütasyon gerçekleştirileceği zaman aktif olan anahtardaki hangi elemanın kesime gireceğini belirlemek için akım yönünden faydalanılır. Önce yük akımına göre ters bağlı olan tek yönlü elemana kesim sinyali uygulanır. Bu durumda önce tek yönlü S_{Aa_2} anahtarı kesime sokulur. Sonra iletime girecek anahtar hücresindeki akımı iletecek eleman (S_{Ba_1}) tetiklenir. Giriş gerilimlerinin genliğine bağlı olarak yük akımının iletime girecek anahtara transfer olması, ya tam bu noktada ya da iletimden çıkacak hücredeki eleman (S_{Aa_1}) kesime girdiğinde gerçekleşmektedir. Daha sonra ters yönlü akımlara izin vermek için iletime girecek hücredeki diğer eleman (S_{Ba_2})

tetiklenir (Toliyat ve Campbell 2004). Bu durum Şekil 3.11'deki zamanlama çizelgesinde açık bir şekilde görülmektedir.



Şekil 3.11. Dört adımlı komütasyon stratejisi

Her bir anahtarlama olayı arasındaki gecikme, kullanılan elemanların yapısal karakteristikleri tarafından belirlenmektedir. Bu metot, fazlararası kısa devreye ve yük akım yolunun kesilmesine neden olmadan akımın bir anahtar hücresinden

diğerine komütasyonunu sağlamaktadır. Komütasyon işleminin yarısı yumuşak anahtarlamaya sahip olduğu için yarıiletken elemanlardaki anahtarlama kayıpları %50 civarında azalmaktadır. Komütasyon işlemi dört adımda gerçekleştiğinden bu metot, dört adımlı yarı yumuşak anahtarlama metodu olarak adlandırılmaktadır (Wheeler ve Grant 1997).

Bu anahtarlama komütasyon kavramına benzer bir diğer metot da, iki adımlı akım komütasyon stratejisidir. Burada, Şekil 3.12'de görüldüğü gibi sadece aktif anahtar hücresindeki akımı iletecek olan eleman tetiklenmektedir (Svensson ve Alakula 1991). Bu kategorideki tüm akım komütasyon teknikleri çıkış hat akımının yön bilgisine dayanmaktadır. Bir anahtarlamalı güç dönüştürücüsünde, özellikle düşük akım seviyelerinde akımın yönünü güvenli bir şekilde belirlemek oldukça zordur. Akım yönünün hatalı bir şekilde tespit edilmesini engellemek amacıyla, akımın sıfıra yakın olduğu bölgelerde komütasyonun gerçekleştirilmemesi gerekmektedir.



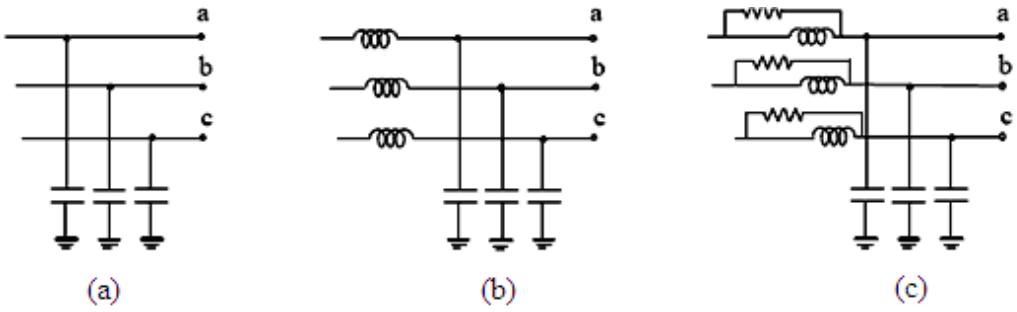
Şekil 3.12. İki adımlı komütasyon stratejisi

3.1.4. Matris Dönüştürücü Giriş Filtresi

Büyük ve pahalı DC hat kapasitörüne ihtiyaç duymadan AC-AC güç dönüşümü için tam bir silikon çözüm sunmasına rağmen matris dönüştürücüler de, küçük reaktif elemanlar gerektirmektedir. Giriş filtresi, matris dönüştürücü ile kaynak arasında bir arabirim gibi davranır. Filtrenin temel özelliği, her bir PWM

peryodu esnasında dönüştürücünün giriş geriliminin bozulmasını engellemek ve kaynaktan istenmeyen harmonik akımların çekilmesini önlemektir (Alesina ve Venturini 1989, Matsuo ve ark. 1996). Aslında kesintili giriş akımlarından dolayı matris dönüştürücü bir harmonik akım kaynağı olarak davranmaktadır. Şebekenin tüm çalışmasını etkileyen gerilim bozukluklarına yol açtığı için bu akım harmoniklerinin azaltılması gerekmektedir. Statik dönüştürücüler tarafından üretilen harmonikleri azaltmanın başlıca yolu, reaktif enerji depolama elemanlarıyla gerçekleştirilen filtreler kullanmaktır (Zargari ve ark. 1993).

Literatüre bakıldığında, matris dönüştürücü için giriş filtresi tasarlama problemi hakkında bazı farklı yapılar önerilmektedir (Middlebrook 1976, Alesina ve Venturini 1989, Wheeler ve ark. 1993, Casadei ve ark. 1997). Farklı anahtarlama frekansları ve modülasyon stratejileri gibi matris dönüştürücünün değişik tasarımlarının bir sonucu olarak yeni filtre yapıları ortaya çıkmaktadır. Şekil 3.13'de matris dönüştürücüde kullanılan üç giriş filtre yapısı görülmektedir.



Şekil 3.13. Matris dönüştürücünün girişinde kullanılan filtre çeşitleri a) yıldız veya üçgen bağlı kapasitörler b) 2. dereceden LC filtresi c) paralel sönümleme dirençli LC filtresi

Bir AC güç sisteminden beslenen statik güç dönüştürücüleri için bir giriş filtresinin tasarımında aşağıdaki üç ana gereksinim dikkate alınmalıdır.

- Anahtarlama gürültüsünü yeterince azaltmalı
- Filtre giriş gerilimi ve akımı arasında küçük bir güç faktörüne sahip olmalı,
- Tüm sistem kararlılığını temin etmeli.

Buradaki ilk gereksinimin karşılanması, elektromanyetik girişim (EMI) kontrol standartları tarafından zorunlu kılınmıştır. Bir giriş filtresinin, giriş akım ve çıkış gerilim toplam harmonik distorsiyonunu (THD) standartlarda belirlenen

değerlerin altına indirmesi gerekmektedir. Bu sonucu elde etmek için girişin rezonans frekansı, dönüştürücünün anahtarlama frekansı ve PWM yapısına göre ayarlanır. Dönüştürücü tarafından üretilen giriş akım harmonik spektrumu bilindiği zaman filtre rezonans frekansı istenmeyen harmonik bileşenlerin bulunmadığı frekans değerlerinde seçilir. Bu değer de genellikle, temel frekans ve anahtarlama frekansı arasındaki frekans alanına denk gelmektedir. Pratikte, tetikleme sinyallerindeki asimetri ve eksikliklerden dolayı bazen rezonans frekansı civarında bazı küçük genlikli istenmeyen harmonikler oluşabilmektedir. Eğer sönümlenmezse, filtre tarafından tahammül edilemeyen seviyelere yükseltilebilir. Ayrıca tam tersine aşırı sönümlü bir filtre de, harmonik azaltma ihtiyacını karşılayamayabilir (Zargari ve ark. 1993).

Matris dönüştürücüde harmonikleri azaltmak için Şekil 3.13'de görülen temel filtre çeşitleri kullanılmaktadır. Ancak yeni veya gelecekteki EMI standartlarındaki değerlerin böyle filtrelerle karşılanması ve ekonomik olarak uygun olması beklenmemelidir (Vlaktovic 1996, Wheeler ve Grant 1997).

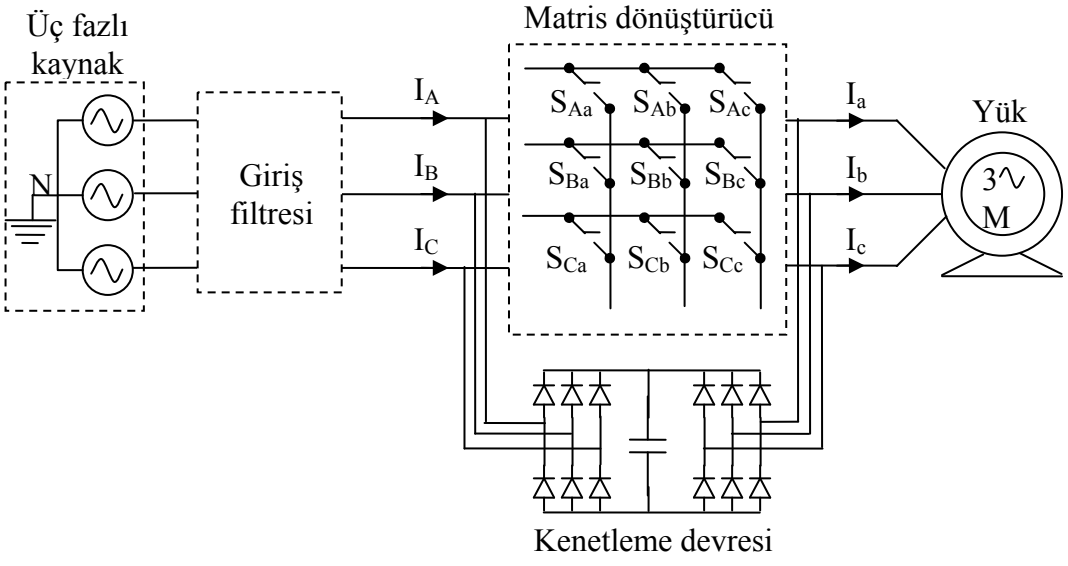
3.1.5. Matris Dönüştürücü Koruma Problemleri

Diğer statik dönüştürücülerde olduğu gibi matris dönüştürücüler de, yarıiletken elemanların hasar görmesine neden olabilecek aşırı gerilimlere ve aşırı akımlara karşı korunmalıdırlar. Etkili ve dayanıklı koruma metodu, kararlı ve güvenilir bir güç dönüştürücüsünün gerçekleştirilmesinde önemli bir rol oynamaktadır. Matris dönüştürücünün AC sürücü uygulamalarında, şebekenin kendisinden kaynaklanan bir gerilim darbesi olarak harici bir şekilde aşırı gerilimler meydana gelebilmekte ve aynı zamanda, motor çıkış akımının kesilmesine neden olan bir anahtar komütasyon hatası veya zamanlama hatası gibi dahili bir şekilde de, aşırı gerilimler oluşabilmektedir. Bu komütasyona bağlı olan risk, geleneksel DC ara devreli dönüştürücülerde olmayan ve matris dönüştürücüye özgü bir özelliktir. Çünkü matris dönüştürücü güç devresinde, motor çıkış akımları için otomatik bir serbest geçiş yolu bulunmamaktadır. Serbest geçiş yolu sadece yukarıda bahsedilen hatalar oluştuğunda değil aynı zamanda dönüştürücü devre dışı bırakılırken motor akım yolu kesildiği zaman da serbest geçiş yoluna ihtiyaç duyulur. Bu durumda,

matris şeklinde yerleştirilmiş anahtarlar üzerinde oluşacak tahrip edici aşırı gerilimleri önlemek için motor akımına bir serbest geçiş yolu sağlanmalıdır.

Aşırı akımlar ise ya iki giriş geriliminin dönüştürücü üzerinden kısa devre edilmesiyle ya da çıkış gerilimleri arasında kısa devre meydana gelmesiyle oluşmaktadır. Her iki durumda da benimsenen kontrol stratejisi genellikle akımlar izlenerek tüm anahtarların kesime sokulması prensibine dayanmaktadır. Güç yarıiletkenleri tekrar etmeyen ve kısa süreli oldukça büyük akımlara dayanabildiğinden, geçici kısa devrelerde hasar görmeden kesime sokulabilir. Ancak böyle bir koruma stratejisi, sadece motor akımlarına serbest geçiş yolu sağlanıyorsa kullanılabilir. Bu yüzden aşırı akım korumasının gerçekleştirildiği sistemlerde mutlaka aşırı gerilim koruma devreleri veya snubber devreleri de kullanılmalıdır.

Literatürde önerilen ilk koruma şeması, iki diyot köprüsü üzerinden tüm giriş ve çıkış hatlarına bağlanan kapasitörden meydana gelen bir kenetleme devresidir (Neft ve Schauder 1988, Alesina ve Venturini 1989). Şekil 3.14'te görülen bu kenetleme devresi tüm iki yönlü anahtarların korunmasında etkilidir.

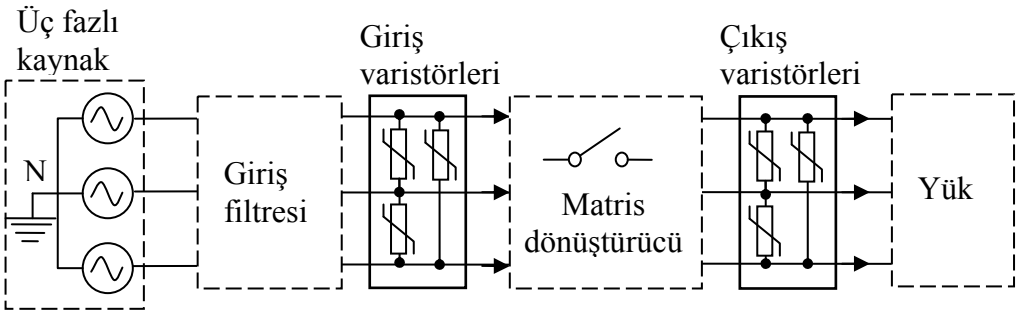


Şekil 3.14. Kenetleme devresiyle koruma

Bu devre, anahtarları, şebekeden gelen darbelere karşı korurken acil kapatılması gerektiği zaman dönüştürücüyü çıkış tarafından üretilen darbelere karşı da korumaktadır. Aslında motorun endüktif akımları kesildiği zaman yükte depolanan enerji kenetleme kapasitörüne transfer edilir ve kapasitörün değeri

yeterince büyükse kritik aşırı gerilimler meydana gelmez. Dahası kenetleme devresi, önlenemeyen zamanlama hatalarından ve güç anahtar matrisinin endüktansından dolayı komütasyon esnasında meydana gelen çıkış gerilim darbelerini de önlemektedir. Her anahtarlama işleminde kapasitör gerilimi arttığı için bazen kapasitörün deşarj edilmesi gerekmektedir. Bu koruma metodunun avantajları, çok basit olması, küçük boyutlu donanım gerektirmesi ve tüm çalışma koşullarında güvenli olmasıdır. Ancak ihtiyaç duyulan yarıiletken sayısının artması (fazladan 12 adet hızlı diyot) gibi dezavantaja sahiptir.

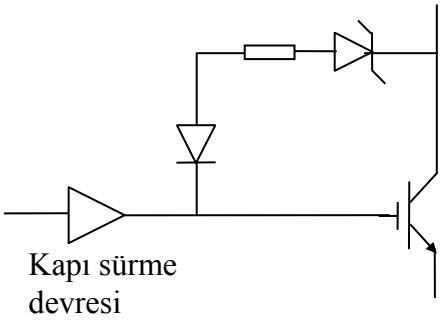
Literatürde önerilen bir diğer koruma metodu ise, düşük güç uygulamaları için uygun olan pasif koruma yapısıdır (Mahlein ve Braun 2000). Bu metot, Şekil 3.15'te görüldüğü gibi dönüştürücünün hem giriş hem de çıkış tarafına eklenen üçgen bağlı altı adet varistörün kullanımına dayanmaktadır. Girişteki üçgen bağlı koruma devresi AC şebekeden gelen gerilim darbelerine karşı dönüştürücü anahtarlarını korumakla görevlidir. Çıkıştaki varistör grubu ise, dönüştürücünün acil kapatılmasıyla veya bir dönüştürücü hatasıyla meydana gelen aşırı gerilim risklerine karşı anahtarları korumaktadırlar. Çıkış gerilimlerinin tahrip edici seviyelere yükselmesini engellemek için motor akımlarına serbest geçiş yolları sağlanarak motor kaçak endüktansında depolanan enerjinin yönetilmesi gerekmektedir. Bu depolanan enerji küçük olduğundan motor akımlarına bir serbest geçiş yolu sağlamak için veya bu enerjiyi üzerinde harcamak için varistörler yeterli olmaktadır. Normal çalışma esnasında, varistörlerin neden olduğu kayıplar önemsenmeyecek seviyede kalmaktadır.



Şekil 3.15. Varistörlerle koruma

Ancak sadece varistör grupları kullanmak, dönüştürücünün devreden çıkartılması esnasında IGBT'lerin güvenli bir şekilde korunmasını garanti etmekte

yetersiz kalabilmektedir. Kesimdeki iki yönlü bir anahtar diğerlerine göre belirli bir gecikmeyle bloklama yeteneğine ulaştığı zaman bir problem meydana gelebilir. Bu durumda, zaten kesimde olan anahtarlar gerilime maruz kalabilir ve tahrip olabilir. IGBT'leri korumak için her bir IGBT'ye bastırıcı diyottan oluşan bir devre eklenebilir. Bu devrenin yapısı Şekil 3.16'da görülmektedir.



Şekil 3.16. Bastırıcı diyotla koruma

Bu devredeki diyot yüksek devrilme gerilimine sahip bir zener diyot karakteristiğine sahiptir. IGBT'nin kollektör-emitör gerilimi, bastırıcı diyotun devrilme geriliminin üstüne yükseldiği zaman IGBT tekrar yüklenir ve doyumda olmadığı bölgede iletken hale gelir. Bu çalışma IGBT'de yüksek kayıplara neden olmaktadır. Ancak tüm IGBT'ler kesime girene kadar görevini güvenle yerine getirdiği için malzemelerin hasar görmesi engellenmiş olmaktadır.

4. MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜ KONTROL TEKNİKLERİ

Matris dönüştürücünün kontrolünde kullanılan iki temel metot vardır. Bunlardan birisi, Venturini modülasyon (VM) metodu diğeri ise, uzay vektör modülasyon (UVM) metodudur.

4.1. Venturini Modülasyon Metodu

1980'de Venturini tarafından matris dönüştürücüler için genelleştirilmiş yüksek frekanslı bir anahtarlama stratejisi önerilmiştir. Daha sonra çıkış/giriş gerilim transfer oranını 0.5'ten 0.866'ya yükseltmek için Venturini ve Alesina tarafından bu metodun geliştirmiş bir versiyonu olan yeni bir algoritma ortaya atılmıştır. Tezin bu bölümünde temel VM metodu ve optimum genlikli Venturini Modülasyon (OGVM) metodu açıklanmaktadır.

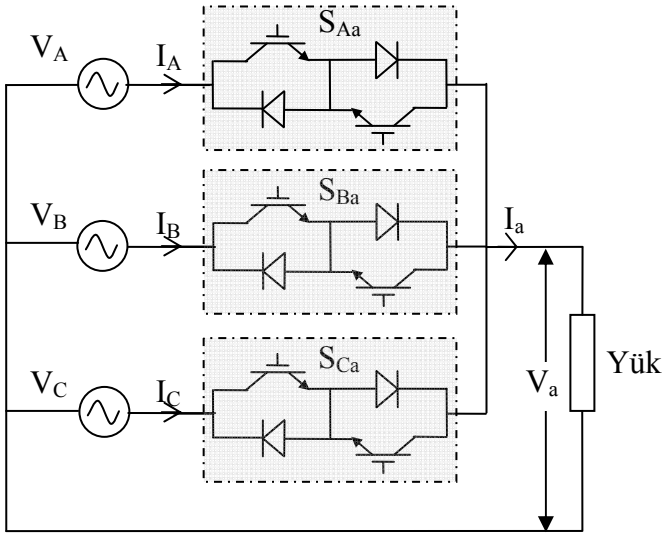
4.1.1. Venturini Modülasyon Metodunun Temel Prensibi

Çıkış geriliminin dalga şekilleri, giriş gerilim dalgalarının bir kombinasyonu olarak elde edilmektedir. Bu yüzden, Venturini metodunda üç fazlı çıkış geriliminin istenen değeri, üç fazlı sinüzoidal giriş geriliminin ardışık olarak parça parça örneklenmesiyle elde edilebilir. Gerçek çıkış dalga şeklinin ortalama değerini elde etmek için her örnekleme peryodunda her bir parçanın uzunluğu matematiksel olarak belirlenir. Sentezlenen dalga şeklinin istenen dalga şekline mümkün olduğunca benzemesi için örnekleme hızı, hem giriş hem de çıkış frekansından çok daha yüksek olmalıdır.

4.1.2. Anahtarların İletim Oranları

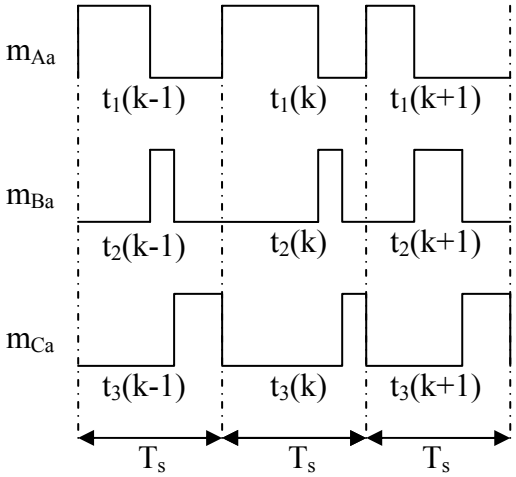
Başlangıç olarak matris dönüştürücünün bir çıkış fazı dikkate alınarak Venturini prensibi açıklanabilir. Üç bağımsız devre ve aynı karakteristiklere sahip üç dalga şeklinin analitik ifadeleriyle üç fazlı çıkış üretilebilir. Şekil 4.1'de, üç fazlı

giriş geriliminden beslenen ve tek fazlı çıkış elde edilen bir matris dönüştürücünün devre şeması görülmektedir.



Şekil 4.1. Üç faz – tek faz matris dönüştürücü

Üç giriş fazı ile bir çıkış fazı arasına bağlanan anahtarlama elemanları (S_{Aa}, S_{Ba}, S_{Ca}) iki yönlü anahtarlardır ve Şekil 4.2'de gösterilen anahtarlama modeline göre çalışırlar. Aynı anda üç anahtarın sadece birisi iletimdedir. Böylece yüke sürekli bir akım sağlanırken bir gerilim kaynağı olan matris dönüştürücünün girişinin kısa devre olması da engellenmektedir.



Şekil 4.2. Aynı çıkış fazına bağlı anahtarların kapı sinyalleri

Şekil 4.1'de görüldüğü gibi bir örnekleme peryodunda (T_s), çıkış fazı sırayla üç giriş fazına bağlanır. Bundan dolayı, çıkış gerilimi V_a, üç giriş faz geriliminin parçalarının bir kombinasyonundan oluşmaktadır ve matematiksel olarak aşağıdaki gibi matrisel formda ifade edilebilir.

$$\overline{V}_a = \begin{bmatrix} \frac{t_1(k)}{T_s} & \frac{t_2(k)}{T_s} & \frac{t_3(k)}{T_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

Buradaki k sembolü örnekleme periyodu sayısını temsil etmektedir. n = 1, 2, 3 için $t_n(k)$ anahtarların iletimde kaldığı sürelerdir. Burada, $t_1(k) + t_2(k) + t_3(k) = T_s$ örnekleme peryodu olup $t_n(k)/T_s$ anahtarların iletim oranlarını ifade etmektedir. k. örnekleme periyodunda V_a geriliminin dalga şekli $t_1(k)$, $t_2(k)$ ve $t_3(k)$ tarafından belirlenir.

Şekil 4.2'de görülen modülasyon fonksiyonları m_{Aa}, m_{Ba} ve m_{Ca}, zamana bağlı olarak aşağıda verilen matematiksel denklemlerle temsil edilebilir.

$$m_{Aa}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \{u(kT_s) - u[kT_s + t_1(k)]\} \tag{4.2}$$

$$m_{Ba}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \{u[kT_s + t_1(k)] - u[kT_s + t_1(k) + t_2(k)]\} \tag{4.3}$$

$$m_{Ca}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \{u[kT_s + t_1(k) + t_2(k)] - u[(k+1)T_s]\} \tag{4.4}$$

Burada,

$$u(t_0) = \begin{cases} 1 & t > t_0 \\ 0 & t < t_0 \end{cases}$$

bir birim basamak fonksiyonudur. Anahtar iletimde iken $m_{Kj}(t) = 1$, anahtar kesimde iken $m_{Kj}(t) = 0$ dır.

Bir sinüzoidal çıkış dalga şekli üretmek için $m_{Kj}(t)$ fonksiyonu, genişlikleri sinüzoidal olarak modüle edilmiş dikdörtgen darbelerin sırasını belirlemektedir. Sonuç olarak frekans spektrumu, istenen düşük frekanslı bileşenler ve istenmeyen

yüksek frekanslı harmoniklerden oluşmaktadır. İstenen çıkış gerilimi, bu fonksiyonlar ve sinüzoidal üç fazlı giriş gerilimlerinin bir kombinasyonu olarak elde edilir. Bu yüzden elde edilen çıkış geriliminin Fourier spektrumu, istenen sinüzoidal bileşenlerin yanında farklı frekanslardaki harmoniklerin toplamını içermektedir.

Giriş akımı I_A, S_{Aa} anahtarı iletimdeyken çıkış akımı I_a'ya, S_{Aa} anahtarı iletimde değilken sıfıra eşittir. Böylece giriş akımı I_A, çıkış akımı I_a'nın parçalarından oluşmaktadır. Aynı şeklide S_{Ba} ve S_{Ca} anahtarlarının iletimde veya kesimde olması, çıkış akımı I_a'nın parçalarından oluşan I_B ve I_C giriş akımlarına yol açmaktadır. Her bir parçanın genişliği anahtarın iletim süresine eşittir. (4.1)'deki gerilim denklemine göre üç ortalama giriş akımı aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\bar{I}_A = \frac{t_1(k)}{T_s} I_a \qquad \bar{I}_B = \frac{t_2(k)}{T_s} I_a \qquad \bar{I}_C = \frac{t_3(k)}{T_s} I_a \tag{4.5}$$

4.1.3. Modülasyon Fonksiyonları

Üç fazlı bir matris dönüştürücüye yukarıdaki prosedürler uygulanarak çıkış gerilimleri için aşağıdaki matris yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix}$$

$$V_o(t) = [M(t)][V_i(t)] \tag{4.6}$$

ve giriş akımları da şöyle ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix}$$

$$I_i(t) = [M^T(t)][I_o(t)] \tag{4.7}$$

Burada M(t) modülasyon matrisidir. K = {A, B, C} ve j = {a, b, c} olmak üzere modülasyon matrisinin elemanları $m_{Kj}(t)$, bir anahtarlama periyodu içinde j. çıkış fazını K. giriş fazına bağlayan bir anahtarın iletim oranını (t_{Kj}/T_s) temsil eder ve bu ifadeye modülasyon fonksiyonu adı verilir. Her bir modülasyon fonksiyonunun değeri bir örnekten bir diğerine değişmektedir.

$$0 \le m_{Kj}(t) \le 1 \tag{4.8}$$

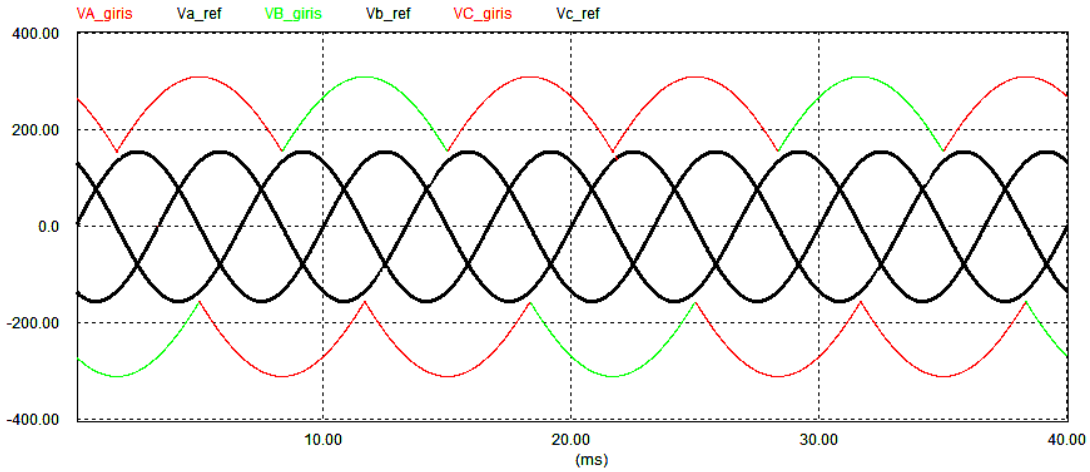
Aynı çıkış fazı için $m_{Kj}(t)$ fonksiyonları aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} m_{Aa} + m_{Ba} + m_{Ca} &= 1 \\ m_{Ab} + m_{Bb} + m_{Cb} &= 1 \\ m_{Ac} + m_{Bc} + m_{Cc} &= 1 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Tasarımın amacı $m_{Kj}(t)$ değerini belirlemektir. Öyle ki (4.6) denkleminde ifade edilen üç fazlı çıkış gerilimleri, hemen hemen istenilen üç fazlı referans gerilimlerine eşit olmaktadır.

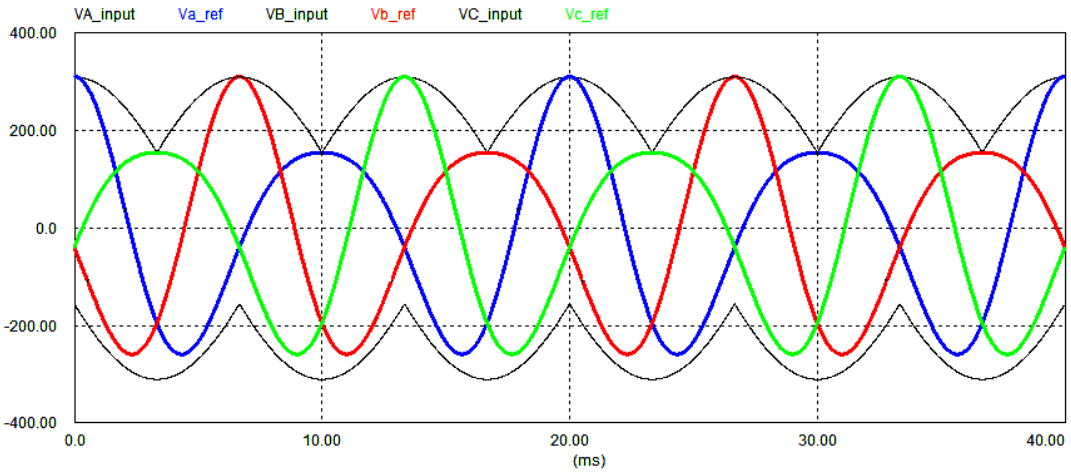
4.1.4. Üç Fazlı Referans Gerilimleri

İstenilen referans faz gerilimleri, üretilen çıkış gerilimlerinde düşük dereceli harmoniklere neden olmaksızın maksimum gerilim transfer oranını sağlamalıdır. Bu nedenle herhangi bir anda referans gerilimlerinin değişimi, Şekil 4.3'te görüldüğü gibi üç fazlı giriş gerilimleri arasındaki bir zarf içerisinde kalmalıdır. Referans giriş gerilimlerinin frekansı ω_i, dönüştürücünün çıkış frekansı ω_o ile ilişkili olmadığı zaman elde edilebilecek maksimum çıkış/giriş gerilim oranı Şekil 4.3'te görüldüğü gibi 0,5 ile sınırlı kalmaktadır.



Şekil 4.3. q=0,5 metodu için giriş gerilim zarfı ve hedeflenen çıkış gerilimleri

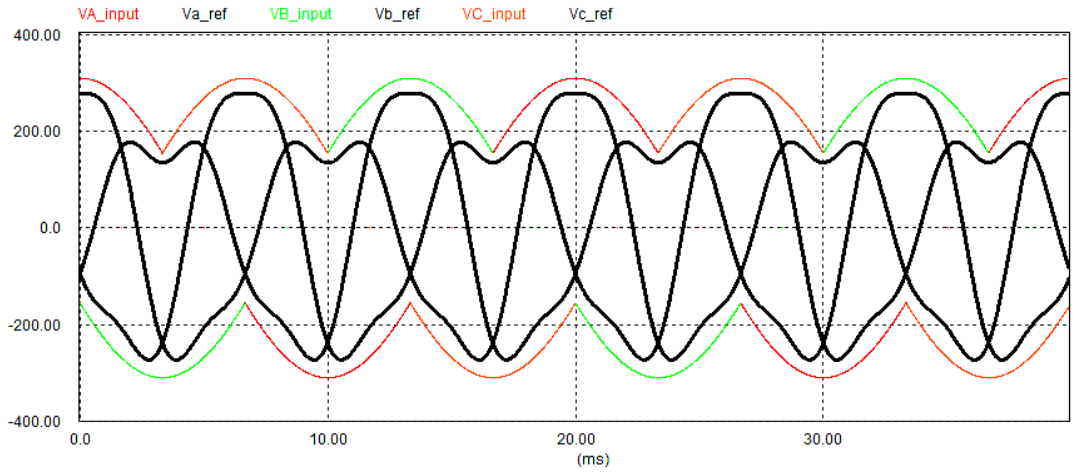
Giriş gerilim zarfı içindeki bölge, giriş faz-nötr geriliminden giriş frekansının üçüncü harmoniği çıkartılarak genişletilebilir. Örneğin frekansı $3\omega_i$ ve genliği $V_{im}/4$'e eşit olan bir gerilim, giriş faz-nötr geriliminden çıkartıldığı zaman Şekil 4.4'te görüldüğü gibi çıkışın giriş gerilimine oranı 0,75 olmaktadır. Bu prosedür, hedeflenen çıkış faz gerilimine giriş frekansının üçüncü harmoniğini eklemeye eşittir. Referans çıkış faz gerilimlerine ilave edilen giriş ve çıkış frekanslarının üçüncü derece harmonikleri fazlar arası gerilimlerde sıfır olduğundan izoleli nötr üzerinde ve üç fazlı yük üzerinde herhangi bir olumsuz etkiye neden olmamaktadır.



Şekil 4.4. q=0,75 metodu için giriş gerilim zarfı ve hedeflenen çıkış gerilimleri

Çıkış gerilim yeteneği, hedeflenen çıkış faz geriliminden çıkış frekansının üçüncü harmoniği çıkartılarak daha fazla artırılabilir. Bu durum Şekil 4.5'te

görüldüğü gibi çıkış faz geriliminin tepeden tepeye değerini azaltmaktadır. Çıkış frekansının üçüncü harmoniğinin büyüklüğünün V_{om} / 6' ya eşit olmasıyla 0,866'lık bir çıkış/giriş gerilim oranı elde edilebilmektedir. Bu değer, bir matris dönüştürücü de teorik olarak elde edilebilecek maksimum çıkış gerilim sınırıdır.



Şekil 4.5. q=0,86 metodu için giriş gerilim zarfı ve hedeflenen çıkış gerilimleri

Yukarıda anlatılan üçüncü harmonik modülasyonu aşağıdaki çıkış faz gerilim ifadeleriyle temsil edilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_{a_ref}(t) \\ V_{b_ref}(t) \\ V_{c_ref}(t) \end{bmatrix} = V_{om}\begin{bmatrix} \cos\omega_0 t \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} - \frac{V_{om}}{6}\begin{bmatrix} \cos 3\omega_0 t \\ \cos 3\omega_0 t \\ \cos 3\omega_0 t \end{bmatrix} + \frac{V_{im}}{4}\begin{bmatrix} \cos 3\omega_i t \\ \cos 3\omega_i t \\ \cos 3\omega_i t \end{bmatrix} \qquad (4.10)$$

Burada V_{om} ve ω_0, istenen temel çıkış geriliminin maksimum genliği ve frekansıdır. V_{im} ve ω_i, giriş geriliminin genliği ve frekansıdır. Bu denklemde tüm genlik değerleri çıkış geriliminin genliği cinsinden yazılırsa aşağıdaki denklem elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} V_{a_ref}(t) \\ V_{b_ref}(t) \\ V_{c_ref}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{V_{om}\begin{bmatrix} \cos\omega_0 t \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}}_{[V_o]_X} \underbrace{-\frac{V_{om}}{6}\begin{bmatrix} \cos 3\omega_0 t \\ \cos 3\omega_0 t \\ \cos 3\omega_0 t \end{bmatrix}}_{[V_o]_Y} \underbrace{+\frac{V_{om}}{2\sqrt{3}}\begin{bmatrix} \cos 3\omega_i t \\ \cos 3\omega_i t \\ \cos 3\omega_i t \end{bmatrix}}_{[V_o]_Z}$$

$$[V_o]_{ref} = [V_o]_X + [V_o]_Y + [V_o]_Z \tag{4.11}$$

4.1.5. Modülasyon Matrisinin Türetilmesi

Belirlenen üç fazlı referans gerilime sahip bir modülasyon fonksiyonunun türetilmesi için denklem (4.6) ve (4.7)'yi eş zamanlı olarak çözmek gerekmektedir. V_{im} genlikli, ω_i frekanslı üç fazlı giriş gerilimleri ve I_{om} genlikli, ω_0 frekanslı üç fazlı çıkış akımları aşağıdaki denklemlerle ifade edilebilir.

$$[V_i(t)] = V_{im}\begin{bmatrix} \cos\omega_i t \\ \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_i t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{4.12}$$

ve

$$[I_o(t)] = I_{om}\begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t - \phi_0) \\ \cos\left(\omega_0 t - \phi_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_0 t - \phi_0 - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{4.13}$$

Eşitlik (4.11)'deki istenen çıkış geriliminin sadece ilk terim olan $[V_o]_X$'den oluştuğu varsayılırsa,

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = V_{om} \begin{bmatrix} \cos\omega_0 t \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{4.14}$$

ifadesi yazılabilir.

Denklem (4.11)'deki diğer iki terimi yok ederek 0,5'lik bir V_{om} / V_{im} gerilim oranı elde edilir. Denklem (4.11)'de tanımlanan çıkış gerilimleri için modülasyon matrisinin türetilmesi Venturini'nin 1989'daki çalışmasında verilmiştir (Venturini 1989). Denklem (4.14)'deki istenilen çıkış gerilimini elde etmek için denklem (4.12)'deki üç fazlı giriş gerilimi kullanılarak türetilen modülasyon matrisi,

$$[m(t)]_{X+} = A_1 \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 + \omega_i)t & \cos\left[(\omega_0 + \omega_i)t - \frac{2\pi}{3}\right] & \cos\left[(\omega_0 + \omega_i)t - \frac{4\pi}{3}\right] \\ \cos\left[(\omega_0 + \omega_i)t - \frac{2\pi}{3}\right] & \cos\left[(\omega_0 + \omega_i)t - \frac{4\pi}{3}\right] & \cos(\omega_0 + \omega_i)t \\ \cos\left[(\omega_0 + \omega_i)t - \frac{4\pi}{3}\right] & \cos(\omega_0 + \omega_i)t & \cos\left[(\omega_0 + \omega_i)t - \frac{2\pi}{3}\right] \end{bmatrix} \tag{4.15}$$

olarak ya da

$$[m(t)]_{X-} = A_2 \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 - \omega_i)t & \cos\left[(\omega_0 - \omega_i)t - \frac{4\pi}{3}\right] & \cos\left[(\omega_0 - \omega_i)t - \frac{2\pi}{3}\right] \\ \cos\left[(\omega_0 - \omega_i)t - \frac{2\pi}{3}\right] & \cos(\omega_0 - \omega_i)t & \cos\left[(\omega_0 - \omega_i)t - \frac{4\pi}{3}\right] \\ \cos\left[(\omega_0 - \omega_i)t - \frac{4\pi}{3}\right] & \cos\left[(\omega_0 - \omega_i)t - \frac{2\pi}{3}\right] & \cos(\omega_0 - \omega_i)t \end{bmatrix} \tag{4.16}$$

şeklinde olmalıdır.

Bu denklemlerde A_1 ve A_2, belirlenmesi gereken sabitlerdir. Denklem (4.15) veya (4.16), denklem (4.6)'da yerine konulursa, sinüzoidal ve birbiri arasında 120° faz farkına sahip üç çıkış gerilimi elde edilir.

$$[V_o]_{X+} = [m(t)]_{X+}[V_i(t)] = \frac{3}{2}A_1 V_{im}\begin{bmatrix} \cos\omega_0 t \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

veya

$$[V_o]_{X-} = [m(t)]_{X-}[V_i(t)] = \frac{3}{2}A_2 V_{im}\begin{bmatrix} \cos\omega_0 t \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Eğer hedeflenen çıkış gerilimini üretmek için hem $[m(t)]_{X+}$ hem de $[m(t)]_{X-}$ kullanılırsa, $[V_o]_{ref} = [V_o]_{X+} + [V_o]_{X-}$'dır ve

$$A_1 + A_2 = \frac{2}{3}\frac{V_{om}}{V_{im}} \quad (4.19)$$

olur. Giriş akımını bulmak için denklem (4.7) kullanılarak aynı prosedür uygulanırsa:

$$[I_i]_{X+} = [m(t)]^T_{X+}[I_o(t)] = \frac{3}{2}A_1 I_{om}\begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \phi_0) \\ \cos\left(\omega_i t + \phi_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_i t + \phi_0 - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

veya

$$\left[I_i\right]_{X-} = \left[m(t)\right]_{X-}^{T}\left[I_o(t)\right] = \frac{3}{2}A_2 I_{om}\begin{bmatrix}\cos\left(\omega_i t - \phi_0\right)\\ \cos\left(\omega_i t - \phi_0 - \frac{2\pi}{3}\right)\\ \cos\left(\omega_i t - \phi_0 - \frac{4\pi}{3}\right)\end{bmatrix} \tag{4.21}$$

olur. Bu, modülasyon matrisi $\left[m(t)\right]_{X-}$, geri faz açısına sahip bir giriş akımı üretirken $\left[m(t)\right]_{X+}$'nin ileri faz açısına sahip bir giriş akımına neden olduğu anlamına gelmektedir. Buna göre giriş akım ifadesi için,

$$\left[I_i(t)\right] = \left[I_i\right]_{X+} + \left[I_i\right]_{X-} \tag{4.22}$$

yazılabilir. Elde edilmek istenilen sinüzoidal giriş akımı ise,

$$\left[I_i(t)\right] = I_{im}\begin{bmatrix}\cos\left(\omega_o t - \phi_i\right)\\ \cos\left(\omega_o t - \phi_i - \frac{2\pi}{3}\right)\\ \cos\left(\omega_o t - \phi_i - \frac{4\pi}{3}\right)\end{bmatrix} \tag{4.23}$$

olarak kabul edilir. Burada, ϕ_i girişin yer değiştirme açısıdır. Denklem (4.20) ve (4.21)'de tanımlanan $\left[I_i\right]_{X+}$ ve $\left[I_i\right]_{X-}$ yerine konularak giriş faz akımı denklemi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{3}{2}I_{om}\left[A_1\cos\left(\omega_i t - \gamma\frac{\pi}{3} + \phi_0\right) + A_2\cos\left(\omega_i t - \gamma\frac{\pi}{3} - \phi_0\right)\right] = I_{im}\cos\left(\omega_i t - \gamma\frac{\pi}{3} - \phi_i\right)$$

$$\gamma = 0, 2, 4 \tag{4.24}$$

$\cos(A+B) = \cos A\cos B - \sin A\sin B$ olduğundan, denklemin her iki tarafına bu trigonometrik eşitlik uygulanarak aşağıdaki denklemler bulunur.

$$(A_1 + A_2)\cos\left(\omega_i t - \gamma\frac{\pi}{3}\right)\cos\phi_o = \frac{2}{3}\frac{I_{im}}{I_{om}}\cos\left(\omega_i t - \gamma\frac{\pi}{3}\right)\cos\phi_i \qquad (4.25a)$$

ve

$$(A_2 - A_1)\sin\left(\omega_i t - \gamma\frac{\pi}{3}\right)\sin\phi_o = \frac{2}{3}\frac{I_{im}}{I_{om}}\sin\left(\omega_i t - \gamma\frac{\pi}{3}\right)\sin\phi_i \qquad (4.25b)$$

Dönüştürücünün güç kayıpları ihmal edilirse, devrenin giriş gücü, çıkış gücüne eşit olur. Bundan dolayı,

$$V_{im} I_{im} \cos\phi_i = V_{om} I_{om} \cos\phi_o \qquad (4.26)$$

$$\frac{I_{im}}{I_{om}} = \frac{V_{om}}{V_{im}}\frac{\cos\phi_o}{\cos\phi_i} \qquad (4.27)$$

Denklem (4.25)'deki I_{im} / I_{om} denklem (4.27)'de yerine konulursa:

$$(A_1 + A_2)\cos\left(\omega_i t - \gamma\frac{\pi}{3}\right)\cos\phi_o = \frac{2}{3}\frac{V_{om}}{V_{im}}\cos\left(\omega_i t - \gamma\frac{\pi}{3}\right)\cos\phi_o \qquad (4.28a)$$

$$(A_2 - A_1)\sin\left(\omega_i t - \gamma\frac{\pi}{3}\right)\sin\phi_o = \frac{2}{3}\frac{V_{om}}{V_{im}}\frac{\tan\phi_i}{\tan\phi_o}\sin\left(\omega_i t - \gamma\frac{\pi}{3}\right)\sin\phi_o \qquad (4.28b)$$

elde edilir. Denklem (4.28) eş zamanlı olarak çözülerek, A_1 ve A_2 katsayıları bulunur.

$$A_1 = \frac{1}{3}Q\left(1 - \frac{\tan\phi_i}{\tan\phi_o}\right) \qquad A_2 = \frac{1}{3}Q\left(1 + \frac{\tan\phi_i}{\tan\phi_o}\right) \qquad (4.29)$$

burada $Q = V_{om} / V_{im}$, çıkış/giriş gerilim oranıdır. Giriş yer değiştirme açısı ve bundan dolayı matris dönüştürücünün giriş güç faktörü, bu katsayıların uygun bir şekilde değiştirilmesiyle ayarlanabilir.

Modülasyon matrisinin tamamı $[m(t)]_{X+}$ ve $[m(t)]_{X-}$'nin toplamı olarak yazılabilir. Modülasyon matrisinin aynı satırdaki üç elemanının toplamı herhangi bir t anında sıfırdır. Denklem (4.9)'da belirtilen kısıtlamaları sağlamak için her bir elemana 1/3 sabiti eklenmelidir.

$$[m(t)] = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} + [m(t)]_{X+} + [m(t)]_{X-} \tag{4.30}$$

Yukarıda türetilen her bir eleman eşitlik (4.30)'da yerine konulursa, modülasyon matrisinin tamamı için formüller aşağıdaki gibi olur.

$$[m(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} + \ldots$$

$$\frac{Q}{3}\left(1 - \tan\phi_i / \tan\phi_o\right)\begin{bmatrix} \cos[(\omega_o + \omega_i)t] & \cos[(\omega_o + \omega_i)t - 2\pi/3] & \cos[(\omega_o + \omega_i)t - 4\pi/3] \\ \cos[(\omega_o + \omega_i)t - 2\pi/3] & \cos[(\omega_o + \omega_i)t - 4\pi/3] & \cos[(\omega_o + \omega_i)t] \\ \cos[(\omega_o + \omega_i)t - 4\pi/3] & \cos[(\omega_o + \omega_i)t] & \cos[(\omega_o + \omega_i)t - 2\pi/3] \end{bmatrix} + \ldots$$

$$\frac{Q}{3}\left(1 + \tan\phi_i / \tan\phi_o\right)\begin{bmatrix} \cos[(\omega_o - \omega_i)t] & \cos[(\omega_o - \omega_i)t - 4\pi/3] & \cos[(\omega_o - \omega_i)t - 2\pi/3] \\ \cos[(\omega_o - \omega_i)t - 2\pi/3] & \cos(\omega_o - \omega_i)t & \cos[(\omega_o - \omega_i)t - 4\pi/3] \\ \cos[(\omega_o - \omega_i)t - 4\pi/3] & \cos[(\omega_o - \omega_i)t - 2\pi/3] & \cos(\omega_o - \omega_i)t \end{bmatrix} \tag{4.31}$$

Alternatif olarak yukarıdaki $[m(t)]$ matrisindeki dokuz elemanın biri için genel ve basitleştirilmiş formül aşağıdaki gibi yazılabilir [39].

$$m_{Kj}(t) = \frac{1}{3}\left\{1 + (1-\Theta)Q\cos\left[(\omega_o + \omega_i)t - [2(K+j) - 4]\frac{\pi}{3}\right] + \ldots\right.$$
$$\left.(1+\Theta)Q\cos\left[(\omega_o - \omega_i)t - [2(K-j)]\frac{\pi}{3}\right]\right\} \tag{4.32}$$
$$K = 1, 2, 3 \text{ ve } j = 1, 2, 3$$

Burada $Q = V_{om} / V_{im}$ ve $\Theta = \tan\phi_i / \tan\phi_0$ giriş-çıkış faz transfer oranıdır. Denklem (4.31)'de görüldüğü gibi $m_{ij}(t)$, ω_i, ω_0, Q ve Θ'nin bir fonksiyonudur. V_i ve ω_i sabit kabul edilirse, yük akımı ve gerilimi arasındaki geri faz farkı ϕ_0, sıfırdan farklı bir değere sahipken Q, V_o'a göre değişir. Her zaman birim giriş güç faktörüyle çalışılmak istendiğinden ϕ_i sıfırdır. Bu da Θ'nın sıfır olmasına neden olur. Daha sonra denklem (4.32) aşağıdaki gibi basitleştirilebilir.

$$m_{Kj}(t) = \frac{1}{3}\left[1 + Q\left(\cos\left\{(\omega_o + \omega_i)t - [2(K + j) - 4]\frac{\pi}{3}\right\} + \cos\left[(\omega_o - \omega_i)t - [2(K - j)]\frac{\pi}{3}\right]\right)\right] \quad (4.33)$$

Pratik olarak sistemi gerçekleştirmek için denklem (4.8) ve (4.9)'daki koşulları sağlayan $m_{Kj}(t)$ nin hesaplanan değerlerinin doğru olmasına dikkat etmek önemlidir. Ayrıca, $V_o / V_i \le \sqrt{3/2}$ ise, denklem (4.32) pozitif sonuçlar vermektedir (Shepherd ve Zhang 2004).

4.2. Uzay Vektör Modülasyon (UVM) Metodu

Üç fazlı uzaya ait değişkenler, aralarında 90º faz farkı bulunan iki faz düzleminde temsil edilebilir. Bu iki faz düzlemine uzay vektör düzlemi ismi verilmektedir.

$$\vec{x} = x_\alpha + jx_\beta = \frac{2}{3}(x_A + a.x_B + a^2.x_C) = X_M e^{j\theta} \quad (4.34)$$

Burada, $e^{j\theta} = \cos\theta + j.\sin\theta$'dır. 2/3 çarpanı ise, çıkış fazlar arası ve çıkış faz vektörünün büyüklüğü arasındaki orana eşit olan bir ölçekleme faktörüdür. a ve a^2 eşitlik (4.35)'de verilen birim vektörler ile temsil edilmektedir.

$$a = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$
$$a^2 = e^{j4\pi/3} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (4.35)$$

Uzay vektör modülasyonu (UVM) aslında gerilim beslemeli inverterlerde kullanılmaktadır. Daha sonra bu metot, matris dönüştürücülerde kullanılacak biçimiyle ilk olarak Huber (1993) tarafından önerilmiştir. UVM tekniği, üç fazlı matris dönüştürücüde uygun anahtarlama durumları seçilerek ve anahtarların iletim süreleri hesaplanarak istenilen üç fazlı sinüzoidal çıkış gerilimlerinin elde edilmesi için Venturini Metodundan farklı yaklaşımları benimsemektedir.

4.2.1. Matris Dönüştürücüdeki Üç Fazlı Değişkenlerin Uzay Vektörleriyle Temsil Edilmesi

UVM metodunda bir matris dönüştürücünün uygun anahtarlama durumları, gerilim uzay vektörleriyle temsil edilebilir. İstenilen frekans ve genliğe sahip bir referans gerilim vektörüne yaklaşmak için bu vektörlerin açı adımları yeterince küçük olmalıdır. Dolayısıyla saf sinüzoidal çıkış gerilimlerine benzer gerilimler elde etmek için anahtarlama frekansı mümkün olduğu kadar yüksek olmalıdır. Bir sonraki örnekleme anında, referans gerilim vektörü yeni bir açı pozisyonuna döndüğü zaman, sabit gerilim vektörlerinin yeni bir kümesi seçilir. İstenilen gerilim vektörünün tüm periyodu sıra ile örneklenerek bu işleme devam edilirse, referans gerilime yakın bir ortalama çıkış gerilimi elde edilir. Bu arada seçilen vektörler, giriş gerilimi ve akımı arasındaki arzu edilen faz kaymasını da vermelidir.

Matris dönüştürücünün girişine uygulanan faz gerilimleri ile çıkıştan elde edilmesi gereken faz gerilimleri (4.36) ve (4.37) denklemleri ile ifade edilebilir.

$$v_A = V_{im}\cos(\omega_i t)$$
$$v_B = V_{im}\cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \quad (4.36)$$
$$v_C = V_{im}\cos(\omega_i t - \frac{4\pi}{3})$$

$$v_a = V_{om}\cos(\omega_o t)$$
$$v_b = V_{om}\cos(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) \quad (4.37)$$
$$v_c = V_{om}\cos(\omega_o t - \frac{4\pi}{3})$$

(4.36) denklemi kullanılarak matris dönüştürücü girişine uygulanan fazlar arası gerilimler de aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$v_{AB} = v_A - v_B = \sqrt{3}V_{im}\cos(\omega_i t + \frac{\pi}{6})$$
$$v_{BC} = v_B - v_C = \sqrt{3}V_{im}\cos(\omega_i t - \frac{\pi}{2}) \quad (4.38)$$
$$v_{CA} = v_C - v_A = \sqrt{3}V_{im}\cos(\omega_i t + \frac{5\pi}{6})$$

Görüldüğü gibi girişteki fazlar arası gerilim, faz gerilimlerinden 30º daha ileridedir ve fazlar arası giriş gerilimlerinin uzay vektörünün faz açısı

$$\alpha_i = \omega_i t + \pi/6 \quad (4.39)$$

dır. Bundan dolayı dönüştürücünün girişine uygulanan fazlar arası gerilimin uzay vektörü (4.40) denklemindeki gibi yazılabilir.

$$\vec{v}_i = \sqrt{3}V_{im}e^{j\left(\omega_i t + \frac{\pi}{6}\right)} \quad (4.40)$$

Her anahtarlama esnasında giriş ve çıkış fazlar arası gerilimleri ile hat akımlarının uzay vektörü ifadesi ve gerçek eksenle yapacağı açı yazılacak olursa,

$$\vec{v}_i = \frac{2}{3}\left[v_{AB} + a.v_{BC} + a^2.v_{CA}\right] = V_i e^{j\alpha_i} \quad (4.41)$$

$$\vec{v}_o = \frac{2}{3}\left[v_{ab} + a.v_{bc} + a^2.v_{ca}\right] = V_o e^{j\alpha_o} \quad (4.42)$$

$$\vec{i}_i = \frac{2}{3}\left[i_A + a.i_B + a^2.i_C\right] = I_i e^{j\beta_i} \quad (4.43)$$

$$\vec{i}_o = \frac{2}{3}\left[i_a + a.i_b + a^2.i_c\right] = I_o e^{j\beta_o} \quad (4.44)$$

olur. Burada, α_i giriş fazlar arası gerilimlerin, β_i giriş hat akımlarının, α_o çıkış fazlar arası gerilimlerinin ve β_o ise çıkış hat akımlarının faz açısını ifade etmektedir.

UVM metodunun gerçekleştirilmesi iki ana prosedüre dayanmaktadır. Bunlar anahtarlama vektörlerinin seçimi ve vektör iletim sürelerinin hesaplanmasıdır.

4.2.2. Anahtarlama Vektörlerinin Seçilmesi ve Sınıflandırılması

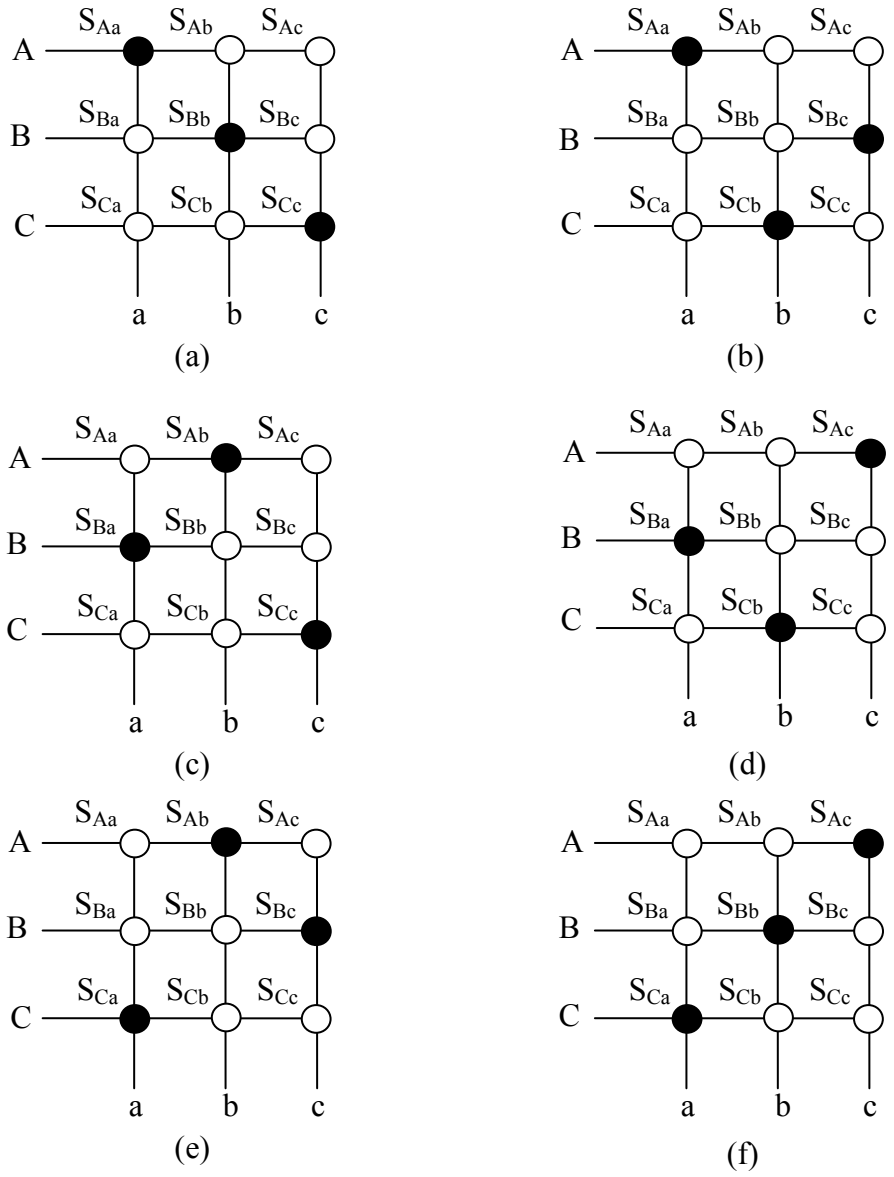
Matris dönüştürücülerde anahtarlama durumuna bağlı olarak çalışma süresi içerisinde her bir çıkış fazı her bir giriş fazına bağlanmaktadır. Matris dönüştürücülerin çıkış gerilimleri, giriş gerilimlerinin matris şeklinde bağlanmış 9 adet çift yönlü yarıiletken anahtar yardımıyla kıyılmasından elde edilmektedir. 3x3 matris şeklindeki 9 adet anahtar kullanılarak 512 farklı bağlantı kombinasyonu elde edilmektedir. Ancak girişin kısa devre ve çıkışın açık devre olmaması kuralına uyan bir üç fazlı matris dönüştürücü için 27 adet geçerli anahtarlama kombinasyonu vardır. Bu anahtarlama durumları da üç gruba ayrılarak incelenebilir.

Şekil 3.2'de verilen matris dönüştürücü sisteminde A, B, C indisleri giriş fazlarını, a, b, c indisleri ise çıkış fazlarını temsil etmektedir. Buna göre, matris dönüştürücüdeki anahtarlar da isimlendirilirken bu indislerden faydalanılır. Örneğin; S_{Aa} anahtarı A giriş fazı ile a çıkış fazı arasına bağlanan anahtar anlamına gelmektedir.

Grup A. Eş zamanlı olarak dönen vektörler

Eşzamanlı olarak dönen vektörler, her bir çıkış fazının farklı bir giriş fazına bağlandığı gruptur ve Şekil 4.6'da görüldüğü gibi altı kombinasyondan oluşmaktadır. Bunların her biri genliği ve frekansı giriş gerilimlerinin değerlerine (V_i ve ω_i) eşit, fakat faz sıraları giriş gerilimlerinkinden farklı üç fazlı çıkış gerilimi üretmektedir.

Bu durum, matematiksel olarak Şekil 4.6'daki anahtarlama durumlarına bağlı olarak incelenebilir.



Şekil 4.6. Vektörlerin eşzamanlı olarak döndüğü anahtar durumları

Şekil 4.6e'deki anahtarlama durumu matematiksel olarak incelenirse,

$$v_{ab} = v_C - v_A$$

$$= V_{im}\cos(\omega_i t - \frac{4\pi}{3}) - V_{im}\cos(\omega_i t)$$

$$v_{ab} = \sqrt{3}V_{im}\cos\left(\omega_i t + \frac{5\pi}{6}\right) \qquad (4.45)$$

$$v_{bc} = v_A - v_B$$
$$= V_{im}\cos(\omega_i t) - V_{im}\cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3})$$
$$v_{bc} = \sqrt{3}V_{im}\cos\left(\omega_i t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (4.46)$$

$$v_{ca} = v_B - v_C$$
$$= V_{im}\cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) - V_{im}\cos(\omega_i t - \frac{4\pi}{3})$$
$$v_{ca} = \sqrt{3}V_{im}\cos\left(\omega_i t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (4.47)$$

Görüldüğü gibi fazlar arası çıkış gerilimlerinin faz açıları, giriş gerilimlerinin faz açılarına bağlıdır ve aralarındaki ilişki (4.48) denkleminde verilmektedir.

$$\alpha_o = \sqrt{3}V_{im}\cos\left(\alpha_i + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.48)$$

Buna göre fazlar arası çıkış gerilimlerinin uzay vektörü de (4.49) denklemindeki gibi yazılabilir.

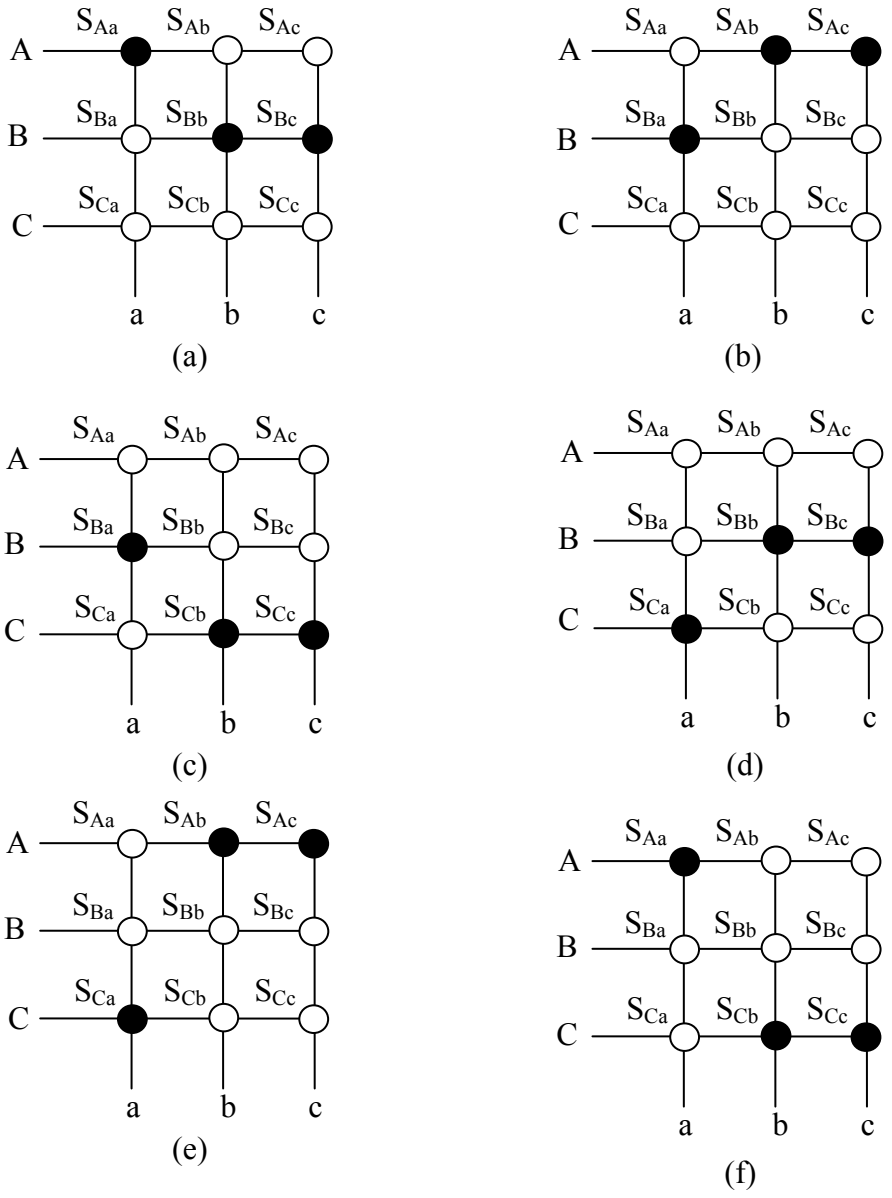
$$\vec{v}_o = \sqrt{3}V_{im}e^{j(\alpha_i + 2\pi/3)} \quad (4.49)$$

Grup A'daki 6 anahtarlama durumunun tümünde çıkış uzay vektörleri kaynağın açısal frekansıyla döndüğünden UVM metodunda, ω_o frekansıyla dönen referans gerilim vektörünü elde etmek için bu gruptaki vektörlerden faydalanılamaz. Aynı şekilde giriş akım vektörleri de çıkış akım vektörleriyle ilişkilidir.

Grup B. Sabit Vektörler

Grup B'deki anahtarlama durumları, iki çıkış fazını aynı giriş fazına bağlayan ortak bir özelliğe sahiptir. Bu anahtarlama durumları her biri altı anahtarlama kombinasyonuna sahip üç farklı kümede sınıflandırılır. Kombinasyonların uzay

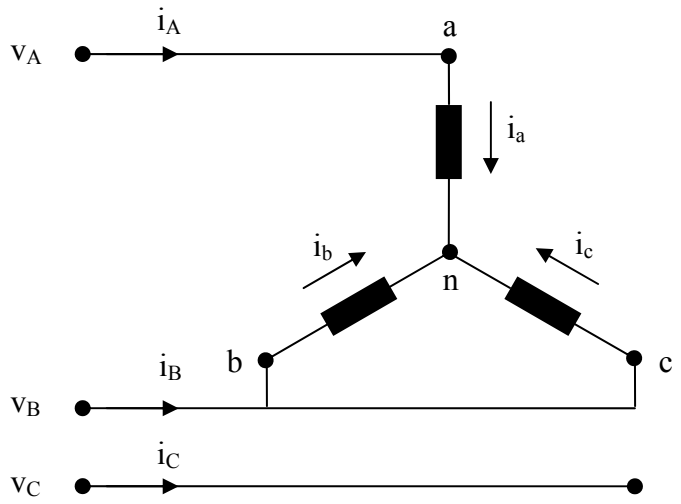
vektörlerinin tümü sabit bir faz açısına sahiptir. Bu nedenle bu gruptaki vektörlere "sabit vektörler" adı verilmiştir. Örneğin grup B'nin ilk kümesinde Şekil 4.7'de görüldüğü gibi b ve c çıkış fazları birbirine bağlanmıştır. Bu kümedeki altı anahtarlama kombinasyonunun tümünde v_{bc} fazlar arası çıkış geriliminin sıfır olmasına neden olmaktadır.



Şekil 4.7. Grup B'nin ilk kümesi: b ve c çıkış fazları kısa devre

Şekil 4.7a'daki anahtarlama durumu için analiz yapılacak olursa, çıkış fazları a, b ve c sırasıyla A, B ve B giriş fazlarına bağlanmıştır. Bu nedenle bu bağlantıya

ABB adı verilmektedir. Bu bağlantıda, çıkış gerilimi ve giriş akımı uzay vektörlerinin bulunması için Şekil 4.8'den faydalanılabilir.



Şekil 4.8. ABB bağlantısı için üç fazlı kaynağın yükü beslemesi

Yukarıdaki şekle göre fazlar arası çıkış gerilim ifadeleri için (4.50) denklemi, giriş hat akımı ifadeleri için ise (4.51) denklemi yazılabilir.

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{AB} \\ v_{bc} &= 0 \\ v_{ca} &= v_{BA} = -v_{AB} \end{aligned} \tag{4.50}$$

$$\begin{aligned} i_A &= i_a \\ i_B &= -i_a \\ i_C &= 0 \end{aligned} \tag{4.51}$$

Çıkış gerilimlerinin uzay vektör ifadesini bulmak için buradaki üç fazlı hat gerilimleri, (4.34) denklemindeki iki faz düzlemine sahip uzay vektör ifadesinde yerine konulursa,

$$\vec{v}_o = \frac{2}{3}\left(v_{ab} + v_{bc}.e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)} + v_{ca}.e^{j\left(\frac{4\pi}{3}\right)} \right)$$

$$\vec{v}_o = \frac{2}{3}\left(v_{AB} + 0 + (-v_{AB}).e^{j\left(\frac{4\pi}{3}\right)} \right) \qquad (4.52)$$

$$\vec{v}_o = \frac{2}{\sqrt{3}}.v_{AB}.e^{j\left(\frac{\pi}{6}\right)}$$

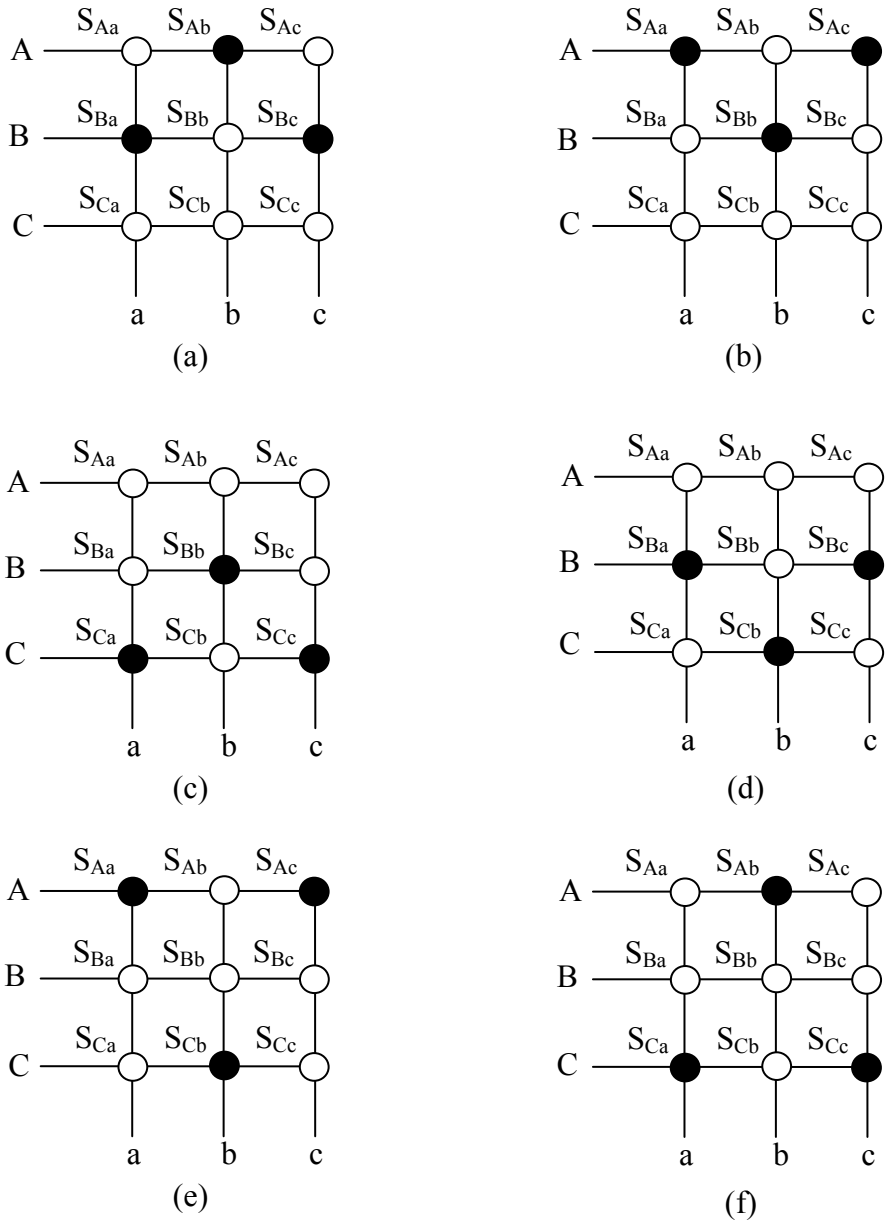
elde edilmektedir. Aynı şekilde giriş akımlarının uzay vektör ifadesini bulmak için (4.51) deki eşitlikler (4.34) de yerine konulursa,

$$\vec{i}_i = \frac{2}{3}\left(i_A + i_B.e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)} + i_C.e^{j\left(\frac{4\pi}{3}\right)} \right)$$

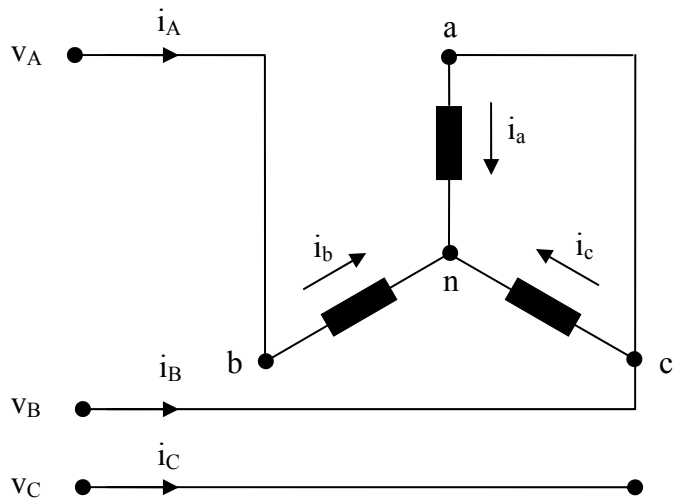
$$\vec{i}_i = \frac{2}{3}\left(i_a - i_a.e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)} + 0 \right)$$

$$\vec{i}_i = \frac{2}{\sqrt{3}}.i_a.e^{-j\left(\frac{\pi}{6}\right)} \qquad (4.53)$$

Grup B'nin ikinci kümesinde kısa devre edilen çıkış fazları c ve a'dır ve bu durum Şekil 4.9'da görülmektedir. Bundan dolayı v_{ca} sıfırdır. Şekil 4.9a'daki BAB bağlantısının analizi için Şekil 4.10'dan faydalanılabilir.



Şekil 4.9. Grup B'nin ikinci kümesi: a ve c çıkış fazları kısa devre



Şekil 4.10. ABB bağlantısı için üç fazlı kaynağın yükü beslemesi

Şekil 4.10'a göre fazlar arası çıkış gerilim ifadeleri için (4.54) eşitliği, giriş hat akımı ifadeleri için ise (4.55) eşitliği yazılabilir.

$$\begin{aligned} v_{ab} &= -v_{AB} \\ v_{bc} &= v_{AB} \\ v_{ca} &= 0 \end{aligned} \tag{4.54}$$

$$\begin{aligned} i_A &= i_b \\ i_B &= -i_b \\ i_C &= 0 \end{aligned} \tag{4.55}$$

Burada yazılan fazlar arası gerilimler ve hat akımları (4.34) denkleminde yerine konularak çıkış fazlar arası gerilimleri ve giriş hat akımlarını temsil eden uzay vektör ifadeleri için sırasıyla (4.56) ve (4.57) denklemleri elde edilir.

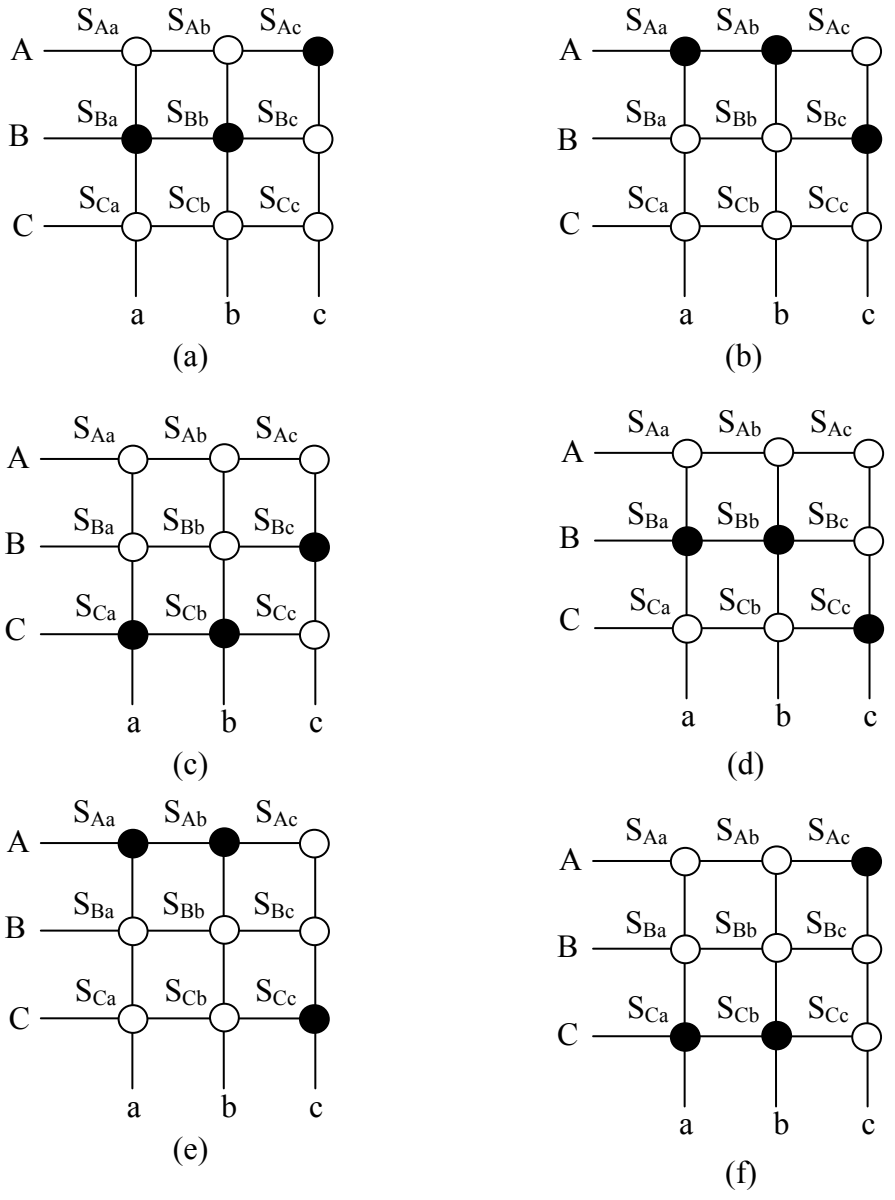
$$\vec{v}_o = \frac{2}{3}\left(\left(-v_{AB}\right) + v_{AB}.e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)} + 0 \right)$$

$$\vec{v}_o = \frac{2}{\sqrt{3}}.v_{AB}.e^{j\left(\frac{5\pi}{6}\right)} \tag{4.56}$$

$$\vec{i}_i = \frac{2}{3}\left(i_b - i_b . e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)} + 0 \right)$$

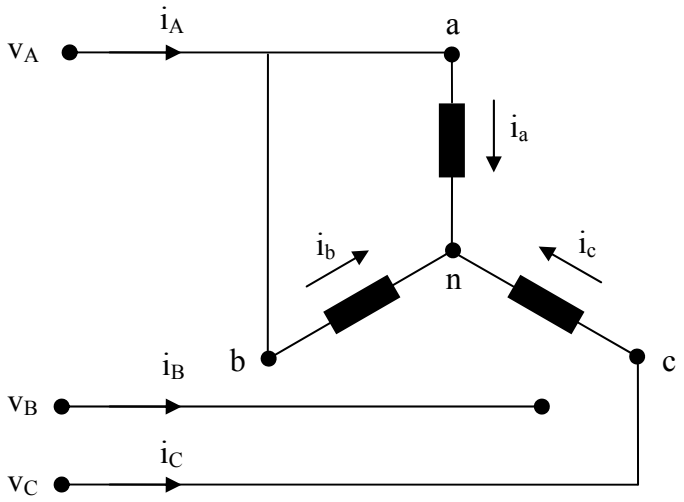
$$\vec{i}_i = \frac{2}{\sqrt{3}} . i_b . e^{-j\left(\frac{\pi}{6}\right)} \qquad (4.57)$$

Grup B'nin üçüncü kümesinde ise, Şekil 4.11'de görüldüğü gibi çıkış fazları a ve b birbirine bağlanmıştır ve fazlar arası v_{ab} gerilimi sıfırdır.



Şekil 4.11. Grup B'nin üçüncü kümesi: a ve b çıkış fazları kısa devre

Bu gruptan da Şekil 4.11e'de görülen AAC bağlantı durumu için üç fazlı kaynağın yıldız bağlı yükü beslemesi Şekil 4.12'deki devre şemasında açık bir şekilde görülmektedir.



Şekil 4.12. AAC bağlantısı için üç fazlı kaynağın yükü beslemesi

AAC bağlantısı için fazlar arası çıkış gerilimleri ve giriş hat akımlarının uzay vektör ifadesi aşağıdaki gibi bulunur.

$$\begin{aligned} v_{ab} &= 0 \\ v_{bc} &= -v_{CA} \\ v_{ca} &= v_{CA} \end{aligned} \tag{4.58}$$

$$\begin{aligned} i_A &= i_c \\ i_B &= 0 \\ i_C &= -i_c \end{aligned} \tag{4.59}$$

Bu gerilim ve akım ifadeleri yine (4.34)'de yerine konulursa AAC bağlantısı için çıkış fazlar arası gerilimlerinin ve giriş hat akımlarının uzay vektörleri sırasıyla (4.60) ve (4.61) denklemlerindeki gibi bulunur.

$$\vec{v}_o = \frac{2}{3}\left(0 + (-v_{CA}).e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)} + (v_{CA}).e^{j\left(\frac{4\pi}{3}\right)} \right)$$

$$\vec{v}_o = \frac{2}{\sqrt{3}}.v_{CA}.e^{j\left(\frac{3\pi}{2}\right)} \qquad (4.60)$$

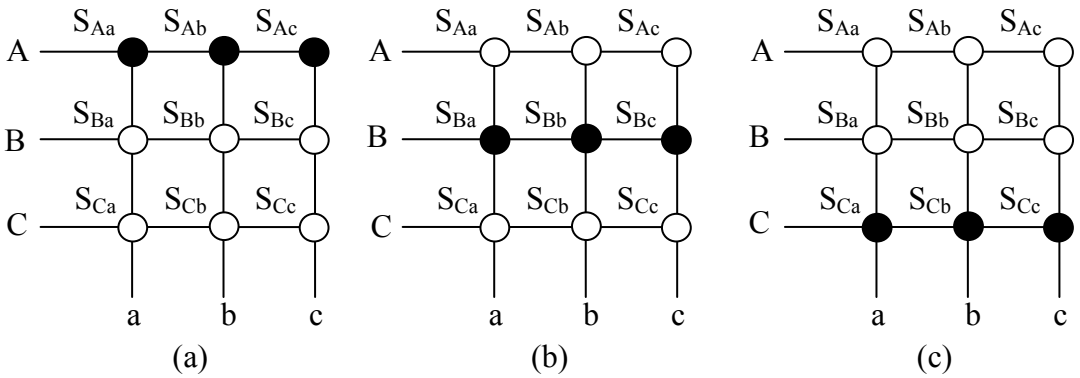
$$\vec{i}_i = \frac{2}{3}\left(i_c + 0 + (-i_c).e^{j\left(\frac{4\pi}{3}\right)} \right)$$

$$\vec{i}_i = \frac{2}{\sqrt{3}}.i_c.e^{j\left(\frac{7\pi}{6}\right)} \qquad (4.61)$$

Görüldüğü gibi bu gruptaki tüm anahtarlama durumlarında uzay vektörler sabit bir faz açısına sahiptir. Dolayısıyla dönüştürücünün çıkışındaki gerilim uzay vektörlerinin faz açıları, giriş gerilimlerinin faz açılarından bağımsızdır. Aynı şekilde dönüştürücünün girişindeki akım uzay vektörlerinin faz açıları da çıkıştaki akımların faz açılarından bağımsızdır. Matris dönüştürücünün kontrolünde bu gruptaki bağlantı çeşitleri kullanıldığı için bu gruptaki vektörlere aynı zamanda "aktif vektörler" adı da verilmektedir.

Grup C. Sıfır Vektörler

Matris dönüştürücü kontrol edilirken kurallara uyan 27 olası kombinasyondan geriye kalan son üçü sıfır vektörler grubunu oluşturmaktadır. Bu bağlantı durumlarında, çıkıştaki fazlar arası gerilimler sıfır olmaktadır. Çünkü Şekil 4.13'de görüldüğü gibi üç çıkış fazı da eş zamanlı olarak aynı giriş fazına bağlanmaktadır. Bundan dolayı da, bunlara "sıfır gerilim vektörleri" adı verilir.



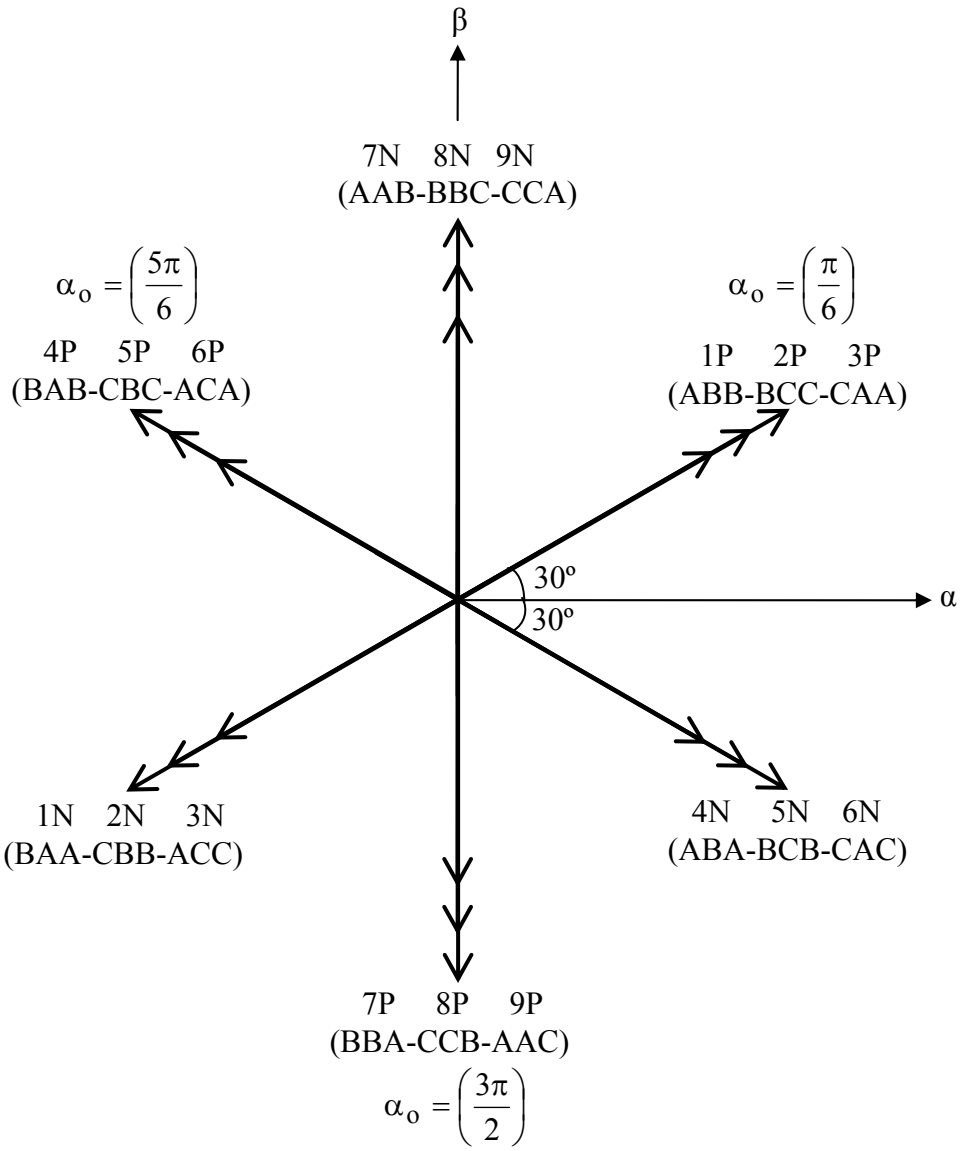
Şekil 4.13. Sıfır vektörler için anahtarlama durumları

Yukarıda bahsedilen 27 anahtarlama durumunun tümü için çıkış fazlar arası gerilimlerinin ve giriş hat akımlarının uzay vektörlerinin faz açıları Tablo 4.1 verilmiştir.

Tablo 4.1. Bir matris dönüştürücü için uygun anahtarlama kombinasyonları ($k = 2/\sqrt{3}, \quad \alpha_i = \omega_i t, \quad \alpha_o = \omega_o t$)

		İletimdeki Anahtarlar			Çıkış Gerilimleri			Giriş Akımları			Gerilim Vektörü		Akım Vektörü	
					V_{ab}	**V_{bc}**	**V_{ca}**	**I_A**	**I_B**	**I_C**	**Genlik**	**Faz**	**Genlik**	**Faz**
Dönen Vektörler	1	S_{Aa}	S_{Bb}	S_{Cc}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}	I_a	I_b	I_c	V_{im}	α_i	I_o	α_o
	2	S_{Aa}	S_{Cb}	S_{Bc}	$-V_{CA}$	$-V_{BC}$	$-V_{AB}$	I_a	I_c	I_b	$-V_{im}$	$-\alpha_i+4л/3$	I_o	$-\alpha_o$
	3	S_{Ba}	S_{Ab}	S_{Cc}	$-V_{AB}$	$-V_{CA}$	$-V_{BC}$	I_b	I_a	I_c	$-V_{im}$	$-\alpha_i$	I_o	$-\alpha_o+2л/3$
	4	S_{Ba}	S_{Cb}	S_{Ac}	V_{BC}	V_{CA}	V_{AB}	I_c	I_a	I_b	V_{im}	$\alpha_i+4л/3$	I_o	$\alpha_o+2л/3$
	5	S_{Ca}	S_{Ab}	S_{Bc}	V_{CA}	V_{AB}	V_{BC}	I_b	I_c	I_a	V_{im}	$\alpha_i+2л/3$	I_o	$\alpha_o+4л/3$
	6	S_{Ca}	S_{Bb}	S_{Ac}	$-V_{BC}$	$-V_{AB}$	$-V_{CA}$	I_c	I_b	I_a	$-V_{im}$	$-\alpha_i+2л/3$	I_o	$-\alpha_o+4л/3$
Aktif Vektörler	1P	S_{Aa}	S_{Bb}	S_{Bc}	V_{AB}	0	$-V_{AB}$	I_a	$-I_a$	0	kV_{AB}	л/6	kI_a	-л/6
	1N	S_{Ba}	S_{Ab}	S_{Ac}	$-V_{AB}$	0	V_{AB}	$-I_a$	I_a	0	$-kV_{AB}$	л/6	$-kI_a$	-л/6
	2P	S_{Ba}	S_{Cb}	S_{Cc}	V_{BC}	0	$-V_{BC}$	0	I_a	$-I_a$	kV_{BC}	л/6	kI_a	л/2
	2N	S_{Ca}	S_{Bb}	S_{Bc}	$-V_{BC}$	0	V_{BC}	0	$-I_A$	I_a	$-kV_{BC}$	л/6	$-kI_a$	л/2
	3P	S_{Ca}	S_{Ab}	S_{Ac}	V_{CA}	0	$-V_{CA}$	$-I_a$	0	I_a	kV_{CA}	л/6	kI_a	7л/6
	3N	S_{Aa}	S_{Cb}	S_{Cc}	$-V_{CA}$	0	V_{CA}	I_a	0	$-I_a$	$-kV_{CA}$	л/6	$-kI_a$	7л/6
	4P	S_{Ba}	S_{Ab}	S_{Bc}	$-V_{AB}$	V_{AB}	0	I_b	$-I_b$	0	kV_{AB}	5л/6	kI_b	-л/6
	4N	S_{Ba}	S_{Bb}	S_{Ac}	V_{AB}	$-V_{AB}$	0	$-I_b$	I_b	0	$-kV_{AB}$	5л/6	$-kI_b$	-л/6
	5P	S_{Ca}	S_{Bb}	S_{Cc}	$-V_{BC}$	V_{BC}	0	0	I_b	$-I_b$	kV_{BC}	5л/6	kI_b	л/2
	5N	S_{Ba}	S_{Cb}	S_{Bc}	V_{BC}	$-V_{BC}$	0	0	$-I_b$	I_b	$-kV_{BC}$	5л/6	$-kI_b$	л/2
	6P	S_{Aa}	S_{Cb}	S_{Ac}	$-V_{CA}$	V_{CA}	0	$-I_b$	0	I_b	kV_{CA}	5л/6	kI_b	7л/6
	6N	S_{Ca}	S_{Ab}	S_{Cc}	V_{CA}	$-V_{CA}$	0	I_b	0	$-I_b$	$-kV_{CA}$	5л/6	$-kI_b$	7л/6
	7P	S_{Ba}	S_{Bb}	S_{Ac}	0	$-V_{AB}$	V_{AB}	I_c	$-I_c$	0	kV_{AB}	3л/2	kI_c	-л/6
	7N	S_{Aa}	S_{Ab}	S_{Bc}	0	V_{AB}	$-V_{AB}$	$-I_c$	I_c	0	$-kV_{AB}$	3л/2	$-kI_c$	-л/6
	8P	S_{Ca}	S_{Cb}	S_{Bc}	0	$-V_{BC}$	V_{BC}	0	I_c	$-I_c$	kV_{BC}	3л/2	kI_c	л/2
	8N	S_{Ba}	S_{Bb}	S_{Cc}	0	V_{BC}	$-V_{BC}$	0	$-I_c$	I_c	$-kV_{BC}$	3л/2	$-kI_c$	л/2
	9P	S_{Aa}	S_{Ab}	S_{Cc}	0	$-V_{CA}$	V_{CA}	$-I_c$	0	I_c	kV_{CA}	3л/2	kI_c	7л/6
	9N	S_{Ca}	S_{Cb}	S_{Ac}	0	V_{CA}	$-V_{CA}$	I_c	0	$-I_c$	$-kV_{CA}$	3л/2	$-kI_c$	7л/6
Sıfır Vek.	0A	S_{Aa}	S_{Ab}	S_{Ac}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	0B	S_{Ba}	S_{Bb}	S_{Bc}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	0C	S_{Ca}	S_{Cb}	S_{Cc}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

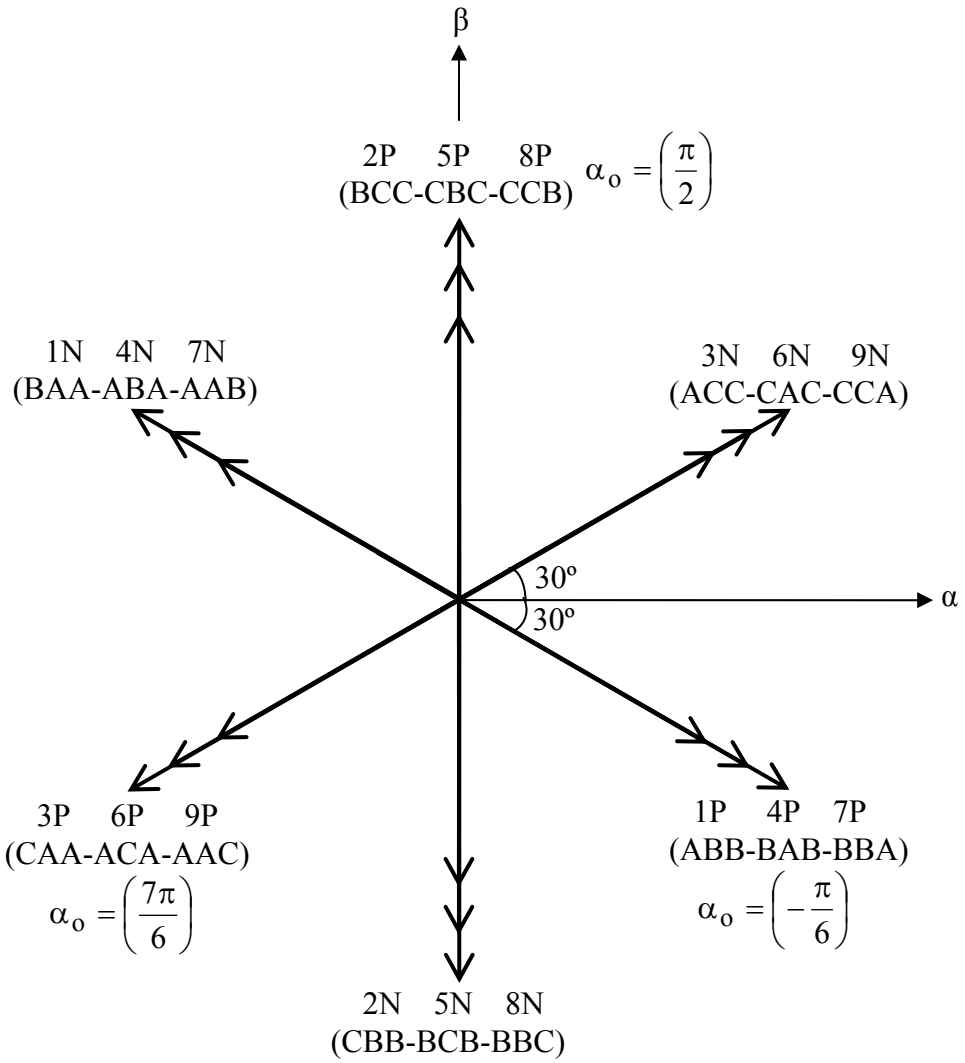
Bu tabloya göre matris dönüştürücü için uygun olan tüm anahtarlama durumlarında, dönüştürücünün çıkış fazlar arası gerilimlerinin faz açıları da dikkate alınarak uzay vektörü gösterilirse Şekil 4.14'deki gerilim uzay vektör diyagramı elde edilir. Görüldüğü gibi aralarında 120º faz farkı bulunan çıkış fazlar arası gerilimleri, 90º faz farklı α, β bileşenlerinin oluşturduğu uzay vektör düzlemine aktarılmıştır.



Şekil 4.14. Fazlar arası çıkış gerilimlerinin α-β uzay vektör düzlemindeki yerleşimi

Aynı şekilde, Tablo 4.1'e göre dönüştürücünün giriş akımlarının faz açıları dikkate alınarak uzay vektörü çizilirse Şekil 4.15'deki akım uzay vektör diyagramı elde edilir. Görüldüğü gibi aralarında 120º faz farklı bulunan üç fazlı giriş akımları,

kullanılan tüm anahtarlama durumları için 90º faz farklı α, β bileşenlerinin oluşturduğu uzay vektör düzlemine aktarılmıştır.



Şekil 4.15. Giriş hat akımlarının α-β uzay vektör düzlemindeki yerleşimi

4.2.3. Anahtarların iletim sürelerinin hesaplanması

Uzay vektör modülasyon metodunun hedefi, seçilen sabit vektörler vasıtasıyla dönen hedef gerilim ve akım vektörlerini elde etmektir. Pratikte her bir hedef vektör için sadece iki komşu aktif vektör ve sıfır vektör seçilmektedir. Seçilen sabit vektörler, her anahtarlama periyodunda hem hedef gerilim vektörünü hem de hedef akım vektörünü oluşturmalıdırlar.

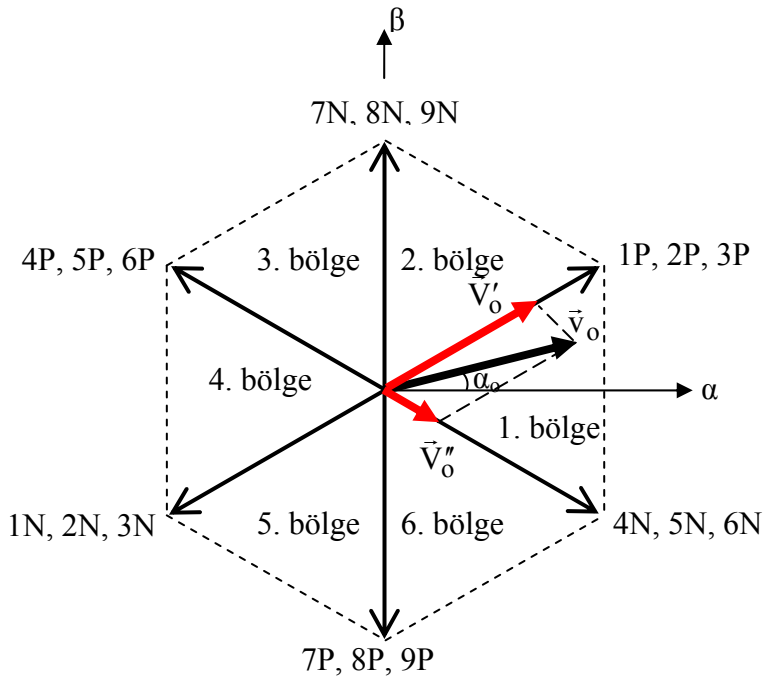
Kompleks düzlemde dönen bir hedef vektörü elde etmek için her anahtarlama periyodunda seçilen sabit vektörlerin değerlerini değiştirmek gerekmektedir.

50 Hz'lik bir şebekeden beslenen matris dönüştürücünün çıkışında 25 Hz'lik bir sinyal üretilmek istenirse, giriş ve çıkış sinyallerinin peryotları da birbirinden farklı olmaktadır. Buna göre giriş vektörü 360º lik turunu 20 ms'de tamamlarken çıkış vektörü 40 ms'de tamamlayacaktır. Dolayısıyla matris dönüştürücünün çıkış gerilim vektörü ve giriş akım vektörü farklı hızlarda dönecektir. Böylece her bir anahtarla peryodunda çıkış gerilim vektörünün açı adımı ve giriş akım vektörünün açı adımı da farklı olacaktır. (4.62)'de çıkış gerilim vektörünün açı adımının ve (4.63)'de ise giriş akım vektörünün açı adımını hesaplamak için kullanılan eşitlikler verilmiştir.

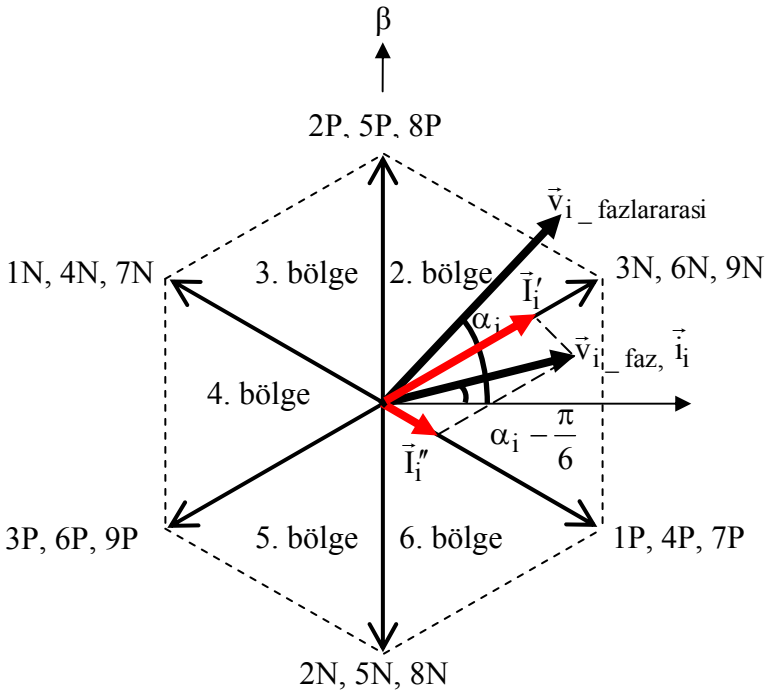
$$\delta_i = \frac{360.f_i}{f_s} = 360 f_i T_s \tag{4.62}$$

$$\delta_o = \frac{360.f_o}{f_s} = 360 f_o T_s \tag{4.63}$$

Yukarıdaki eşitliklere göre 50 Hz'lik giriş gerilimiyle beslenen ve anahtarlama frekansı 1 kHz olan bir matris dönüştürücüden 25 Hz'lik bir çıkış gerilimi elde edilmek istenirse, her bir anahtarlama peryodunda giriş akım vektörü 18° ilerlerken çıkış gerilim vektörü 9° ilerleyecektir. Bu nedenle, Şekil 4.16'da görülen çıkış gerilim vektörü bir tam turunu 40 adım da tamamlarken, Şekil 4.17'de görülen giriş akım vektörü 20 adımda tamamlayacaktır. Şekillerden görüldüğü gibi hedef uzay vektörleri, komşu sabit vektörlerle aynı faz açısına sahip iki vektörün (çıkış fazlar arası gerilim vektörü: $\vec{V}_o'$ ve $\vec{V}_o''$, giriş hat akımı vektörü: $\vec{I}_i'$ ve $\vec{I}_i''$) bileşkesinden meydana gelmektedir. Anahtarların ne kadar süre iletimde kalacağına ve hangi sırayla iletime gireceklerine, hedef uzay vektörlerin o anahtarlama peryodunda bulunduğu konuma göre karar verilir. Çıkış fazlar arası gerilimlerinin ve giriş hat akımlarının uzay vektörlerinin konumu Şekil 4.16 ve Şekil 4.17'deki uzay vektör diyagramları göz önüne alınarak Tablo 4.2'deki gibi belirlenir.



Şekil 4.16. Çıkış fazlar arası geriliminin uzay vektörü



Şekil 4.17. Giriş hat akımının uzay vektörü

Şekil 4.17'de görüldüğü gibi fazlar arası gerilimlerin uzay vektörü, faz gerilimlerinin uzay vektöründen 30º derece daha ileridedir. Buna göre giriş faz geriliminin uzay vektörü ile giriş hat akımının uzay vektörü üst üste çakıştırılırsa birim değerde bir güç faktörü elde edilir. Giriş güç faktörünü değiştirmek için giriş faz gerilimi ile giriş hat akımı arasında istenilen faz farkı oluşturulabilir. Bu tez çalışmasında giriş akım vektörünün, giriş gerilim vektörü ile aynı hızda dönmesi sağlanarak birim değerde giriş güç faktörü elde edilmiştir.

Tablo 4.2. Çıkış gerilimi ve giriş akım vektörlerinin bölgeleri

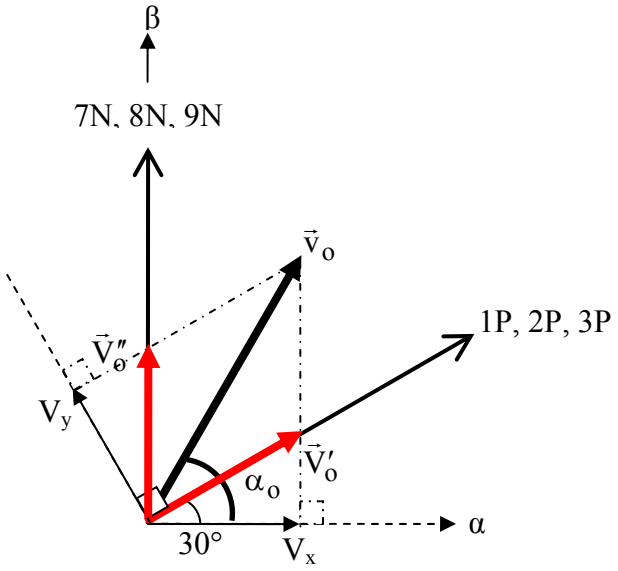
	Çıkış fazlar arası gerilim vektörü ($\vec{V}_o$)	Giriş hat akım vektörü ($\vec{I}_i$)
1. bölge	$-\frac{\pi}{6} < \alpha_o \leq \frac{\pi}{6}$	$0 < \alpha_i \leq \frac{\pi}{3}$
2. bölge	$\frac{\pi}{6} < \alpha_o \leq \frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{3} < \alpha_i \leq \frac{2\pi}{3}$
3. bölge	$\frac{\pi}{2} < \alpha_o \leq \frac{5\pi}{6}$	$\frac{2\pi}{3} < \alpha_i \leq \pi$
4. bölge	$\frac{5\pi}{6} < \alpha_o \leq \frac{7\pi}{6}$	$\pi < \alpha_i \leq \frac{4\pi}{3}$
5. bölge	$\frac{7\pi}{6} < \alpha_o \leq \frac{3\pi}{2}$	$\frac{4\pi}{3} < \alpha_i \leq \frac{5\pi}{3}$
6. bölge	$\frac{3\pi}{2} < \alpha_o \leq -\frac{\pi}{6}$	$\frac{5\pi}{3} < \alpha_i \leq 2\pi$

Gerilim uzay vektörü 2. bölgede ve akım uzay vektörü 3. bölgede iken anahtarların iletim sürelerini bulmak için Şekil 4.18 ve Şekil 4.19'daki vektörlerin ikisi de aynı anda dikkate alınmalıdır.

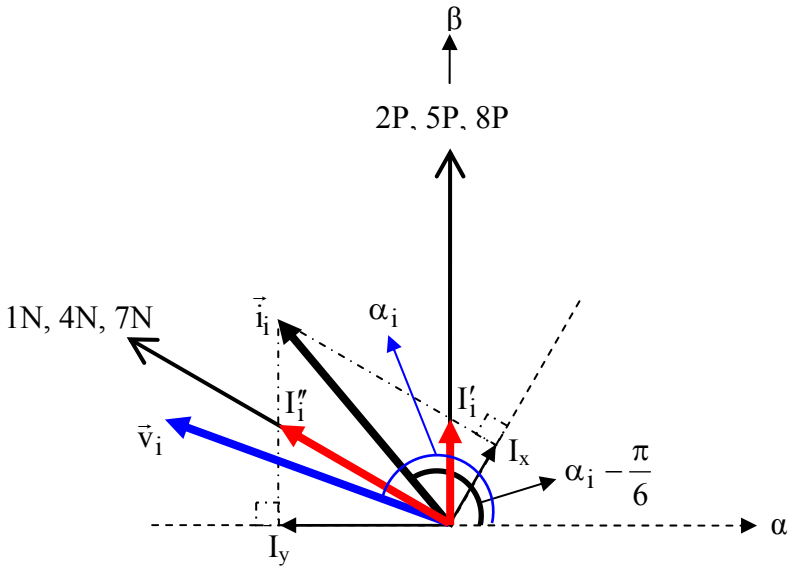
Şekil 4.18'e göre $\vec{V}_o'$ ve $\vec{V}_o''$ vektörlerini gerilim uzay vektörü cinsinden hesaplamak için aşağıdaki işlemler yapılır.

$$V_x = |\vec{v}_o|\sin(\frac{\pi}{2} - \alpha_o)$$
$$|\vec{V}_o'| = \frac{V_x}{\cos(30)} = \frac{2}{\sqrt{3}}|\vec{v}_o|\sin(\frac{\pi}{2} - \alpha_o) \quad (4.64)$$

$$V_y = |\vec{v}_o|\sin(\alpha_o - \frac{\pi}{6})$$
$$|\vec{V}_o''| = \frac{V_y}{\cos(30)} = \frac{2}{\sqrt{3}}|\vec{v}_o|\sin(\alpha_o - \frac{\pi}{6}) \quad (4.65)$$



Şekil 4.18. Gerilim uzay vektörü (2. bölge için)



Şekil 4.19. Akım uzay vektörü (3. bölge için)

Yine aynı şekilde, Şekil 4.19'a göre $\vec{I}_i'$ ve $\vec{I}_i''$ vektörlerini akım uzay vektörü cinsinden hesaplamak için aşağıdaki işlemler yapılır.

$$\begin{aligned} I_x &= \left|\vec{i}_i\right| \sin\left(\frac{5\pi}{6} - \left(\alpha_i - \frac{\pi}{6}\right)\right) \\ \left|\vec{I}_i'\right| &= \frac{I_x}{\cos(30)} = \frac{2}{\sqrt{3}}\left|\vec{i}_i\right| \sin(\pi - \alpha_i) \end{aligned} \tag{4.66}$$

$$\begin{aligned} I_y &= \left|\vec{i}_i\right| \sin\left(\left(\alpha_i - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{\pi}{2}\right) \\ \left|\vec{I}_i''\right| &= \frac{I_y}{\cos(30)} = \frac{2}{\sqrt{3}}\left|\vec{i}_i\right| \sin(\alpha_i - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \tag{4.67}$$

Burada $\vec{V}_o'$ ve $\vec{V}_o''$ vektörleri iki ayrı ters simetrik anahtarlama kombinasyonundan meydana gelmektedir. Gerilim vektörü 2. bölgede ve akım vektörü 3. bölgede iken gerilim için (4.68) ve (4.69)'daki ifadeler yazılabilir.

$$-\lambda_{7P}\frac{2}{\sqrt{3}}V_{AB} + \lambda_{8N}\frac{2}{\sqrt{3}}V_{BC} = \left|\vec{V}_o''\right| = \frac{2}{\sqrt{3}}\left|\vec{v}_o\right| \sin(\alpha_o - \frac{\pi}{6}) \tag{4.68}$$

$$-\lambda_{1N}\frac{2}{\sqrt{3}}V_{AB} + \lambda_{2P}\frac{2}{\sqrt{3}}V_{BC} = \left|\vec{V}_o'\right| = \frac{2}{\sqrt{3}}\left|\vec{v}_o\right| \sin(\frac{\pi}{2} - \alpha_i) \tag{4.69}$$

Bu eşitlikte λ_{7P}, Tablo 4.1'de 7P ile gösterilen anahtarlama durumu için aktif anahtarların iletim oranlarını ifade etmektedir. Anahtarlama periyodu T_s olmak üzere, bu anahtarlama durumu için anahtarların iletim süreleri $t_{7P} = \lambda_{7P}.T_s$ ile ifade edilebilir. λ_{8N}, λ_{1N} ve λ_{2P} de aynı şekilde o andaki aktif anahtarların iletim oranlarını göstermektedir.

V_{AB} fazlar arası giriş gerilimi referans olarak belirlenirse, üç fazlı AC sistemin fazlar arası giriş gerilimleri giriş uzay vektörü cinsinden (4.70) denklemindeki gibi yazılabilir.

$$
\begin{aligned}
v_{AB} &= |\vec{v}_i| \cos(\omega_i t) \\
v_{BC} &= |\vec{v}_i| \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\
v_{CA} &= |\vec{v}_i| \cos(\omega_i t - \frac{4\pi}{3})
\end{aligned}
\tag{4.70}
$$

Bu giriş gerilim ifadeleri (4.68) ve (4.69)'da yerlerine konulursa anahtarlama iletim oranları için aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$
-\lambda_{7P} \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{v}_i| \cos(\alpha_i) + \lambda_{8N} \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{v}_i| \cos\left(\alpha_i - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{v}_o| \sin(\alpha_o - \frac{\pi}{6}) \tag{4.71}
$$

$$
-\lambda_{1N} \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{v}_i| \cos(\alpha_i) + \lambda_{2P} \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{v}_i| \cos\left(\alpha_i - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{v}_o| \sin(\frac{\pi}{2} - \alpha_i) \tag{4.72}
$$

Aynı şekilde giriş akım vektörü dikkate alınarak anahtarlama iletim oranları için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$
-\lambda_{7P} \frac{2}{\sqrt{3}} i_c = |\vec{I}_i''| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{i}_i| \sin(\alpha_i - \frac{2\pi}{3}) \tag{4.73}
$$

$$
-\lambda_{8N} \frac{2}{\sqrt{3}} i_c = |\vec{I}_i'| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{i}_i| \sin(\pi - \alpha_i) \tag{4.74}
$$

$$
\lambda_{1N} \frac{2}{\sqrt{3}} i_a = |\vec{I}_i''| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{i}_i| \sin(\alpha_i - \frac{2\pi}{3}) \tag{4.75}
$$

$$
\lambda_{2P} \frac{2}{\sqrt{3}} i_a = |\vec{I}_i'| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{i}_i| \sin(\pi - \alpha_i) \tag{4.76}
$$

Bu eşitliklerden (4.73)'in (4.74) göre ve (4.75)'in (4.76)'ya göre oranı yazılarak anahtarlama iletim oranları için daha sade eşitlikler elde edilir.

$$
\lambda_{7P} \sin(\pi - \alpha_i) = \lambda_{8N} \sin(\alpha_i - \frac{2\pi}{3}) \tag{4.77}
$$

$$
\lambda_{1N} \sin(\pi - \alpha_i) = \lambda_{2P} \sin(\alpha_i - \frac{2\pi}{3}) \tag{4.78}
$$

Eşitlik (4.71) ile (4.77) kullanılarak λ_{7P} ve λ_{8N} iletim oranlarını, (4.72) ve (4.78) kullanılarak λ_{1N} ve λ_{2P} iletim oranlarını hesaplamak mümkündür. Gerilim ve akım uzay vektörlerinin bulunduğu bölgelere göre anahtarların iletim oranları değişmektedir. Buna göre gerilim uzay vektörü 2. bölgede ($\frac{\pi}{6} < \alpha_o \leq \frac{\pi}{2}$) ve akım uzay vektörü 3. bölgede ($\frac{2\pi}{3} < \alpha_i \leq \pi$) iken iletim oranları aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$\lambda_{7P} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|\vec{v}_o|}{|\vec{v}_i|} \sin\left(\alpha_o - \frac{\pi}{6}\right) \sin\left(\alpha_i - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{4.79}$$

$$\lambda_{8N} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|\vec{v}_o|}{|\vec{v}_i|} \sin\left(\alpha_o - \frac{\pi}{6}\right) \sin\left(\pi - \alpha_i\right) \tag{4.80}$$

$$\lambda_{1N} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|\vec{v}_o|}{|\vec{v}_i|} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha_o\right) \sin\left(\alpha_i - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{4.81}$$

$$\lambda_{2P} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|\vec{v}_o|}{|\vec{v}_i|} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha_o\right) \sin\left(\pi - \alpha_i\right) \tag{4.82}$$

Matris dönüştürücünün çıkışında istenilen frekans ve genlikte gerilimler elde etmek için her bir anahtarlama durumuna ait elemanların iletim süreleri bulunmalıdır.

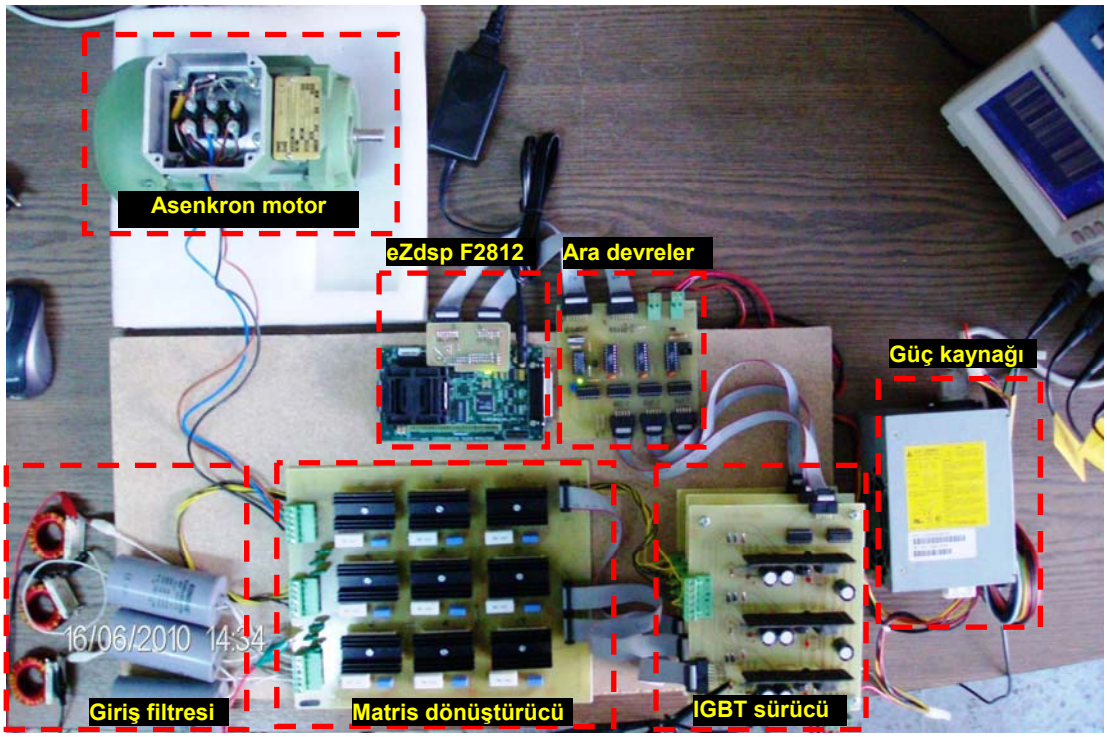
Tezin bu bölümünde sadece bir bölgenin anahtar iletim sürelerinin hesaplanması verilmiştir. Ancak gerilim ve akım uzay vektörünün konumuna göre 36 ayrı bölgenin anahtarlama iletim sürelerinin hesaplanması gerekmektedir. Burada hesaplanan anahtarlama iletim sürelerinin toplamı, matris dönüştürücünün anahtarlama periyodunu aşmamalıdır. Buna göre anahtarlama iletim süreleri ile ilgili kısıtlama aşağıdaki eşitlikle ifade edilebilir.

$$\lambda_{7P} + \lambda_{8N} + \lambda_{1N} + \lambda_{2P} \leq 1 \tag{4.83}$$

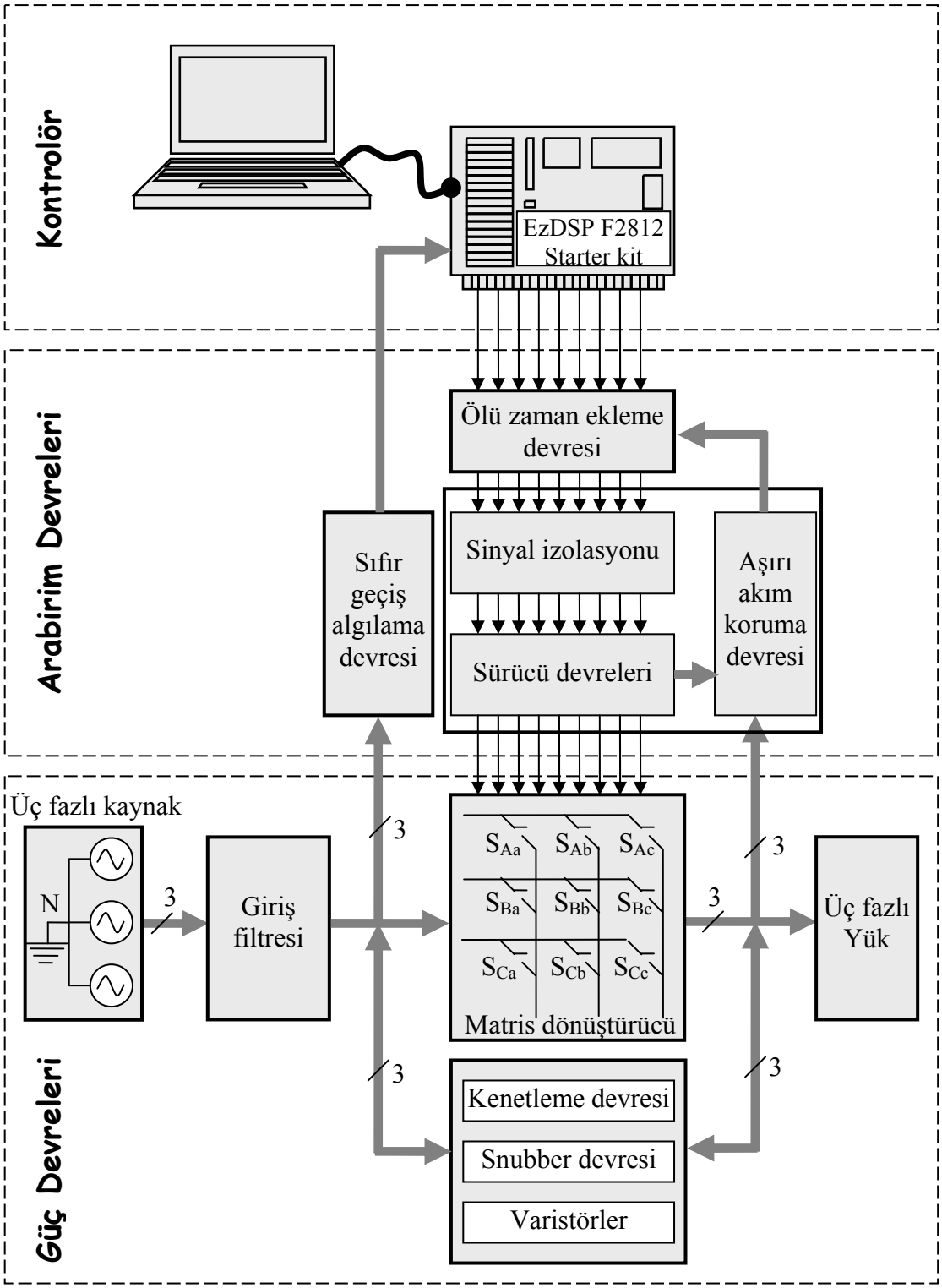
5. MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜ SİSTEMİNİN TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Gerçekleştirilen matris dönüştürücü sistemi, temel olarak donanım ve yazılım olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. Tezin bu bölümünde, UVM metoduyla kontrol edilen üç faz - üç faz matris dönüştürücünün deney düzeneğinin gerçekleştirilmesinde kullanılan devreler ele alınmaktadır. Şekil 5.1'de laboratuvar ortamında gerçekleştirilen sistemin donanım devreleri görülmektedir. Gerçekleştirilen sistem, üç fazlı AC kaynak, giriş filtresi, matris dönüştürücü güç devresi, üç fazlı yük, çeşitli koruma devreleri, ölü zaman ekleme devresi, izolasyon devreleri, sürme devreleri, aşırı akım koruma devresi, sıfır geçiş algılama devresi, sayısal işaret işlemci kartı ve bir adet bilgisayardan oluşmaktadır. Yazılım kısmında, UVM metodunun algoritması, CCS (code composer studio) ortamında C programla dili kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Deneysel olarak gerçekleştirilen matris dönüştürücü sisteminin blok diyagramı Şekil 5.2'de ayrıntılı bir şekilde verilmiştir.



Şekil 5.1. Pratik olarak gerçekleştirilen sistemin görünümü

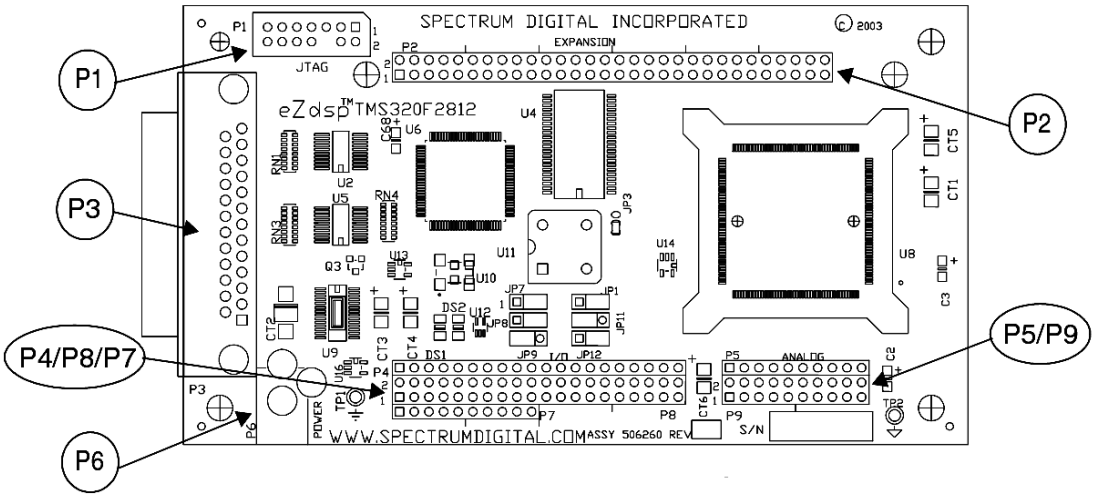


Şekil 5.2. Gerçekleştirilen matris dönüştürücünün blok diyagramı

5.1. Sayısal İşaret İşlemci Kartı

Son yıllarda, sayısal işaret işlemci teknolojisindeki gelişmelerden dolayı karmaşık kontrol algoritmalarını gerçekleştirmek mümkün hale gelmiştir. Karmaşık matematiksel işlemleri çok kısa sürede yapabilmelerinden dolayı, sayısal işaret işlemcilerin (DSP) güç elektroniği uygulamalarında kullanımları hızla yaygınlaşmaktadır. İşlem güçlerinin artması ile komutlar çok kısa zamanda yürütülebilmekte, bunun sonucu olarak da sistemin örnekleme zamanı azalmaktadır.

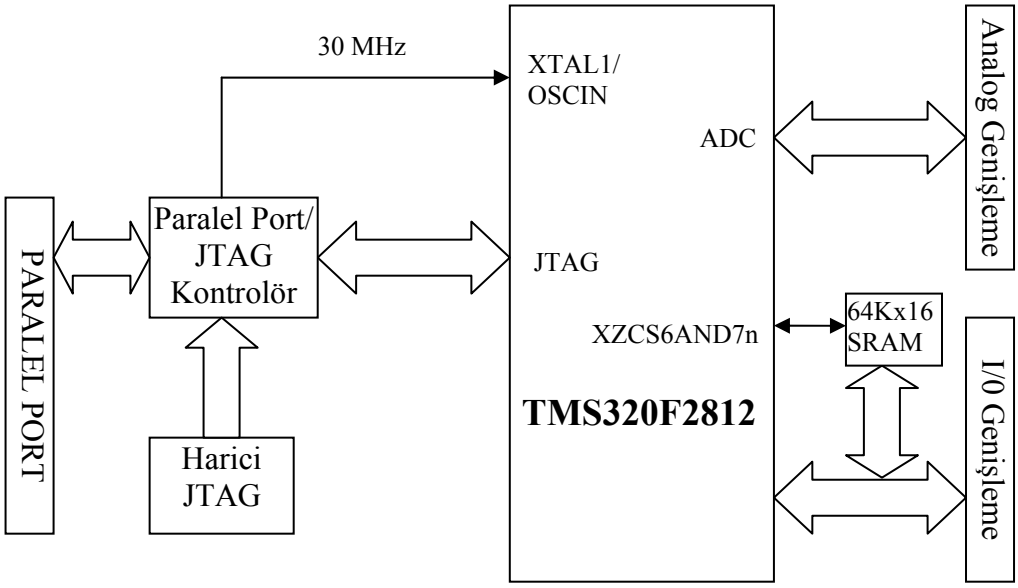
Bir matris dönüştürücünün UVM metoduyla kontrol edilmesi, bir inverterin UVM metoduyla kontrol edilmesine göre daha karmaşık ve daha fazla sayıda matematiksel işlemler (en az 6 kat) gerektirmektedir. Bu nedenle, güç anahtarlarının iletim sürelerinin hesaplanması ve anahtarların iletim sıralarının bulunması için yüksek performanslı bir DSP'nin kullanılması zorunluluk haline gelmiştir. Bu amaçla bahsedilen problemlerin üstesinden gelebilmek için Texas Instruments firmasının EzDSP F2812 Starter Kit deney kartı kullanılmıştır. Sistemde DSP kullanımı ile güvenilirlik ve uygulama esnekliği artmış, birçok işlevi kendi üzerinde gerçekleştirebiliyor olmasından dolayı maliyet de azaltılmıştır. Genel yapısı Şekil 5.3'te verilen eZdsp F2812 Starter Kit, bir deneysel çalışma ve gerçekleştirme kartıdır ve blok diyagramı Şekil 5.4'te görülmektedir. İçerisinde TMS320F2812 sayısal işaret işlemcisini ve belli sayıda çevre birimi bulunmaktadır. Çevre birimleri Tablo 5.1'de verilmiştir.



Şekil 5.3. eZdsp F2812 Starter Kit deney kartının görünümü

Tablo 5.1. eZdsp F2812 konnektörleri

Konnektör	Görevi
P1	JTAG arabirimi
P2	Genişleme konnektörü
P3	Paralel Port/JTAG kontrolör arabirimi
P4/P8/P9	I/O arabirimi
P5/P9	Analog Arabirimi
P6	Güç konnektörü



Şekil 5.4. eZdsp F2812 Starter Kit'in blok diyagramı

Şekil 5.4'te blok diyagram görülen TMSF320F2812 sayısal işaret işlemcisi ise aşağıdaki özelliklere sahiptir.

- Yüksek performanslı statik CMOS teknoloji,
  - 150 MHz (6,67 ns komut süresi)
  - 1,8 V @ 135 MHz, 1,9 V @ 150 MHz ve 3,3 V I/O gerilimi
- Yüksek performanslı 32 bit sabit noktalı CPU
- Chip üzerinde dâhili hafıza
  - Flash hafıza: 128K x 16
  - ROM hafıza: 128K x 16

  - OTP ROM: 1K x 16
  - L0 ve L1 tek erişimli RAM (SARAM): 4K x 16 iki blok
  - H0 SARAM: 8K x 16
- Üç harici kesme
- 45 çevresel kesmeyi destekleyen genişleme bloğu
- Üç tane 32 bit CPU sayıcısı
- 128 bit güvenlik kodu
- Motor kontrol çevre birimi: 2 adet olay yöneticisi (EVA, EVB)
- 16 kanal, 12 bit ADC
  - 2 x 8 giriş çoğullayıcı
  - 2 örnekleme-tutma birimi
  - Hızlı dönüştürme: 80 ns
- 56 genel amaçlı I/O pini
- SPI, SCI, UART, eCAN, McBSP gibi çeşitli haberleşme arabirimleri

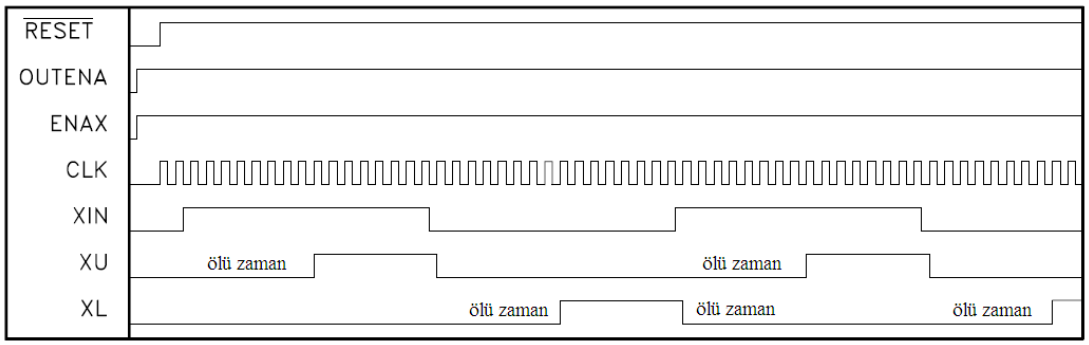
5.2. Ölü Zaman Ekleme Devresi

Bölüm 4'te detaylı şekilde anlatıldığı gibi matris dönüştürücüde giriş fazları ile çıkış fazları arasına 9 adet iki yönlü güç anahtarı bağlanmaktadır. Girişte fazlar arası kısa devreye yol açmamak için bir çıkış fazı ile giriş fazları arasına bağlanan anahtarlar (örneğin; $S_{Aa} - S_{Ba} - S_{Ca}$) hiçbir zaman aynı anda iletimde olmamalıdırlar. Bu nedenle anahtarlama sırasında kesimde olan anahtarın iletime, iletimde olan anahtarın kesime girmesi esnasında bu anahtarların kısa bir sürede olsa aynı anda iletimde kalması, fazlar arası kısa devreye ve anahtarların tahrip olmasına yol açabilecek çok yüksek değerli akımlara neden olacaktır. Bu geçici kısa devreleri engellemek için komütasyon esnasında iletime girecek anahtarlar, iletimden çıkacak anahtarlar kesime gittikten belirli bir süre sonra iletime sokulur. Bu süreye de ölü zaman adı verilir.

Aynı çıkış fazına bağlı anahtarların sinyalleri arasına bir ölü zaman eklemek için IXYS firmasının IXDP630PI entegresi kullanılmıştır. IXDP630PI entegresinde ölü zaman ayarı harici bir RC osilatör vasıtasıyla kontrol edilmektedir ve ölü zaman hesabı (5.1) eşitliğine göre yapılmıştır.

$$f_{osc} < 1MHz \Rightarrow f_{osc} = \frac{0,95}{R_{osc} C_{osc}}$$
$$f_{osc} > 1MHz \Rightarrow f_{osc} = \frac{0,95}{C_{osc}\left(R_{osc} + 30\right) + 3.10^{-8}} \quad (5.1)$$

Şekil 5.5'te görüldüğü gibi IXDP630PI entegresi, 8 osilatör periyot süresi ($8/f_{osc}$) kadarlık bir ölü zaman süresi oluşturmaktadır. Entegrenin her bir girişi için ayrı izin (enable) ucu ve ölü zaman eklenmiş sinyallere izin vermek için ise bir çıkış izin ucu bulunmaktadır. Entegre, her bir giriş sinyali için iki adet çıkış sinyali üretmektedir. Bu çıkış sinyallerinden birisi giriş sinyaline ölü zaman eklenmiş (XU) şekilde iken, diğeri giriş sinyalinin tersine ölü zaman eklenmiş (XL) şekildedir. Burada X simgesi R, S ve T'yi ifade etmektedir.

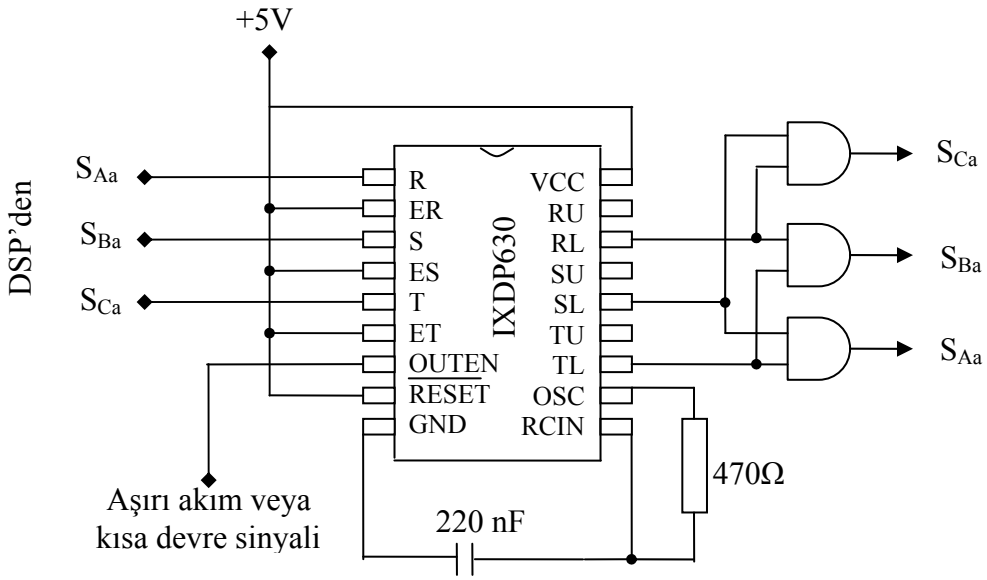


Şekil 5.5. IXDP630PI entegresinin zaman diyagramı

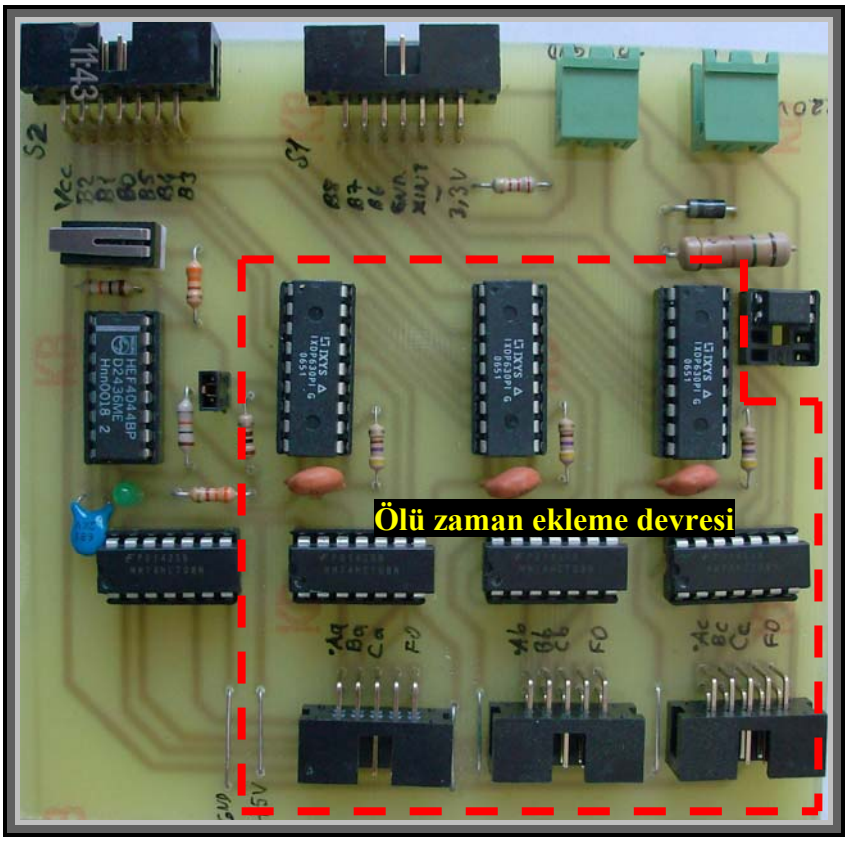
1 kHz'lik anahtarlama frekansı ile kontrol edilen anahtarların güvenli komütasyonu için 870 ns'lik bir ölü zaman seçilmiştir. Yukarıda anlatılan bilgilere göre Şekil 5.6'da görülen ölü zaman devresinde R_{osc} değeri 470 Ω ve C_{osc} değeri 220 nF olarak hesaplanmıştır. Ölü zaman eklenmiş kontrol sinyalleri aşağıdaki denklemlerle ifade edilir.

S_{Aa} = (SL) and (TL)
S_{Ba} = (RL) and (TL) (5.2)
S_{Ca} = (RL) and (SL)

Ölü zaman devresinin çıkışından daha kararlı bir sinyal elde edebilmek için VE kapıları kullanılan devre gerçekleştirilmiştir ve matris dönüştürücüde kullanılan 9 adet anahtarın tümü için bu devreden üç tane kullanılmıştır. Gerçekleştirilen devre Şekil 5.7'de görülmektedir.

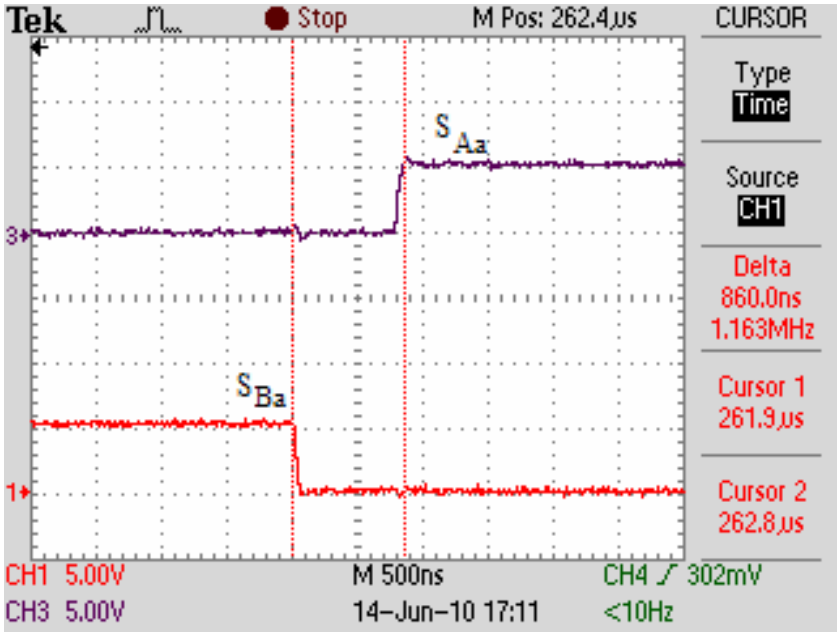


Şekil 5.6. Gerçekleştirilen ölü zaman devresi



Şekil 5.7. Ölü zaman ekleme devresi

Sistem deneysel olarak çalışırken aynı çıkış fazına bağlanan anahtarlar arasında Şekil 5.8'de görüldüğü gibi bir ölü zaman elde edilmiştir.



Şekil 5.8. S_{Aa} ve S_{Ba} anahtarları arasındaki ölü zaman

5.3. Sıfır Geçiş Algılama Devresi

Matris dönüştürücüde çıkış gerilimi, sabit frekanslı üç giriş geriliminin çok küçük parçalarının birleştirilmesiyle elde edilmektedir. Dolayısıyla istenilen frekansa sahip sinüzoidal çıkış gerilimleri elde etmek için giriş gerilimlerinin konumlarının (açılarının) bilinmesi gerekmektedir. Hem UVM hem de Venturini metodunda, anahtarların kontrolü için giriş gerilim faz sırası bilgisine ve giriş gerilimlerinin başlangıç referansına ihtiyaç duyulmaktadır. Ancak bu şartlar altında giriş gerilimlerinin parçaları doğru bir şekilde birleştirilerek düzgün bir çıkış gerilimi elde edilebilir.

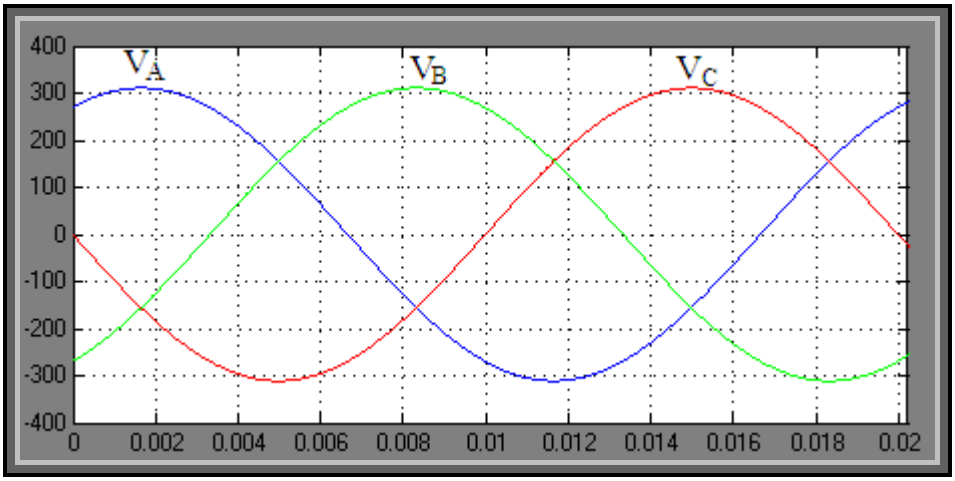
Tezin pratik uygulamasında, DSP vasıtasıyla yürütülen yazılım (5.3) denkleminde verilen giriş gerilimlerine uygun şekilde yazılmıştır. Denklemden anlaşıldığı gibi referans olarak v_{AB} gerilimi seçilmiştir. Yani, yazılımın başlangıcında v_{AB} geriliminin negatiften pozitife geçtiği kabul edilmiştir.

$$v_A = V_m \mathrm{Cos}(\omega t - \frac{\pi}{6}) = V_m \mathrm{Sin}(\omega t + \frac{\pi}{3})$$
$$v_B = V_m \mathrm{Cos}(\omega t - \frac{5\pi}{6}) = V_m \mathrm{Sin}(\omega t - \frac{\pi}{3}) \quad (5.3)$$
$$v_C = V_m \mathrm{Cos}(\omega t + \frac{\pi}{2}) = V_m \mathrm{Sin}(\omega t - \pi)$$

ve

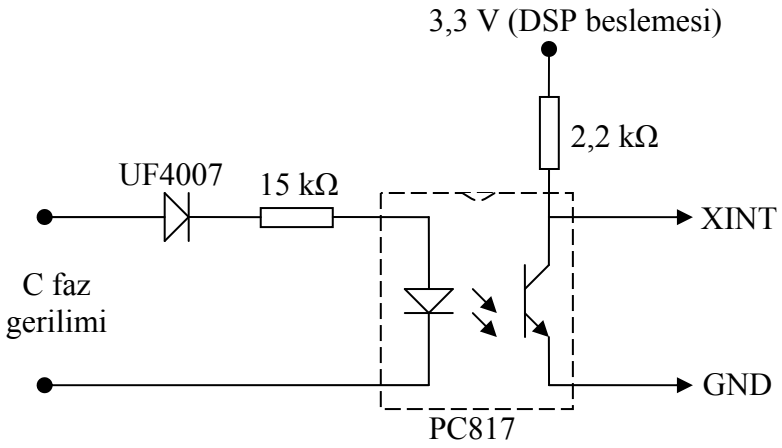
$$v_{AB} = V_m \mathrm{Sin}(\omega t) \quad (5.4)$$

Şekil 5.9'da görüldüğü gibi başlangıçta, C faz gerilimi pozitif eksenden negatif eksene geçmektedir. Dolayısıyla bu anı yakalayarak DSP'deki UVM algoritmasını tam bu anda başlatmak hayati öneme sahiptir.

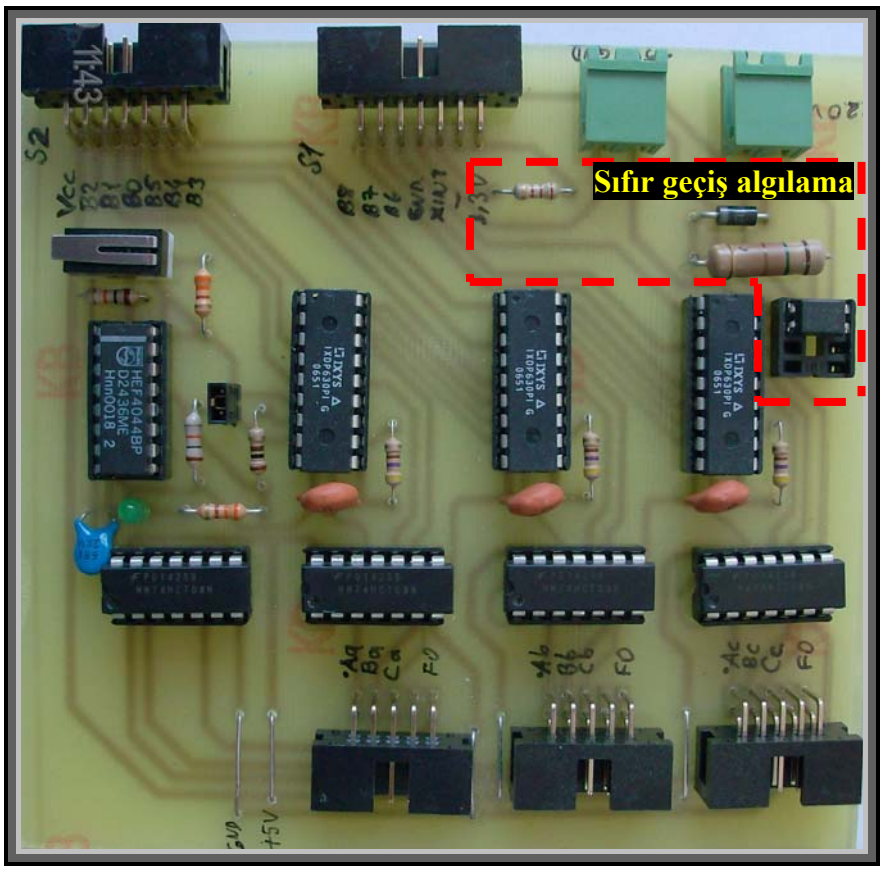


Şekil 5.9. Giriş gerilim sırası ve başlangıç referansı

C fazının negatiften pozitife geçtiği anı yakalamak için Şekil 5.10'da verilen devre pratik olarak gerçekleştirilmiştir. Sıfır geçiş algılama devresinin fotoğrafı Şekil 5.11'de verilmiştir. Devrenin doğru tepki verebilmesi için giriş tarafında hızlı diyot kullanılmıştır. Ayrıca şebeke tarafındaki yüksek gerilimin DSP'ye hasar vermesini engellemek için de bir optokuplörle yalıtım sağlanmıştır. Devrenin çıkışı, DSP'nin harici kesme ucuna (XINT) bağlanarak sinyalin yükselen kenarlarında harici kesme yazılımı aktif hale getirilerek giriş gerilimi ile senkronizasyon sağlanmıştır.



Şekil 5.10. Pratik olarak gerçekleştirilen sıfır geçiş algılama devresi

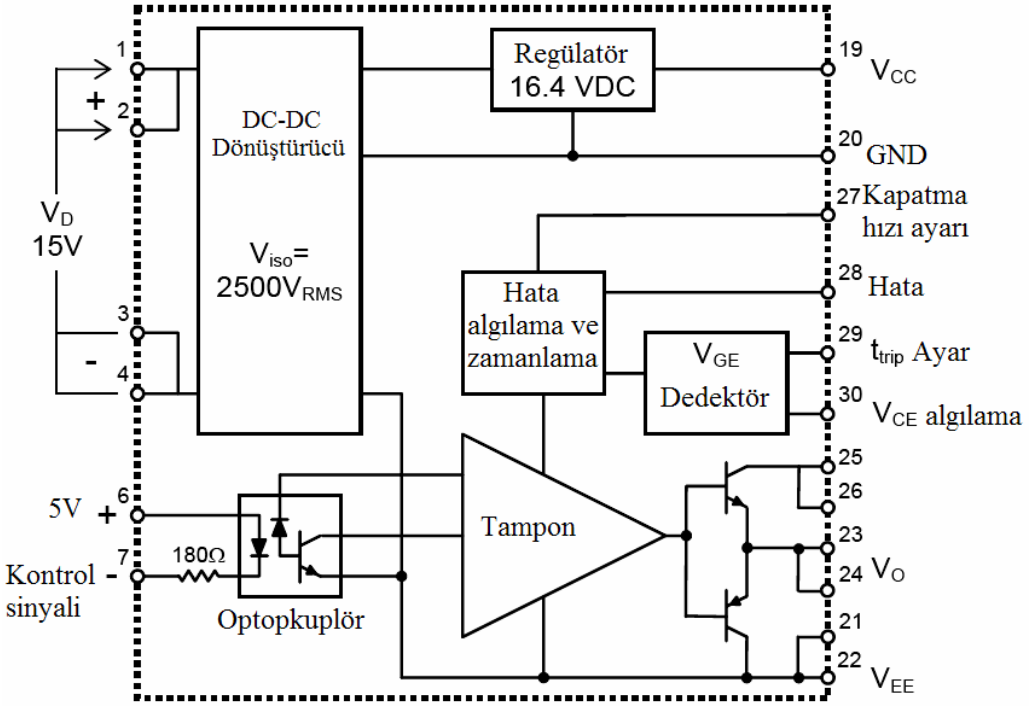


Şekil 5.11. Sıfır geçiş algılama devresi

5.4. IGBT Sürücü Devresi

Matris dönüştürücünün pratik uygulamasında, anahtarların sürülmesi için Powerex firmasının ürettiği VLA500-01R entegresi kullanılmıştır. Şekil 5.12'deki

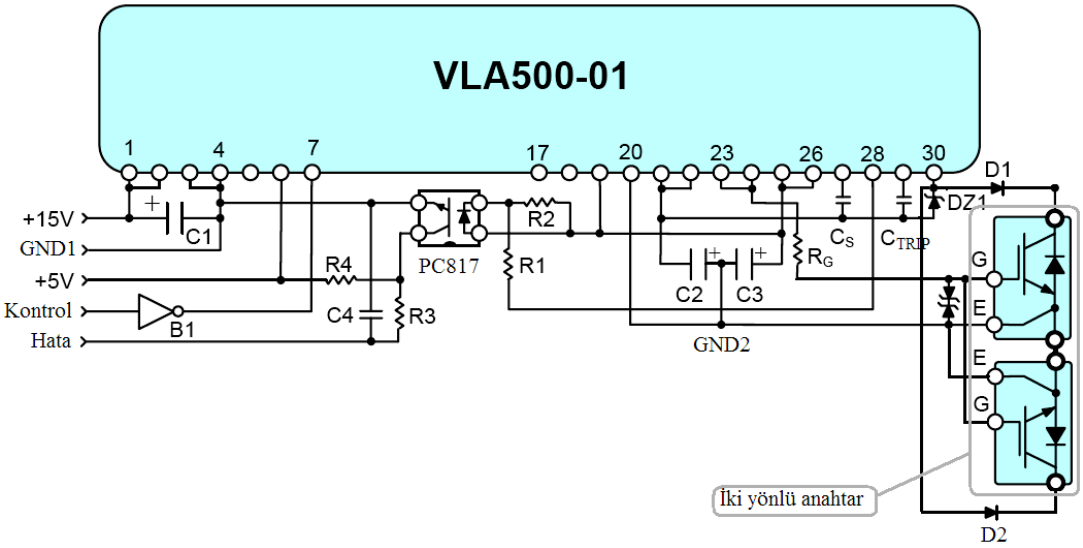
blok diyagramda görüldüğü gibi VLA500-01R entegresi, girişteki kaynağa göre yalıtılmış gerilim sağlayan bir DC-DC dönüştürücü, işlemciden gelen giriş sinyali ile sürme sinyali arasında yalıtım sağlayan yüksek hızlı bir optokuplör, kısa devreleri veya aşırı akımları algılayan bir devre ve sürücü katından meydana gelmektedir. Sürücü entegresi, lojik seviyedeki kontrol sinyalini 12 ampere kadar sürme akımı sağlayan ve tamamen izoleli +15V/-8V'luk kapı sürme sinyaline dönüştürmektedir.



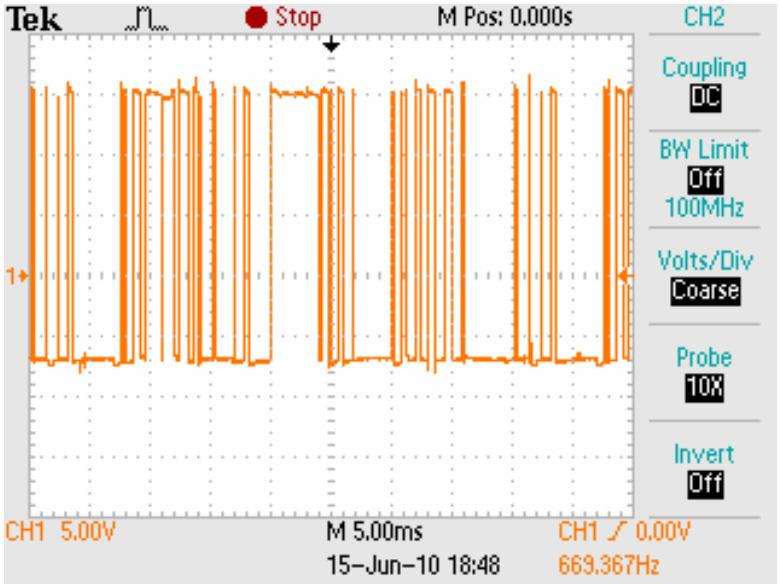
Şekil 5.12. IGBT sürücü entegresinin blok diyagramı

VLA500-01R kendi içindeki devreleri beslemek için bir tane 15V'luk güç kaynağına ihtiyaç duymaktadır. Entegre, +16,4 V (pin 19 - V_{CC}) ve -9 V (pin 21 ve pin 22 - V_{EE}) çıkış gerilimi üreten dahili bir DC-DC dönüştürücü içermektedir. Bu kaynakların toprakları ortaktır (pin 20 - GND). Entegre içerisindeki DC-DC dönüştürücü 15 V'luk giriş kaynağı ile kapı sürme gücü arasında 2500 V'luk bir izolasyon sağlamaktadır. Görüldüğü gibi V_{EE} ve V_{CC} kaynakları IGBT'leri sürebilmek için entegrenin çıkış katındaki transistörlere bağlanmıştır. IGBT sürücüsünün pratik uygulaması için gerçekleştirilen devrenin şeması Şekil 5.13'te görülmektedir. Kullanılan IGBT modülleri için uygun bir sürme sağlamak amacıyla R_G direncinin belirlenmesi önemlidir. Daha küçük bir direnç daha hızlı bir

anahtarlama ve daha az kayıp sağlarken daha büyük bir direnç değeri geçici gerilimlerin azalmasını sağlayacak ancak anahtarlama gürültüsüne yol açacaktır. Gerçekleştirilen sistemde bu direnç 1 W gücünde ve 1 Ω değerine sahiptir.



Şekil 5.13. Gerçekleştirilen sürücü devrenin şeması

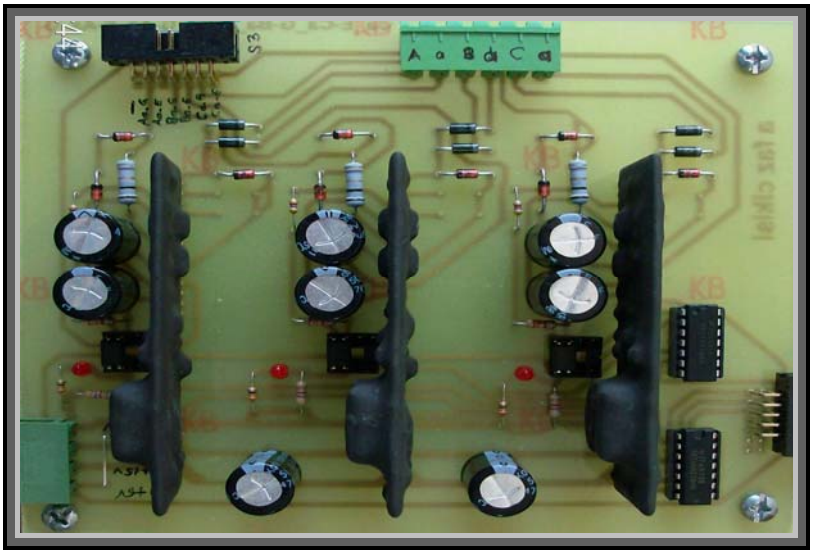


Şekil 5.14. VLA500-01R'nin kapı sürme sinyali

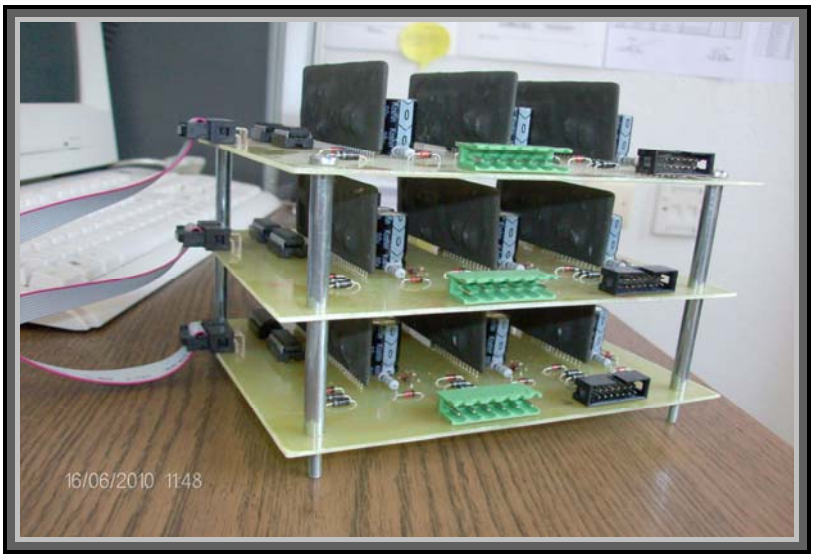
Gerçekleştirilen devrede kontrol sinyali bir NOT kapısından geçirilerek yüksek hızlı optokuplördeki LED'in katot ucuna bağlanmış ve LED'in anot ucuna da +5V uygulanmıştır. Bu bağlantıya göre kontrol sinyali lojik 1 iken entegrenin kapı

sürme ucu Şekil 5.14'te görüldüğü gibi +15 V'a ve lojik 0 iken -8 V'a çekilir. Matris dönüştürücü sistemini gerçekleştirmek için yukarıda bahsedilen 9 adet sürücü devresine ihtiyaç duyulmaktadır.

Aynı çıkış fazına bağlı iki yönlü anahtarları (S_{Aa}, S_{Ba} ve S_{Ca}) süren üç adet sürücü devrenin görünümü Şekil 5.15a'da ve 9 adet sürücü devrenin görünümü ise Şekil 5.15b'de verilmiştir.



(a)

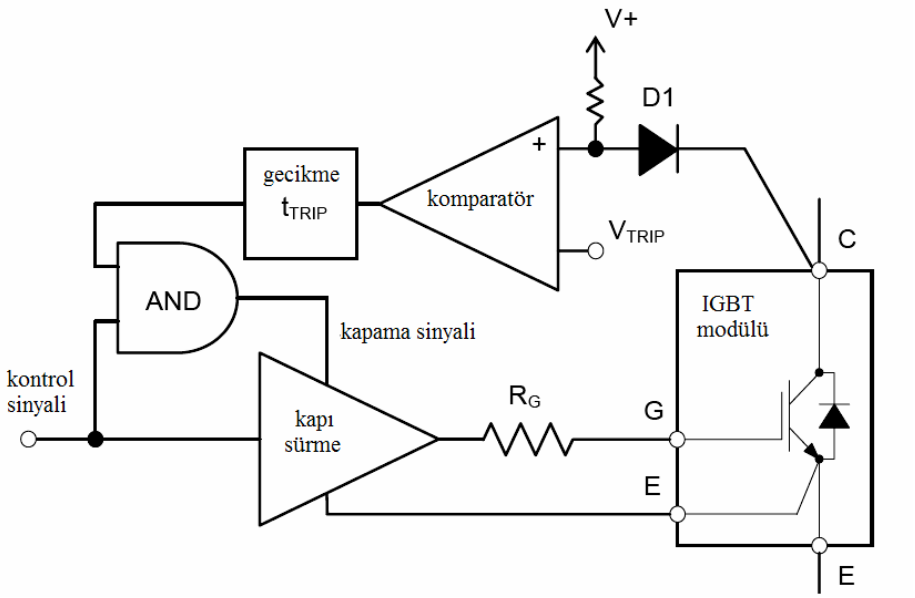


(b)

Şekil 5.15. Pratik olarak gerçekleştirilen sürücü devreler a) üç adet iki yönlü anahtarı süren devre, b) dokuz adet iki yönlü anahtarı süren devre

5.5. Kısa Devre ve Aşırı Akım Koruma Devresi

Deneysel olarak gerçekleştirilen devrede aşırı akımın veya kısa devrenin algılanması IGBT'nin kollektör-emitör geriliminin gözlenmesine dayanmaktadır ve bağlantı şeması Şekil 5.16'da görülmektedir.



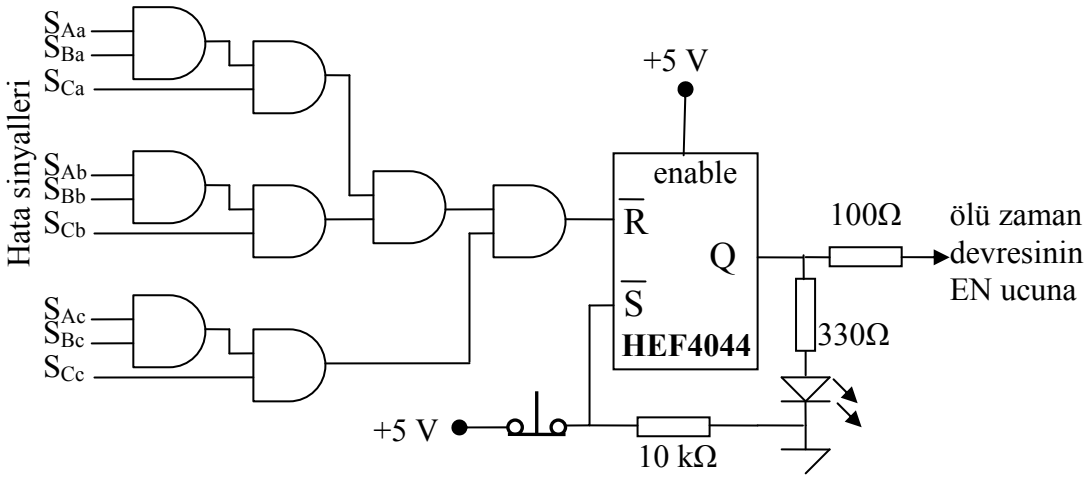
Şekil 5.16. Kısa devre ve aşırı akım koruma devresi

IGBT kesimde iken V_{CE} gerilimi yüksektir ve yüksek gerilime dayanabilen hızlı diyot (D1) ters kutuplanmıştır. Diyodun kesimde olmasıyla komparatörün pozitif girişi, pozitif kapı sürme gerilimine çekilir. IGBT iletimdeyken komparatörün pozitif girişi diyot vasıtasıyla $V_{CE(sat)}$ değerine çekilir. Komparatörün negatif girişi ise sabit bir DC gerilimle (V_{TRIP}) beslenir. IGBT normal iletim durumundayken komparatörün pozitif girişi, V_{TRIP}'den daha küçüktür ve komparatörün çıkışı lojik 0'dır. IGBT normal kesim durumunda iken komparatörün pozitif girişi V_{TRIP}'den daha büyükür ve komparatörün çıkışı lojik 1'dir.

Eğer bir kısa devre meydana gelecek olursa, IGBT'nin iletimde olmasına rağmen kısa devreden dolayı geçecek yüksek akım, IGBT'nin kollektör-emitör geriliminin V_{TRIP} geriliminden yüksek olmasına neden olacaktır. V_{CE} gerilimindeki bu anormal artışa desatürasyon adı verilmektedir. Sürücünün giriş sinyali ile komparatörün çıkışı bir AND kapısından geçirilerek bir desatürasyon meydana geldiğinde sürücüyü pasif eden bir kapama sinyali üretilir.

3 μs'den daha uzun süreli bir kısa devre meydana geldiğinde VLA500-01R'nin 28 numaralı pini lojik 0 olur ve Şekil 5.13'deki devrede görülen optokuplörün LED'i iletime geçer. Sonuç olarak devrede görülen hata çıkışı da lojik 1'den lojik 0'a geçer. Böylece bir kısa devre oluştuğunu bildiren bir sinyal elde edilebilir. Ancak kısa devre ortadan kalktığında sürücüler tekrar aktif hale gelmektedir. Bu durumu engellemek ve herhangi bir kısa devre meydana geldiğinde sürücülerin sadece kullanıcı tarafından tekrar aktif hale getirilmesi daha güvenli bir çalışma sağlayacaktır.

Bu amaçla sisteme, 9 adet anahtarın herhangi birinde bir kısa devre algılandığında, bir RS flip-flop vasıtasıyla sürekli bir hata sinyali üreten ve bu hata sinyali sadece kullanıcı tarafından silinebilen bir devre eklenmiştir. Bu devrenin şeması Şekil 5.17'de görülmektedir.



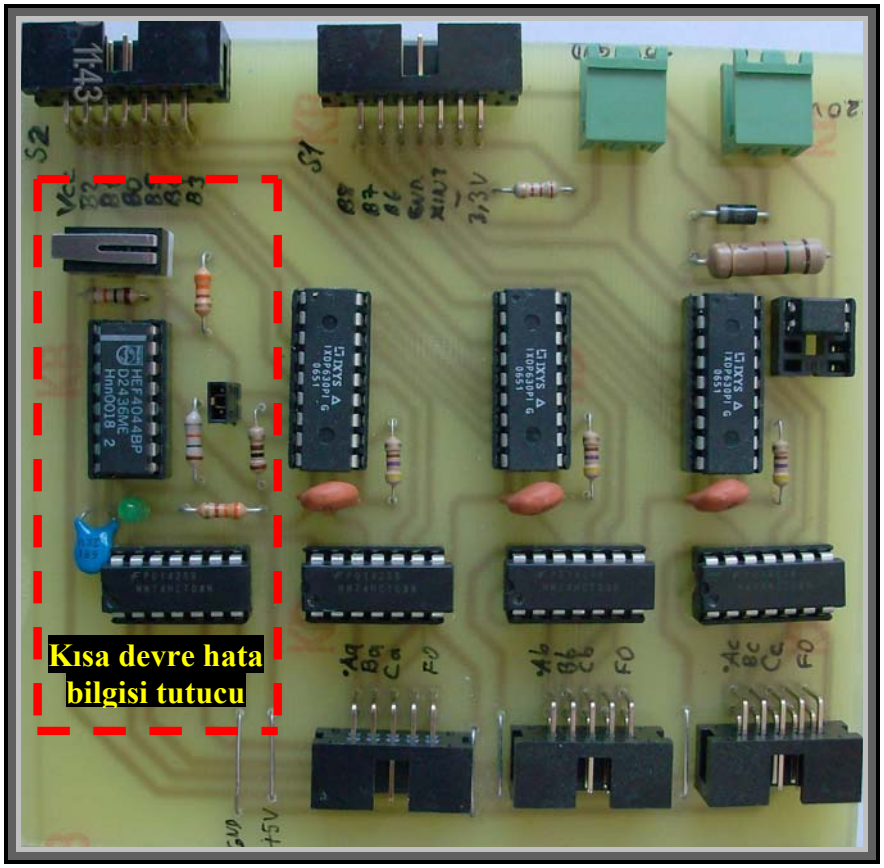
Şekil 5.17. Kısa devre hata bilgisi tutucusu

Yukarıda bahsedildiği gibi herhangi bir kısa devre algılandığında hata sinyali lojik 0 olmaktadır. Buna göre Şekil 5.17'deki 9 adet hata sinyalinden herhangi biri 0 olduğunda RS flip-flopun R ucu lojik 0'a çekilmektedir ve S ucuna da bir anahtar üzerinden +5 V uygulanmaktadır. Eğer anahtara basılırsa S ucu da lojik 0 olmaktadır. Tablo 5.2'deki doğruluk tablosuna göre flip-flopun R ucu lojik 0 olduktan çok kısa bir süre sonra tekrar lojik 1 olsa bile Q çıkışı lojik 0 olarak kalmaktadır ve dolayısıyla ölü zaman entegresinin çıkış vermesi engellenmektedir. Ölü zaman devresinin tekrar çıkış verebilmesi sadece flip-flopun S ucuna bağlı anahtara basılması ile mümkün olmaktadır. Pratik olarak gerçekleştirilen bu devrenin

görünümü Şekil 5.18'de verilmiştir. Matris dönüştürücü normal çalışırken şekilde görülen yeşil renkli LED yanmakta ve devrede bir kısa devre oluştuğunda ise LED sönmektedir.

Tablo 5.2. RS flip-flopun doğruluk tablosu

S	R	E	Q
X	X	0	yüksek empedans
0	0	1	0
0	1	1	1
1	0	1	0
1	1	1	değişmez

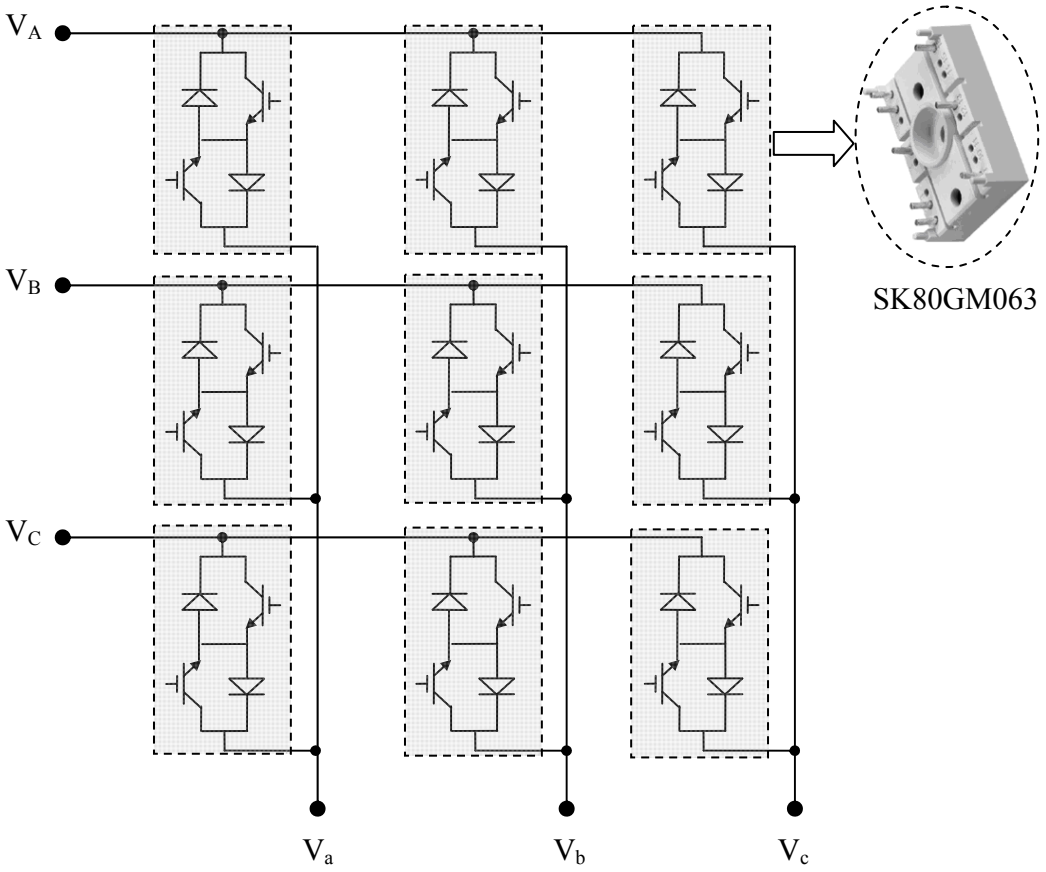


Şekil 5.18. Kısa devre hata bilgisi tutucu

5.6. Matris Dönüştürücü Güç Devresi

Bilindiği gibi matris dönüştürücü, akımı iki yönde iletebilen ve gerilimi iki yönde de bloklayabilen 9 adet anahtara ihtiyaç duymaktadır. Ne yazık ki, günümüzde hala bu işlevleri tek başına yerine getirebilen herhangi bir yarıiletken anahtar yapısı geliştirilememiştir. Bu amaçla matris dönüştürücünün ihtiyaç duyduğu bu anahtar yapısı, iki IGBT ve iki hızlı diyottan oluşan bir hücre ile sağlanmıştır.

Tezin pratik uygulamasında, iki yönlü anahtar olarak Semikron firmasının ürettiği iki IGBT ve iki hızlı diyota sahip SK80GM063 modülü tercih edilmiştir. Bu modül, ortak emitörlü anahtar yapısına sahiptir. Bu yüzden aynı modül içindeki IGBT'ler aynı sürme sinyaliyle iletime geçirilebilir. Dolayısıyla matris dönüştürücü laboratuar ortamında gerçekleştirilirken 9 adet SK80GM063 modülü ve 9 adet birbirinden yalıtılmış sürme sinyali kullanılmıştır. 9 adet iki yönlü anahtar hücresinden oluşan matris dönüştürücü güç devresinin bağlantı şeması ve devrenin görünümü sırasıyla Şekil 5.19'da ve Şekil 5.20'de verilmiştir.



Şekil 5.19. Matris dönüştürücü güç devresinin şeması

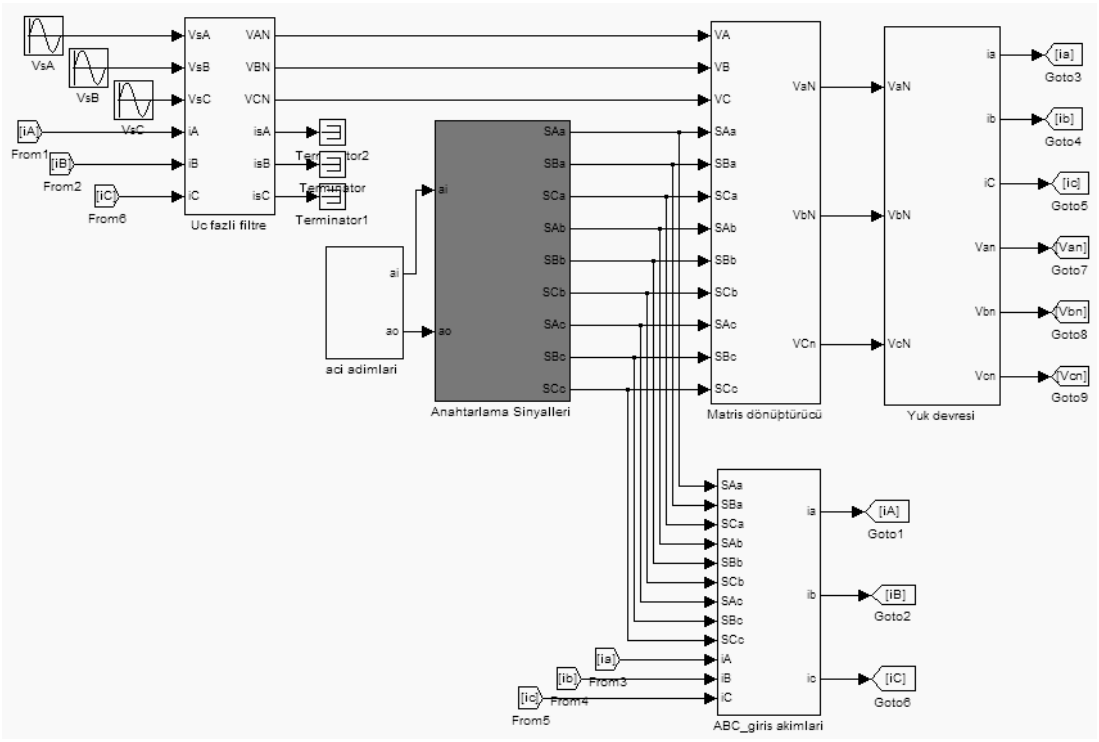


Şekil 5.20. Matris dönüştürücü güç devresi

6. UVM KONTROLLÜ MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN SİMÜLASYON VE DENEYSEL SONUÇLARI

Tezin bu bölümünde, uzay vektör modülasyon metoduyla kontrol edilen matris dönüştürücünün simülasyon ve deneysel sonuçları sunulmuştur.

Matris dönüştürücünün simülasyonları MATLAB&SIMULINK programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen simülasyonlar Bölüm 4'te detaylı şekilde anlatılan UVM metoduna dayanmaktadır. Matris dönüştürücünün geliştirilen SİMULİNK modeline ilişkin blok diyagramı Şekil 6.1'de verilmiştir.

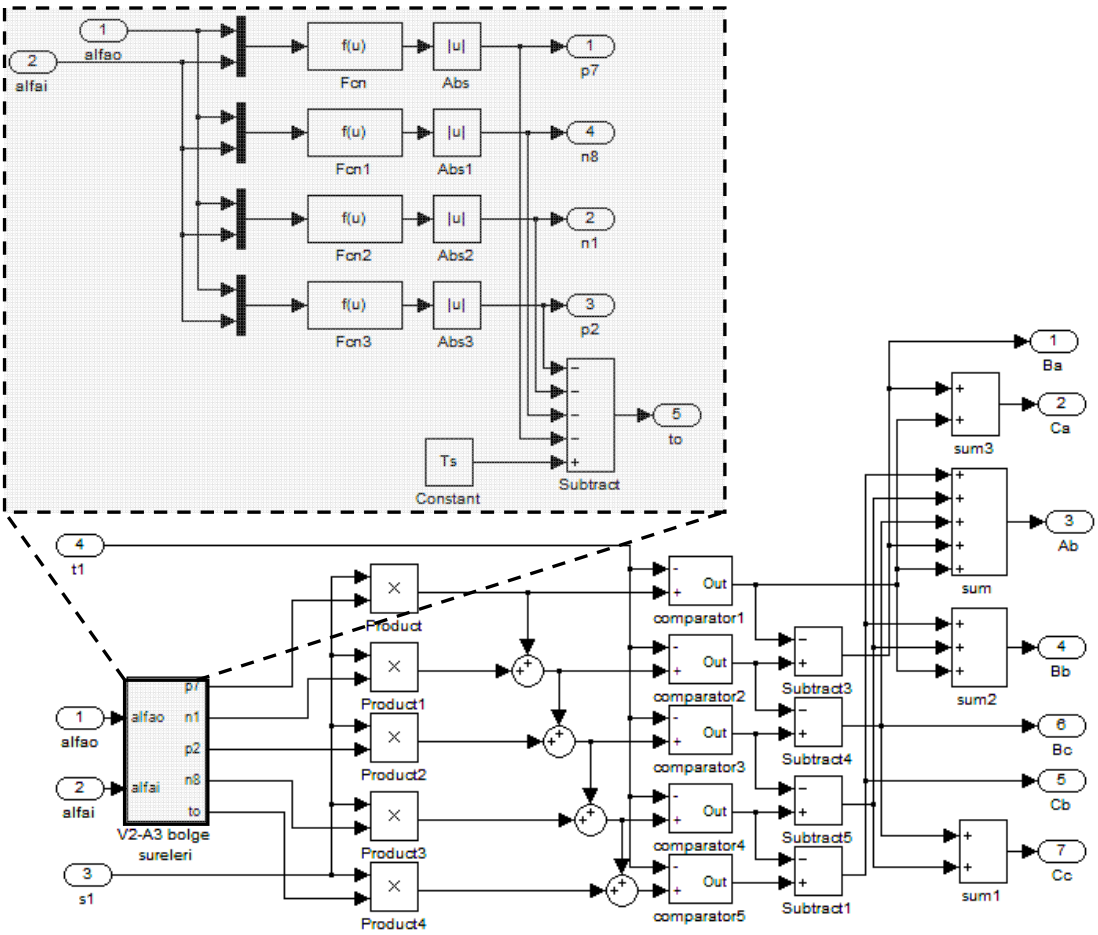


Şekil 6.1. UVM ile kontrol edilen matris dönüştürücünün SIMULINK modeli

Bu modelde, şebekeden çekilen akımlar üzerinde meydana gelen yüksek dereceli harmonikleri yok etmek için bir L-C giriş filtresi kullanılmıştır. "Üç fazlı filtre" bloğunun çıkışında hesaplanan gerilimlerle anahtarlama sinyalleri "matris dönüştürücü" bloğuna giriş olarak uygulanmış ve bu blok sayesinde kaynağın nötr noktasına göre çıkış faz gerilimleri elde edilmiştir. Bu gerilimler, üç fazlı R-L yükün modellendiği "yük devresi" bloğuna girilmekte ve bu bloğun çıkışında yük akımı ve

yükün nötr noktasına göre çıkış faz gerilimleri hesaplanmıştır. Hesaplanan yük akımları ve anahtarlama sinyalleri "ABC_giriş akımları" bloğuna uygulanarak matris dönüştürücünün giriş akımları elde edilmiştir.

Şekil 6.1'deki blok diyagramında en önemli blok, anahtarlama sinyallerinin üretildiği bloktur. Bu bloğun içerisinde 36 adet bölgenin tümüne ait anahtarlama sinyalleri ayrı ayrı hesaplanmakta ve anahtarların iletime girecekleri sıra belirlenmektedir. Örnek olarak bu 36 bölgeden sadece birisi için (gerilim uzay vektörü 2. bölgede ve akım uzay vektörü 3. bölgede iken) anahtarlama sinyallerini hesaplayan blok Şekil 6.2'de verilmiştir. Bu blok diyagramındaki "V2-A3 bölge süreleri" bloğu ise, kesikli çizgiyle çerçevelenmiş matematiksel fonksiyonlardan oluşturulmuştur. Yapılan simülasyon çalışmalarında kullanılan parametreler Tablo 6.1'de verilmiştir.



Şekil 6.2. Gerilim uzay vektörü 2. bölgede ve akım uzay vektörü 3. bölgedeyken anahtarlama sinyallerinin hesaplanması

Tablo 6.1. Simülasyon parametreleri

Fazlararası giriş gerilimi, V_{i_ff}	108 V
Giriş frekansı, f_i	50 Hz
Çıkış frekansı, f_o	10-100 Hz
Yük direnci, R	60 Ω
Yük endüktansı, L	700 mH
Giriş filtre endüktansı, L_f	2 mH
Giriş filtre direnci, R_f	0.1 Ω
Giriş filtre kapasitansı, C_f	25 μF
Anahtarla frekansı, f_s	1 kHz

Deneysel çalışmaların gerçekleştirilmesi için Bölüm 4'te ayrıntılı şekilde anlatılan UVM metodunun matematiksel denklemleri, Texas Instrument firmasının ürettiği TMS320F2812 eZdsp kartının içerisine gömülmüştür. Çok karmaşık ve ağır matematiksel işlemler gerektiren yazılımın kapladığı hafıza, DSP kartının RAM hafızasını aştığı için gerçekleştirilen yazılım DSP kartının FLASH hafızasına yüklenmiştir. Bunun sonucu olarak, DSP kartındaki yazılımın yürütülmesi için herhangi bir bilgisayara ihtiyaç duyulmadığından sistem daha mobil hale gelmiştir.

Kullanılan DSP'de 12 adet PWM çıkışı vardır fakat bu PWM çıkışlarının yarısı diğer yarısının eşleniğidir. Matris dönüştürücünün kontrolünde 9 adet bağımsız PWM çıkışı gerektiğinden DSP'nin PWM çıkışları yeterli değildir. Bu nedenle matris dönüştürücüdeki anahtarları sürmek için DSP'nin I/O portları kullanılmıştır. Bu tezin pratik uygulamasında iki yönlü anahtarları süren kontrol sinyallerinin frekansı 1 kHz'dir.

Matris dönüştürücü sistemi fiziksel olarak tasarlanırken bazı zorluklarla karşılaşılmıştır. Bu zorluklar ve önerilen çözümler aşağıda verilmiştir.

- Matris dönüştürücünün fiziksel yapısı gereği aynı çıkış fazına bağlı anahtarlardan herhangi ikisi aynı anda iletime girmemelidir. Bir anahtarın iletime girmesi ile diğer anahtarın iletimden çıkması aynı anda olmalıdır. Ancak yarıiletkenlerin iletime girmesi veya iletimden çıkması esnasında bir zaman gecikmesi meydana gelmektedir. Bu gecikme ise çok küçük bir zaman dilimi için fazlararası kısa devreye yol açabilmektedir. Bu problemi çözmek

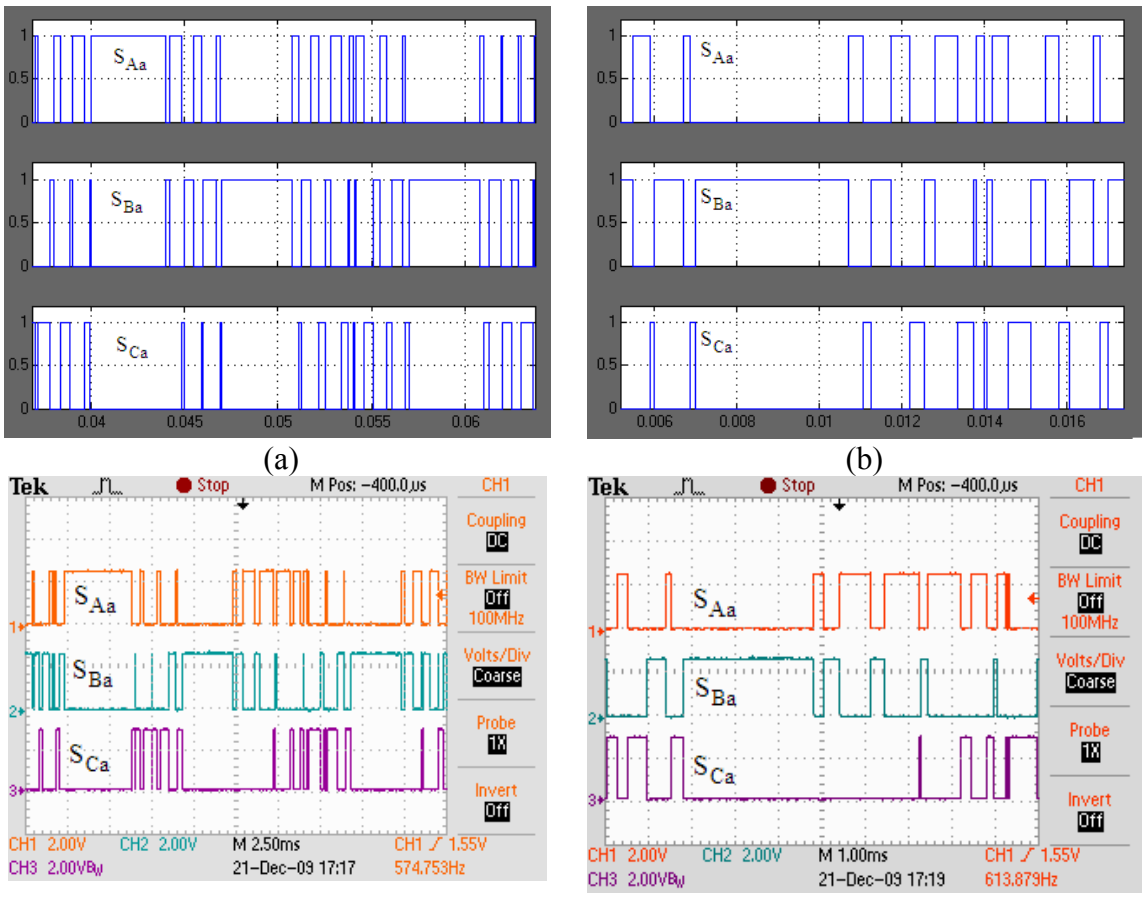
için aynı çıkış fazına bağlı anahtarları süren kontrol sinyalleri arasına bir ölü zaman eklenmiştir. Günümüzdeki DSP'lerin çoğu, eşlenik sinyallerle sürülen iki anahtarın sinyalleri arasına yazılımsal olarak bir ölü zaman ekleyebilmektedir. Ancak matris dönüştürücünün güç devresinin yapısından dolayı kontrol sinyallerinin hiç biri, diğerinin eşleniği değildir. Bu nedenle matris dönüştürücü pratik olarak gerçekleştirilirken aynı çıkış fazına bağlı üç anahtarın arasına donanımsal bir ölü zaman eklenmiştir. Bu amaçla IXYS firmasının IXDP630PI ölü zaman entegresi kullanılmıştır.

- Matris dönüştürücü güç devresinde serbest geçiş yolları olmadığı için ölü zaman esnasında endüktif yük akımlarından dolayı anahtarların bozulmasına yol açabilecek yüksek gerilimler meydana gelmektedir. Bu problemin üstesinden gelmek için her bir anahtara paralel olarak bir RC snubber devresi ilave edilmiştir. Çalışma esnasında bir anahtar akımı iki yönde ilettiğinden iki yönde de aynı etkiyi sağlayan RC snubber devresi tercih edilmiştir. Ölü zaman esnasında endüktif yükte depolanan enerji R direnci üzerinden kondansatörü şarj etmektedir. Anahtarın iletimde olduğu anda ise kondansatör yine R direnci üzerinden deşarj olmaktadır. Burada anahtarın minimum iletim süresinde kondansatörün deşarj olmasına dikkat edilmelidir.
- Yüksek frekanslı bir anahtarlama durumunda matris dönüştürücü, üç fazlı kaynağın gerilimini oldukça bozmaktadır. Bunun sonucu olarak kontrol algoritmasının doğru çalışabilmesi için gerekli olan sıfır geçiş algılama devresi yanlış sinyal üretmektedir. Bu problemi çözmek için sistemin girişine bir LC filtresi bağlanmıştır. Kullanılan filtre aynı zamanda giriş akımındaki yüksek frekanslı harmonikleri de gidermektedir. Bu filtrenin değerleri doğru bir şekilde hesaplanmalıdır. Çünkü yüksek kesim frekansı değerinde, giriş güç katsayısı da büyük olmaktadır ancak giriş akımındaki harmonik bileşenler tam olarak yok olmamaktadır. Küçük kesim frekansı değerinde ise, giriş akımının harmonikleri giderilirken giriş güç katsayısı küçülmektedir ve filtre elemanlarının değeri büyümektedir.

Yukarıdaki problemlerin üstesinden gelerek komütasyonu zor olan matris dönüştürücü, tüm çıkış frekanslarında güvenli bir şekilde çalıştırılabilmiştir.

Bu tez çalışmasında simülasyonu ve pratik uygulaması gerçekleştirilen matris dönüştürücü, 1 Hz ile 100 Hz arasındaki tüm çıkış frekansları için çalıştırılmıştır. Ancak bu bölümde, önce 25 Hz'lik bir çıkış fazını elde etmek için hem simülasyon hem de deneysel çalışmalarda kullanılan sürme sinyalleri verilmiştir. Daha sonra, sırasıyla 25 Hz ve 50 Hz çıkış frekansları için giriş gerilimi, giriş akımı ve çıkış akımı, giriş akımının harmonik spektrumu, üç fazlı çıkış akımları, çıkış akımının harmonik spektrumu, çıkış faz-nötr gerilimi ve çıkış akımı, çıkış faz-nötr geriliminin harmonik spektrumu, çıkış fazlar arası gerilimi ve çıkış fazlar arası gerilimin harmonik spektrumuna ilişkin değişimler verilmiş ve karşılaştırmalar yapılmıştır.

Şekil 6.3'te UVM kontrollü matris dönüştürücünün 25 Hz frekansa sahip "a çıkış fazı"nı elde etmek için kullanılan S_{Aa}, S_{Ba} ve S_{Ca} anahtarlarının sürme sinyallerinin değişimleri verilmiştir. Şekil 6.3a ve 6.3b'de simülasyon çalışmasında, Şekil 6.3c ve 6.3d'de ise deneysel çalışmada üretilen sürme sinyalleri görülmektedir.



(a) (b)

(c) (d)

Şekil 6.3. f_o=25 Hz için S_{Aa}, S_{Ba} ve S_{Ca} anahtarlarının sürme sinyalleri
a) ve b) simülasyon sonuçları c) ve d)deneysel sonuçlar

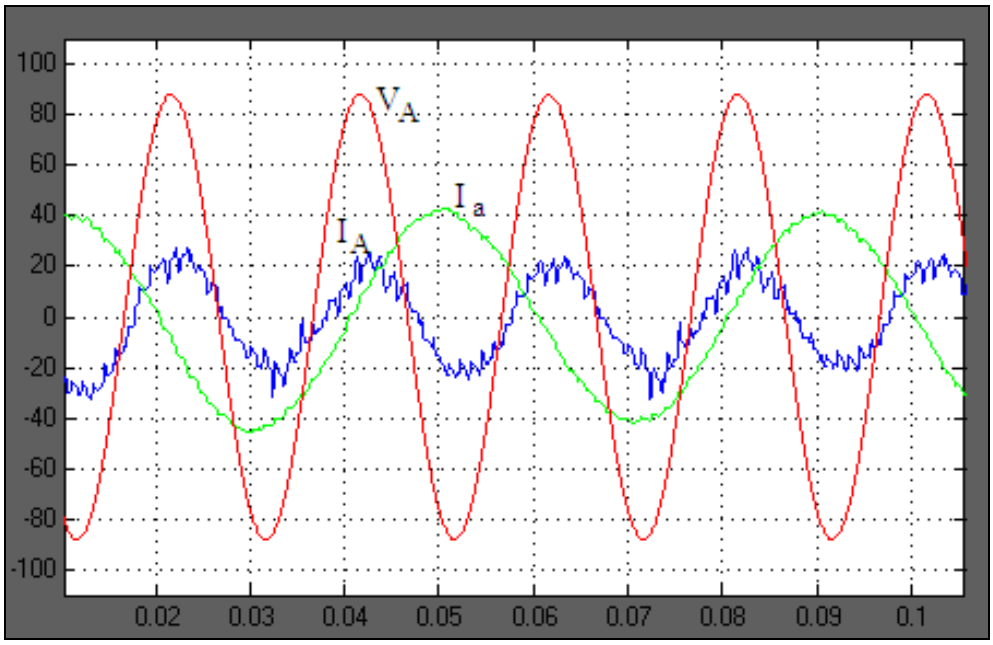
Bu sinyallerden anlaşılacağı gibi matris dönüştürücüdeki anahtarların bağlantısından dolayı aynı anda üç sinyalin hepsi birden sıfır olmamaktadır. Böylece hiçbir zaman endüktif yükün akım yolu kesilmemekte ve anahtarlara hasar verebilecek yüksek gerilimlerin oluşması engellenmektedir. Bununla birlikte şekillerden görüldüğü gibi herhangi iki sinyal aynı anda lojik 1 olmamaktadır. Bunun sonucu olarak da üç fazlı giriş gerilimlerinin kısa devre olması önlenmektedir.

Şekil 6.4a'da çıkış frekansı 25 Hz iken simülasyon çalışmasında, Şekil 6.4b'de ise deneysel çalışma sonucunda elde edilen giriş gerilimi, giriş akımı ve çıkış akımının değişimi aynı eksende görülmektedir. Giriş ve çıkış akımlarının grafiklerdeki değişimleri 70 kat büyütülerek verilmiştir. Endüktif yükten dolayı matris dönüştürücünün çıkışında, yük akımı yük geriliminden geride iken giriş gerilimi ile giriş akımının aynı fazda olduğu görülmektedir. Şekil 6.4'te verilen grafiklerden görüldüğü gibi matris dönüştürücünün çıkışından 25 Hz'lik akımlar çekilirken şebekeden çekilen akımın frekansı 50 Hz'dir ve giriş gerilimi ile giriş akımı aynı fazdadır. Sonuç olarak gerçekleştirilen matris dönüştürücünün yükten bağımsız bir şekilde güç faktörünü düzelttiği anlaşılmaktadır ve simülasyon ve deneysel çalışmada elde edilen sonuçların birbiriyle son derece uyumlu olduğu görülmektedir.

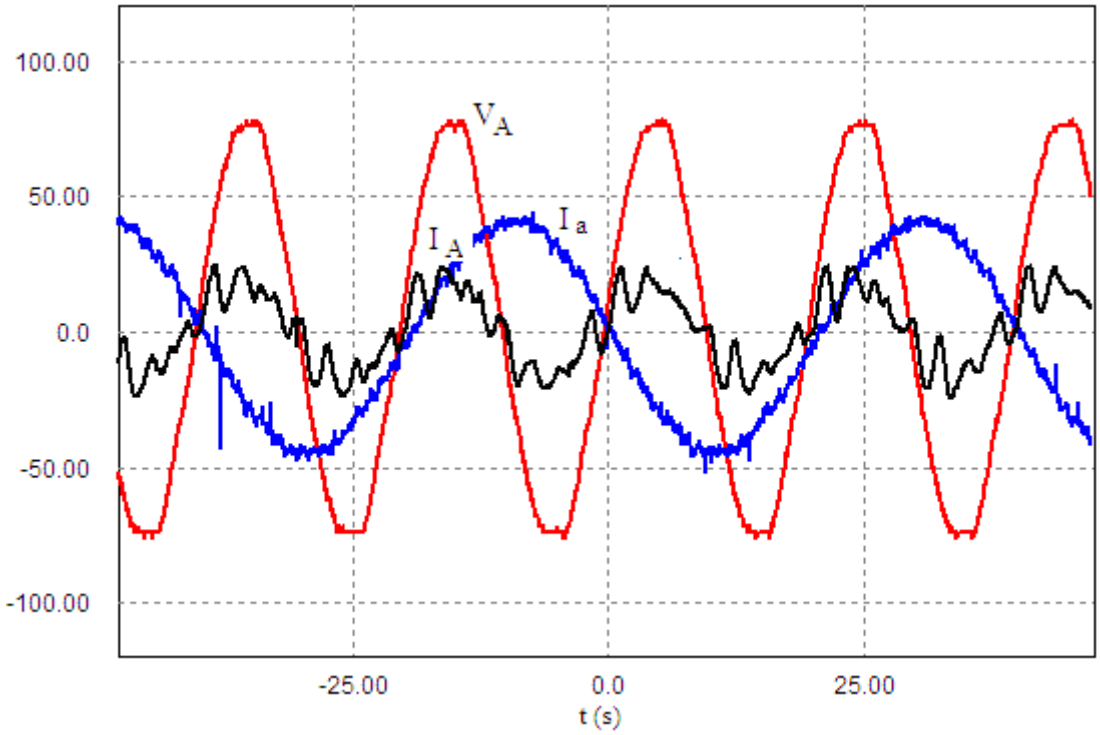
Şekil 6.5a ve 6.5b'de, 25 Hz çıkış frekansı için simülasyon ve deneysel çalışmada şebekeden çekilen akımın harmonik spektrumları verilmiştir. Anlaşıldığı gibi yüksek frekanslı anahtarlamanın sonucu olarak şebekeden çekilen akımın yüksek dereceli harmoniklere sahip olması gerekirken giriş filtresi sayesinde bu yüksek dereceli harmoniklerin şebekeyi etkilemesinin önüne geçilebilmiştir.

Şekil 6.6'da, çıkış frekansı 50 Hz iken simülasyon ve deneysel çalışma sonucunda elde edilen giriş gerilimi, giriş akımı ve çıkış akımının değişimi aynı eksende verilmiştir. Akımlar Şekil 6.4'deki gibi ölçeklendirilmiştir. Aynı şekilde dönüştürücünün çıkışı geri bir güç faktörüne sahipken girişin güç faktörü 1'dir.

Şekil 6.7'de 50 Hz'lik çıkış için giriş akımının harmonik spektrumu görülmektedir.

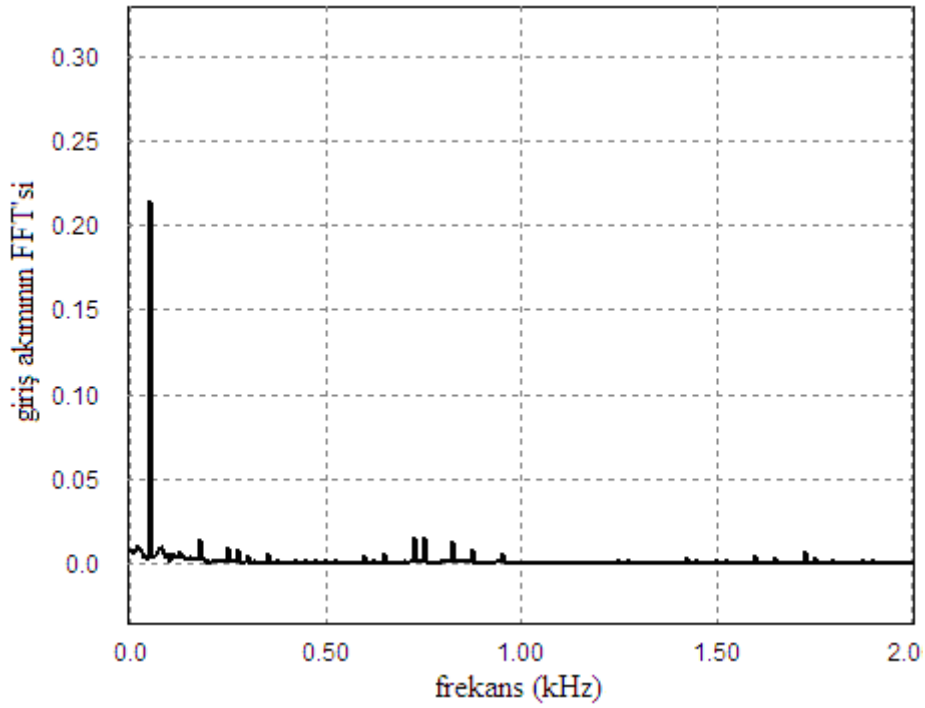


(a)

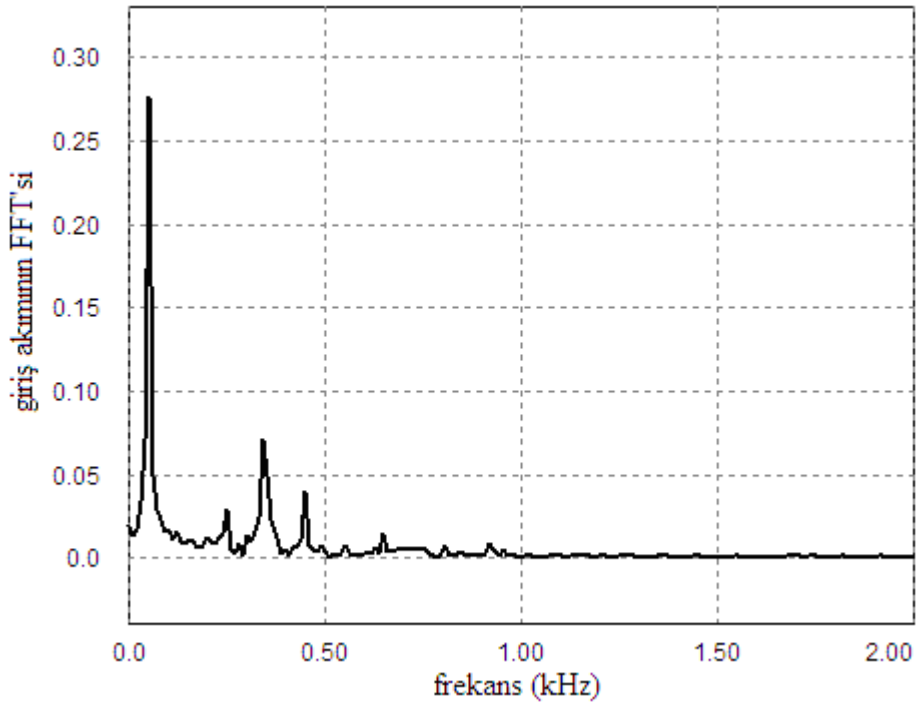


(b)

Şekil 6.4 f_o=25 Hz için giriş gerilimi, giriş akımı ve çıkış akımı
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar

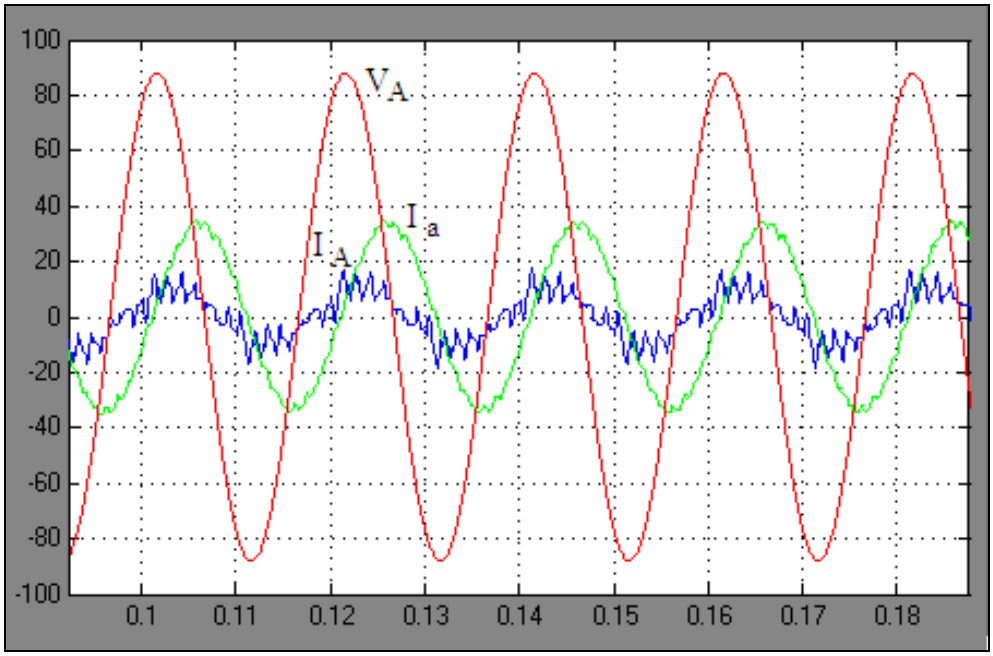


(a)

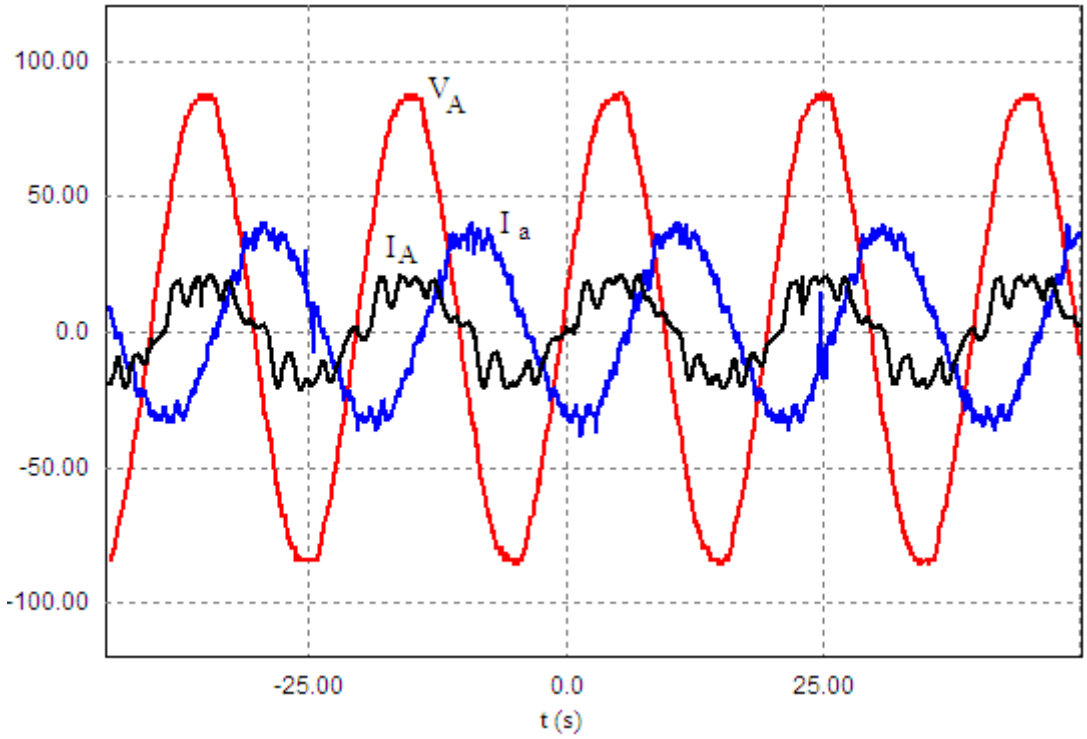


(b)

Şekil 6.5 f_o=25 Hz için giriş akımının harmonik spektrumu
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar

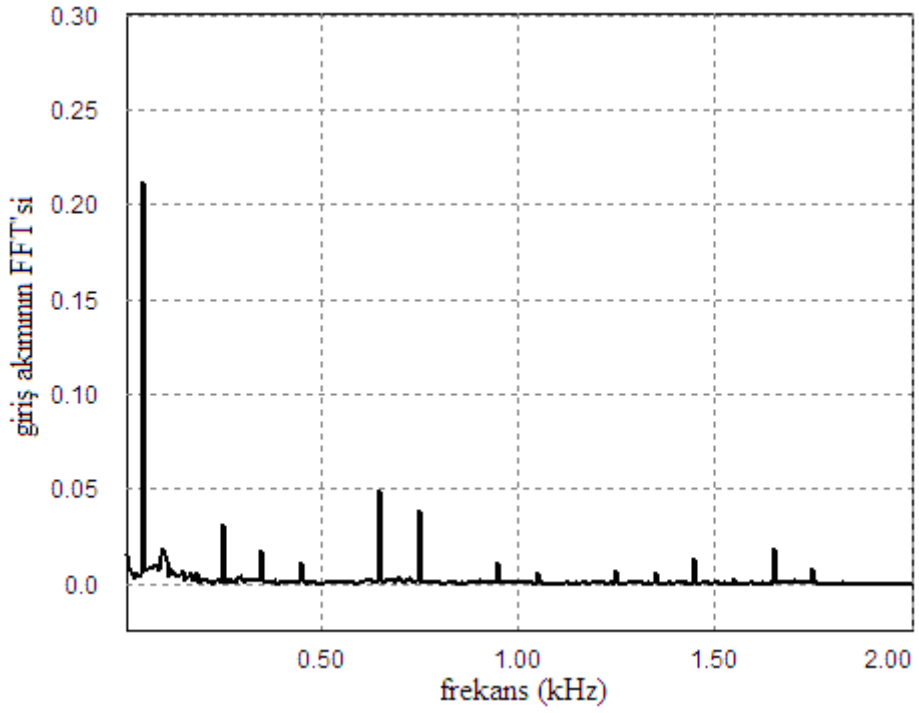


(a)

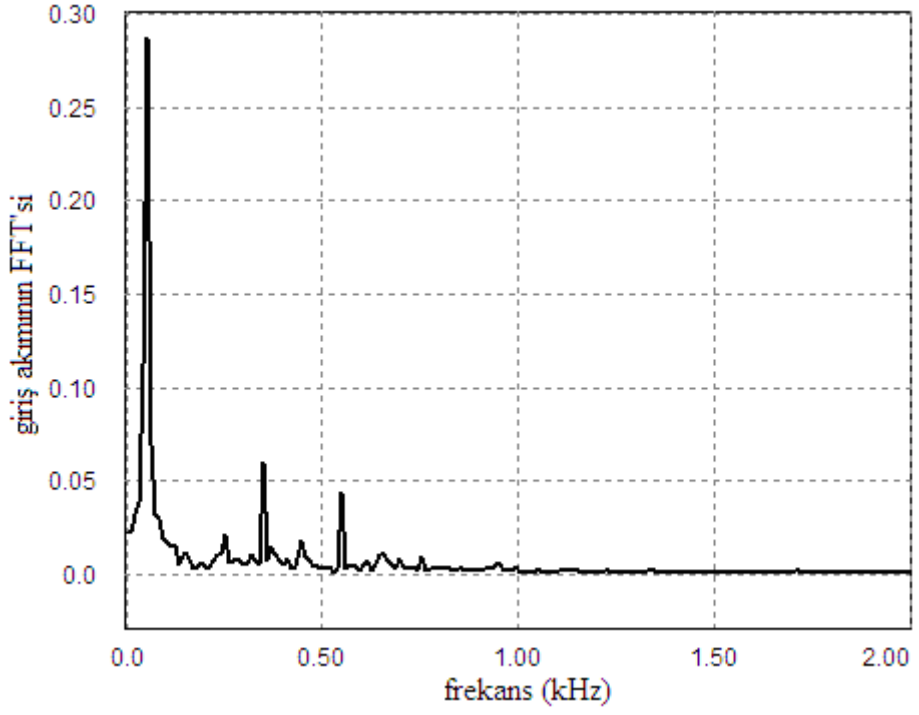


(b)

Şekil 6.6. f_o=50 Hz için giriş gerilimi, giriş akımı ve çıkış akımı
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar



(a)



(b)

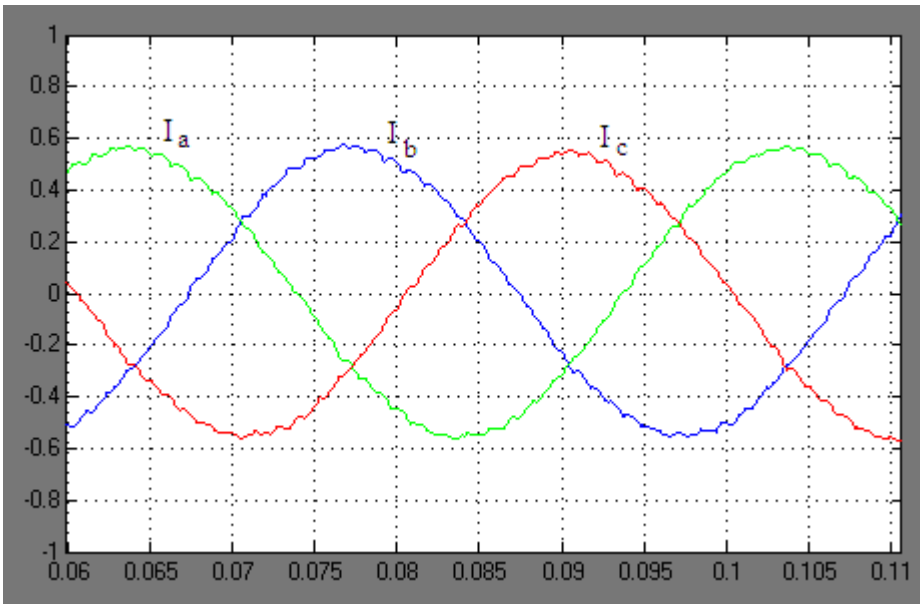
Şekil 6.7 f_o=50 Hz için giriş akımının harmonik spektrumu
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar

Şekil 6.8'de 25 Hz çıkış frekansı için simülasyon çalışmasında ve pratik uygulamada elde edilen üç fazlı çıkış akımlarının grafikleri verilmiştir. Matris dönüştürücünün güç anahtarları 1 kHz ile tetiklenmesine rağmen yükün endüktif etkisiyle yük akımları tamamen sinüzoidaldir. Görüldüğü gibi simülasyon ve deneysel çalışma sonucunda, üç fazlı yükün çektiği akımların aralarında 120º faz farkı vardır ve şekilleri birbirlerine oldukça benzemektedir.

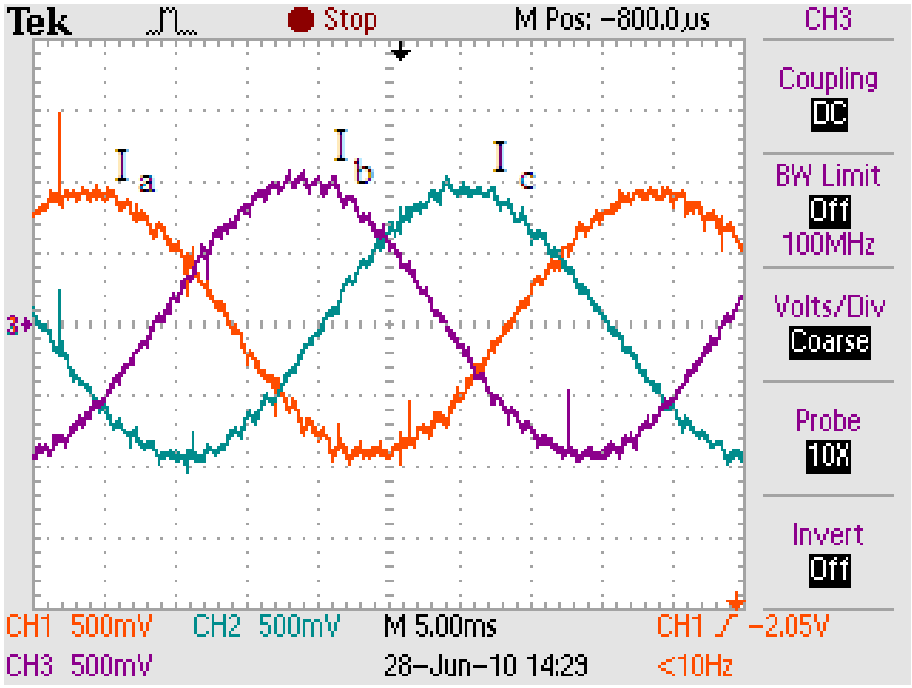
Şekil 6.9'da ise bu çıkış akımlarının harmonik spektrumları verilmiştir. Harmonik spektrumlardan anlaşıldığı gibi giriş geriliminin frekansının 50 Hz olmasına rağmen çıkış akımının temel frekansı 25 Hz'dir. Hem simülasyon hem de deneysel çalışmada üç fazlı yükün çektiği akımlar çok küçük bir harmonik içeriğe sahiptir ve 25 Hz çıkış frekansı için çıkış akımının THD değeri, simülasyon çalışmasında %3.45, deneysel çalışma sonucunda %3.78 olarak hesaplanmıştır.

50 Hz çıkış frekansı için üç fazlı çıkış akımlarının simülasyon çalışmasında elde edilen grafiği Şekil 6.10'a'da, pratik uygulamadaki grafiği ise Şekil 6.10b'de verilmiştir. Görüldüğü gibi 50 Hz için de yükün çektiği akımlar sinüzoidaldir ve aralarında 120º faz farkı vardır.

Şekil 6.11a'da 50 Hz'lik çıkış frekansı için çıkış akımının simülasyon çalışmasındaki harmonik spektrumu, Şekil 6.11b'de ise deneysel çalışmadaki harmonik spektrumu verilmiştir. Bu spektrumlardan çıkış akımının temel frekansının 50 Hz olduğu ve çok az harmonik içerdiği görülmektedir. 50 Hz çıkış frekansı için çıkış akımının THD'si, simülasyon çalışmasında %3.54, deneysel çalışmada %3.89'dur.

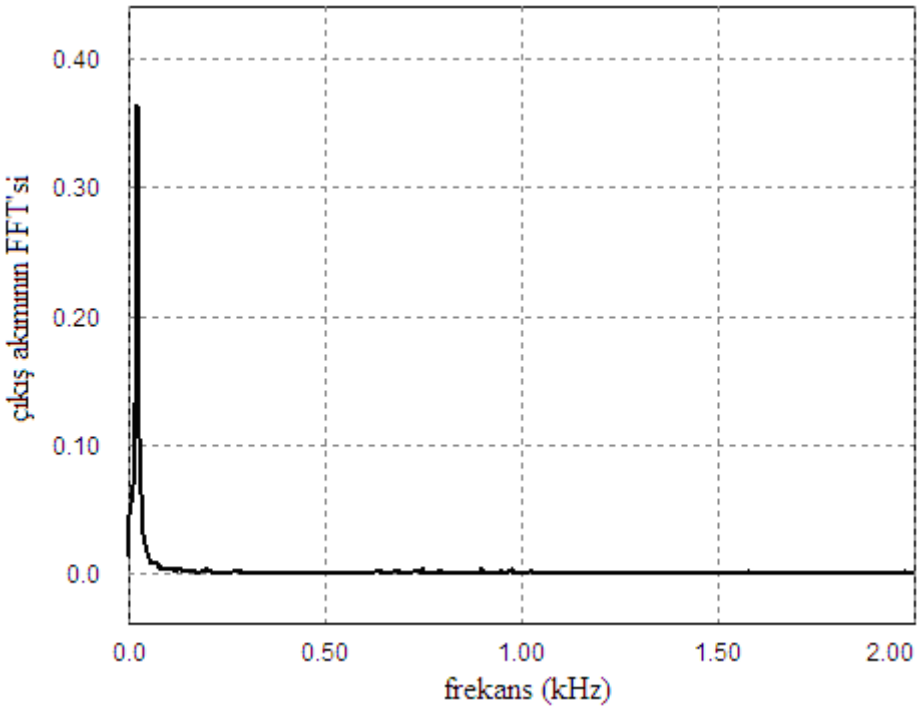


(a)

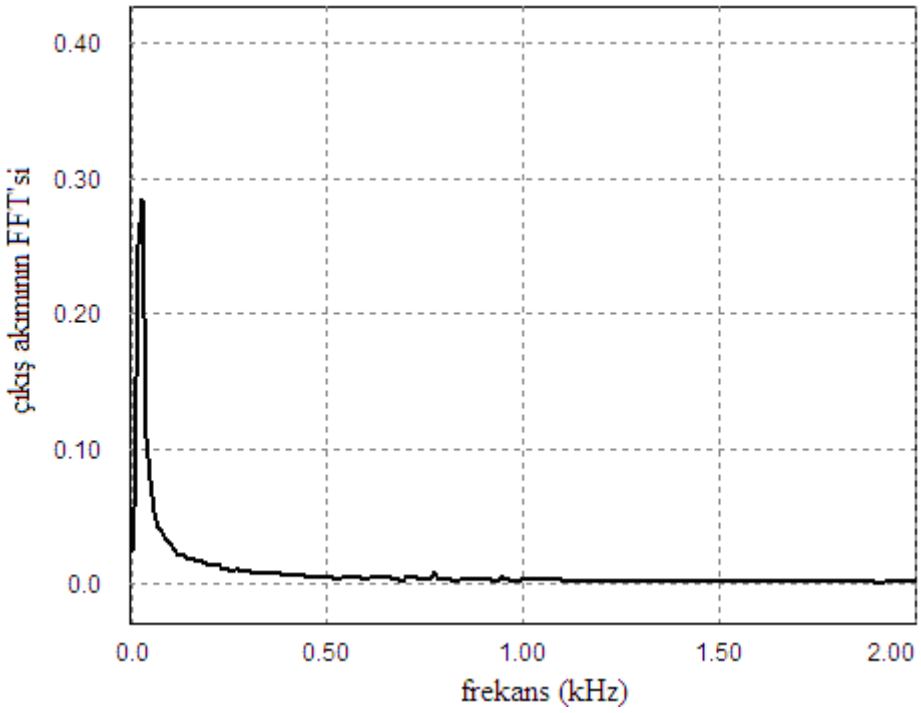


(b)

Şekil 6.8. f_o=25 Hz için üç fazlı çıkış akımları
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar (0.3 A/div)

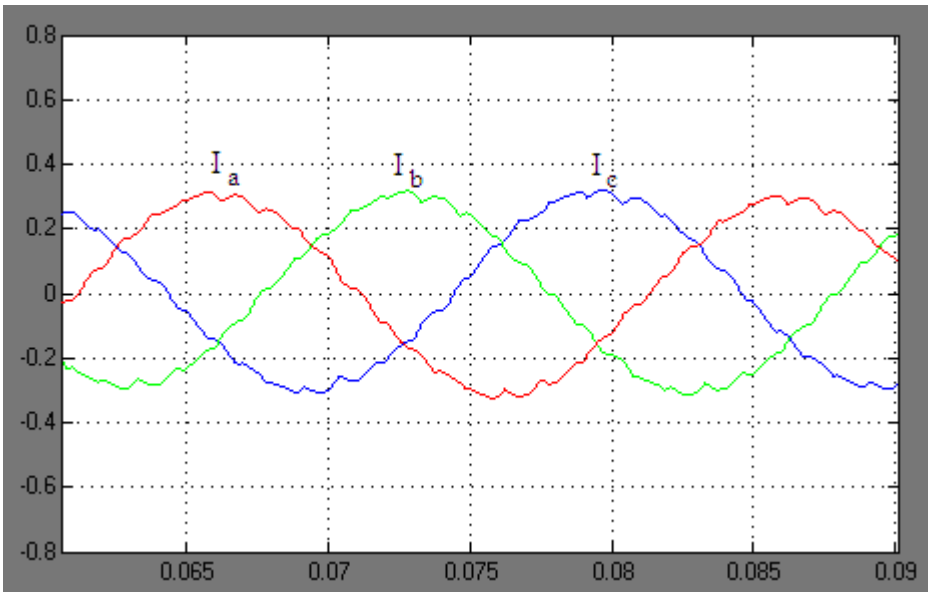


(a)

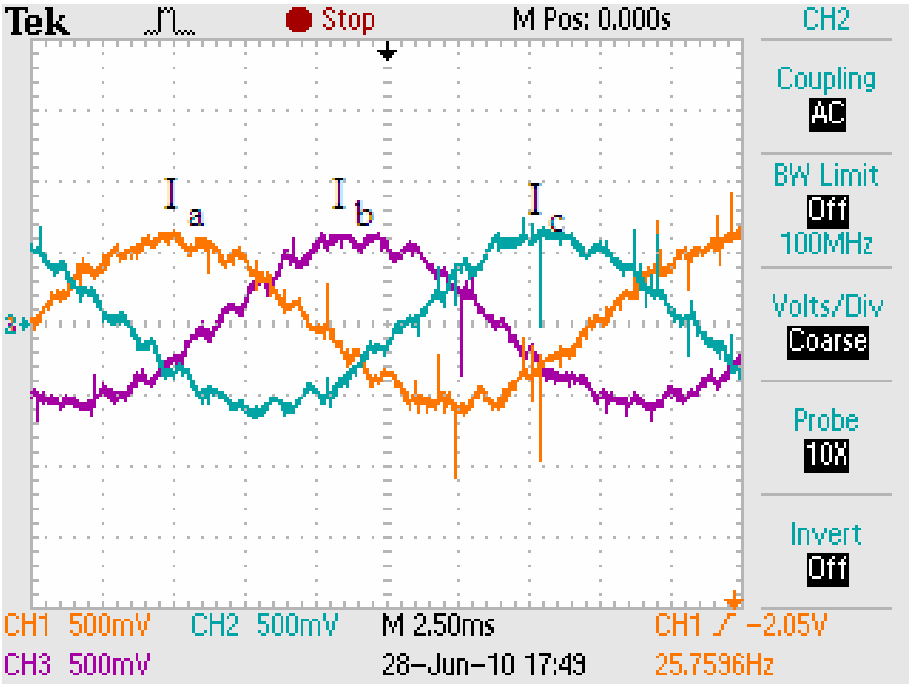


(b)

Şekil 6.9. f_o=25 Hz için çıkış akımının harmonik spektrumu
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar

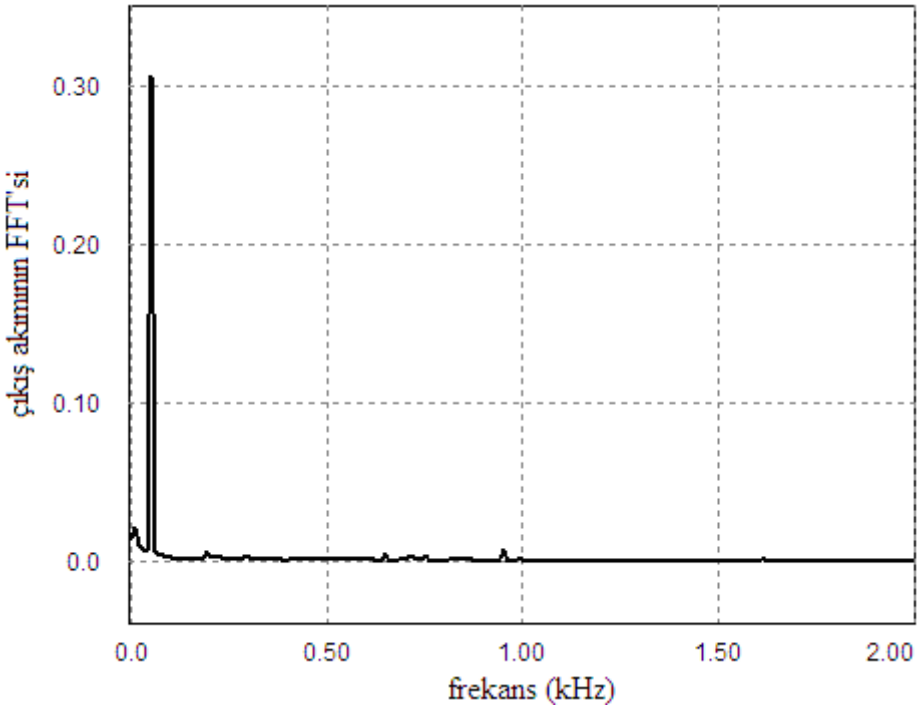


(a)

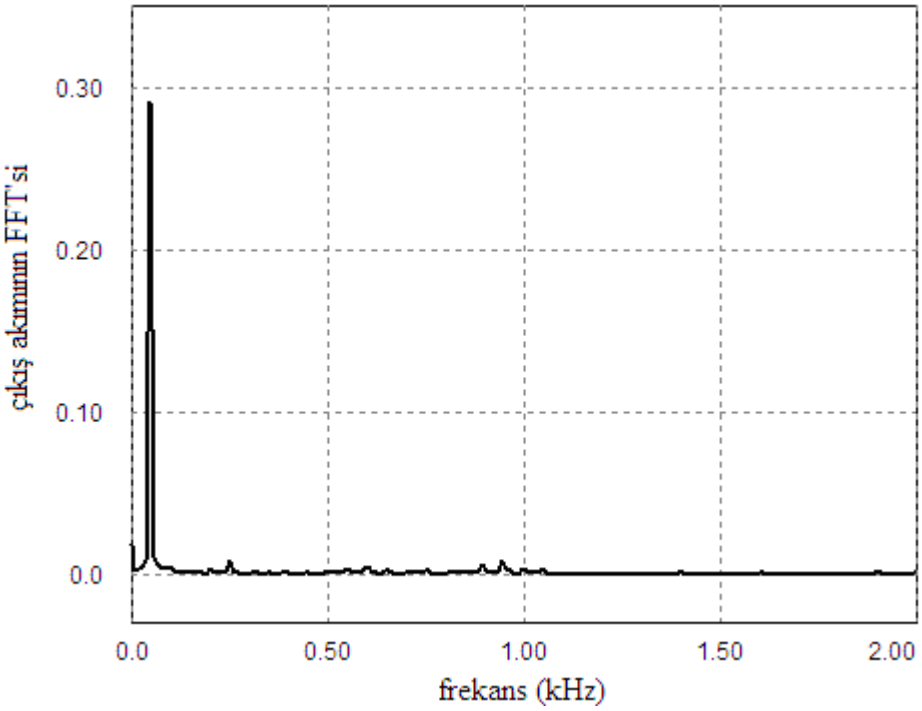


(b)

Şekil 6.10. f_o=50 Hz için üç fazlı çıkış akımları
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar (0.3 A/div)



(a)



(b)

Şekil 6.11. f_o=50 Hz için çıkış akımının harmonik spektrumu
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar

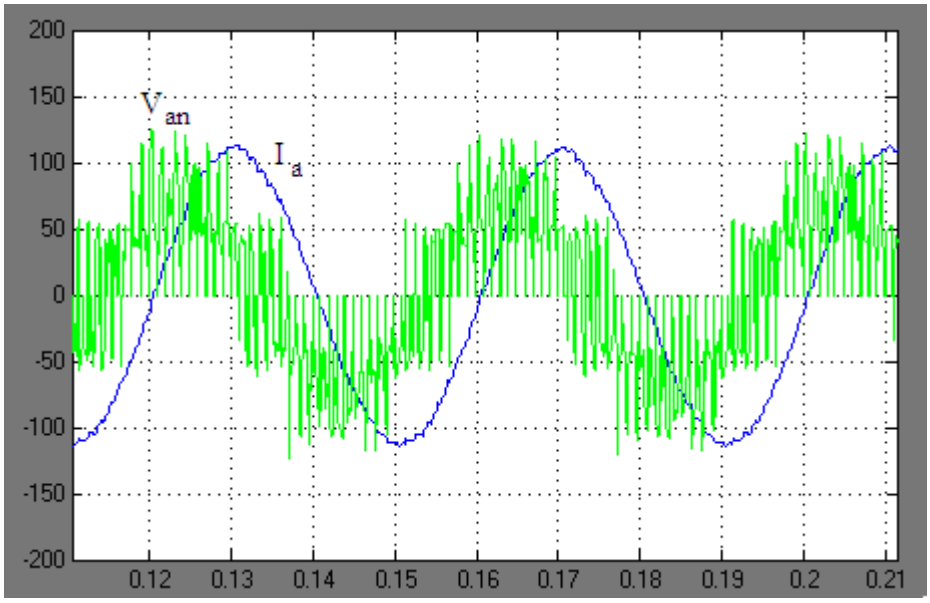
Şekil 6.12a ve 6.12b'de sırasıyla simülasyon ve deneysel çalışmaların sonucu olarak elde edilen 25 Hz frekansa sahip çıkış faz-nötr gerilimi ve çıkış akımı aynı eksende verilmiştir. Görüldüğü gibi çıkış faz-nötr geriliminin şekli yüksek frekanslı anahtarlamadan dolayı darbeli bir yapıdadır ancak bu grafiğin ortalaması 25 Hz frekanslı sinüzoidal bir şekle sahiptir. Ayrıca endüktif yükten dolayı hem simülasyon çalışmasında hem de deneysel uygulamada matris dönüştürücünün faz gerilimi ve akımı arasında bir faz farkı görülmekte ve sistemin geri bir güç faktörüne sahip olduğu anlaşılmaktadır. Şekil 13'te 25 Hz frekanslı üç fazın faz-nötr gerilimi verilmiştir. Görüldüğü üç faz gerilimi arasında 120º faz farkı vardır.

25 Hz frekansa sahip çıkış faz-nötr geriliminin harmonik spektrumu sırasıyla simülasyon çalışması için Şekil 6.14a'da ve deneysel çalışma için 6.14b'de verilmiştir. Bu spektrumlardan simülasyon çalışması ve pratik uygulama sonucunda elde edilen çıkış faz-nötr gerilimi üzerinde görülen harmoniklerin anahtarlama frekansı ve anahtarlama frekansının tam katları civarında yoğunlaştığı görülmektedir. Çıkış faz-nötr geriliminin THD değeri simülasyonda %12,23 iken pratik uygulamada %12,91 olarak hesaplanmıştır.

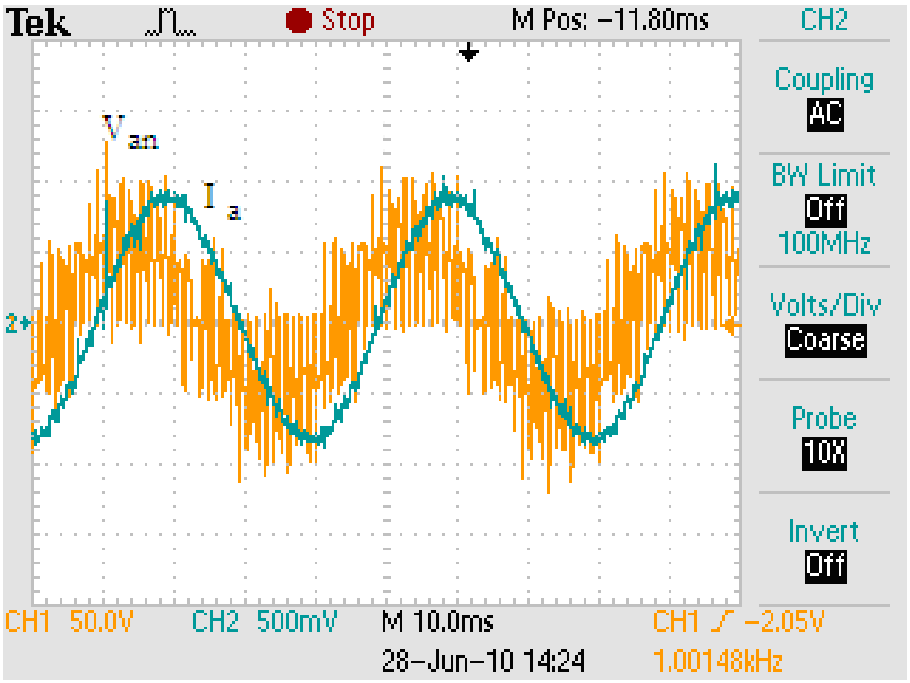
Şekil 6.15'te 50 Hz çıkış frekansı için simülasyon çalışmasında ve pratik uygulamada elde edilen çıkış faz-nötr gerilimi ile çıkış akımının grafikleri ve Şekil 6.16'da 50 Hz frekanslı üç fazın faz-nötr gerilimi verilmiştir. Şekil 6.17'de ise çıkış faz-nötr geriliminin harmonik spektrumları verilmiştir. 50 Hz'lik çıkış için faz-nötr geriliminin THD değeri simülasyon çalışmasında %12.2 ve deneysel çalışmada %12.95'dir.

Şekil 6.18a ve 6.18b'de sırasıyla 25 Hz çıkış frekansı için simülasyonda ve pratik uygulamada elde edilen V_{ab} çıkış fazlar arası gerilimleri görülmektedir. Şekil 6.19a ve 6.19b'de ise çıkış fazlar arası gerilimlerin harmonik spektrumları verilmiştir. 25 Hz'lik çıkış için fazlar arası gerilimlerin THD değeri iken simülasyonda %12,02 ve deneysel uygulamada %12,77'dir.

Aynı şekilde Şekil 6.20'de 50 Hz çıkış frekansı için çıkış fazlar arası gerilimlerinin ve Şekil 6.21'da ise fazlar arası gerilimlerin harmonik spektrumlarının simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları verilmiştir. Simülasyon çalışmasında çıkış fazlar arsı gerilimin THD'si %11.3 iken deneysel çalışmada %11.87 olarak hesaplanmıştır.

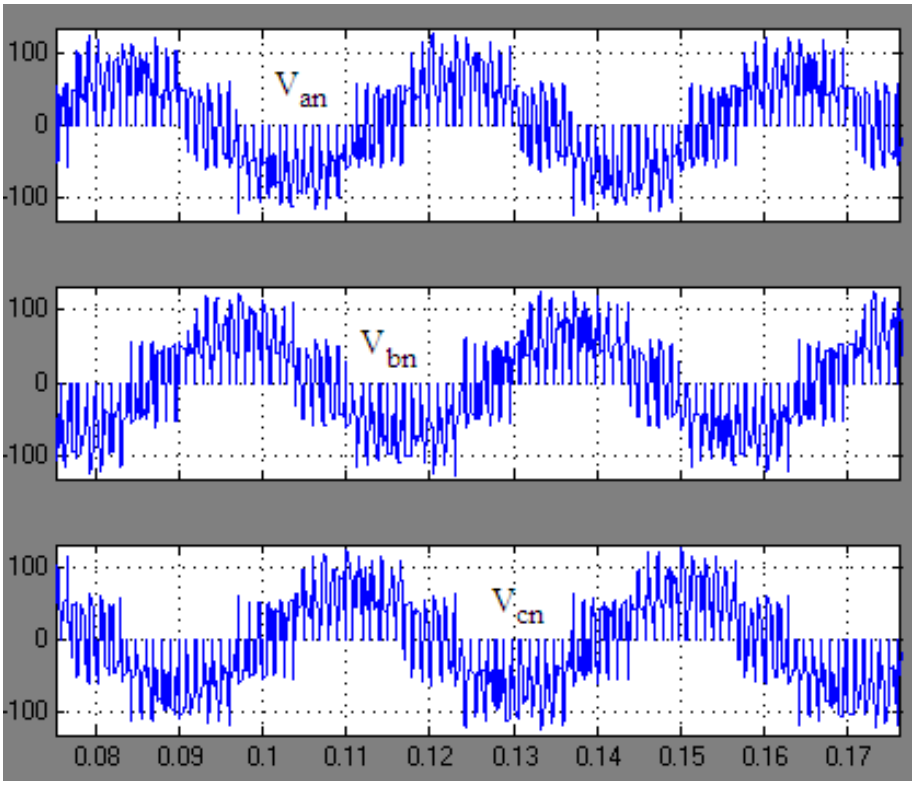


(a)

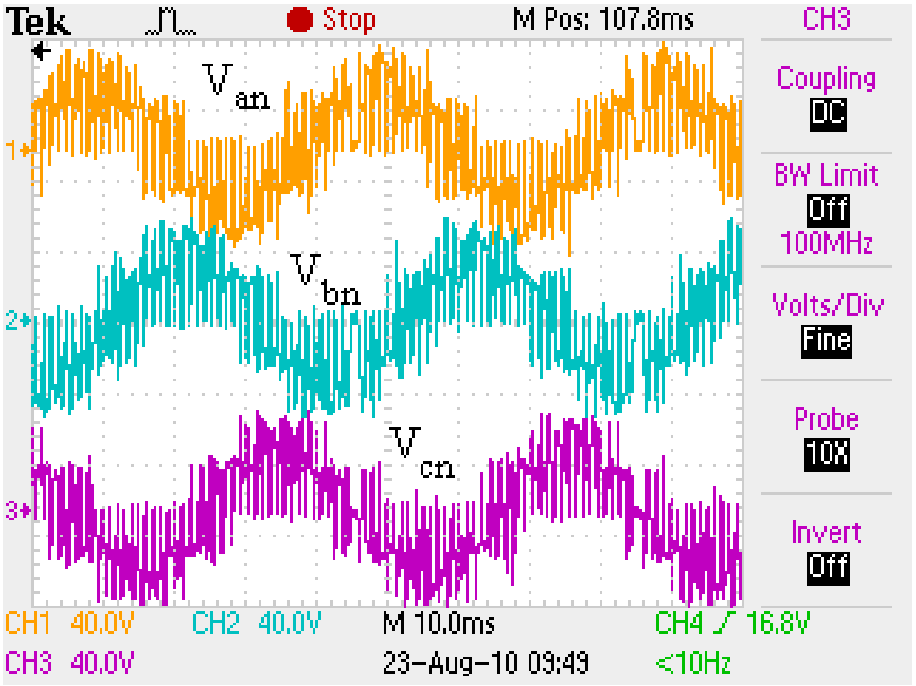


(b)

Şekil 6.12. f_o=25 Hz için çıkış faz-nötr gerilimi ve çıkış akımı (0.3 A/div)
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar

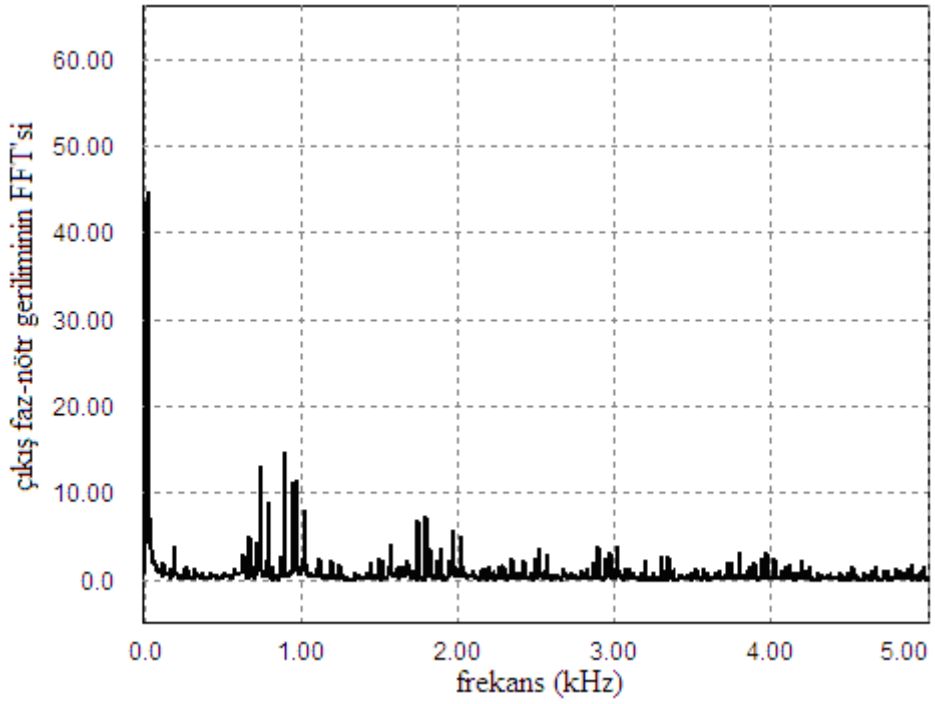


(a)

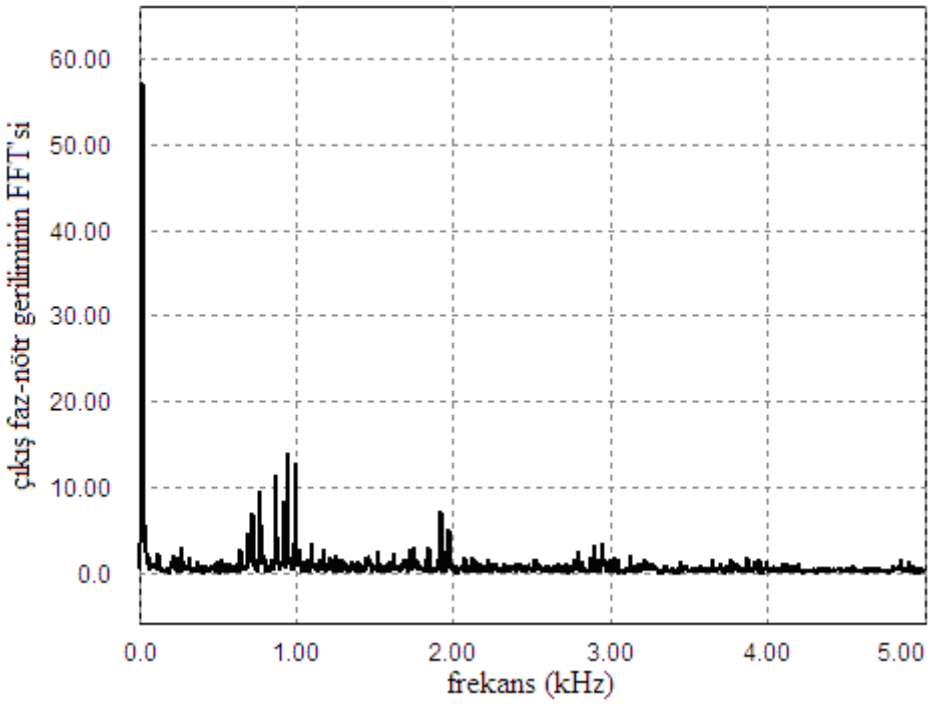


(b)

Şekil 6.13. f_o=25 Hz için üç fazlı çıkış faz-nötr gerilimi
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar

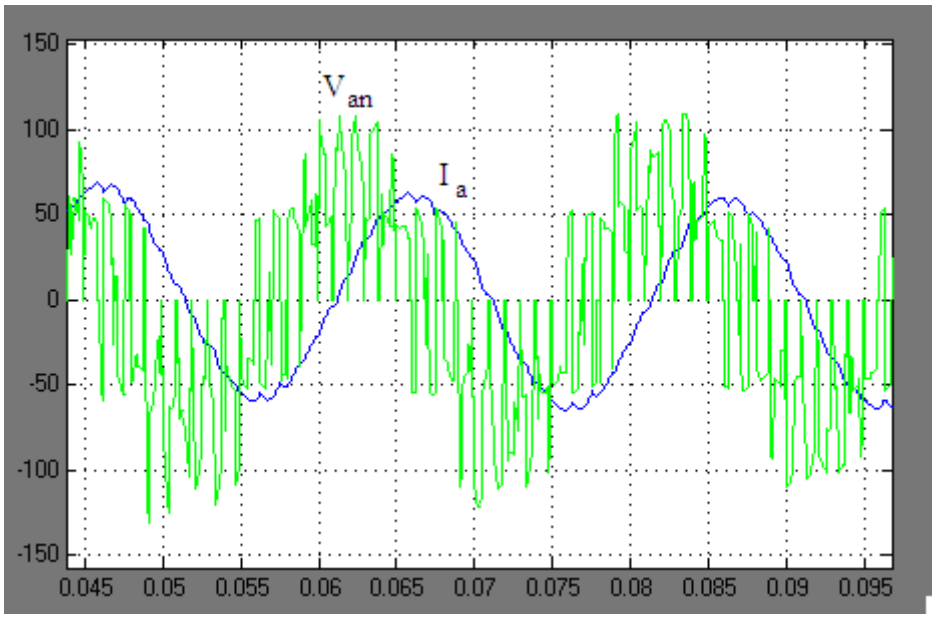


(a)

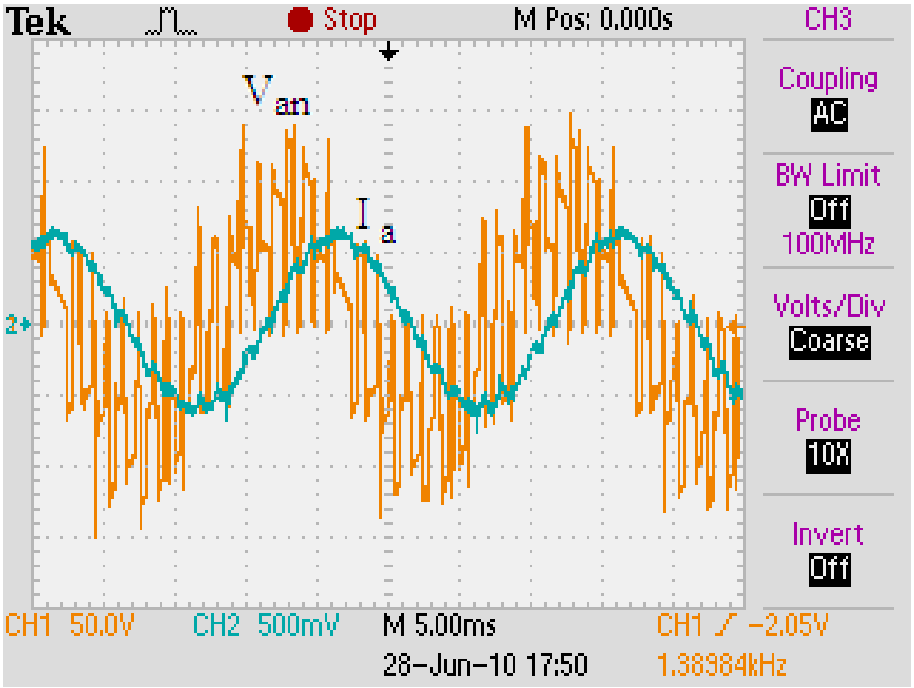


(b)

Şekil 6.14. f_o=25 Hz için çıkış faz-nötr geriliminin harmonik spektrumu
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar

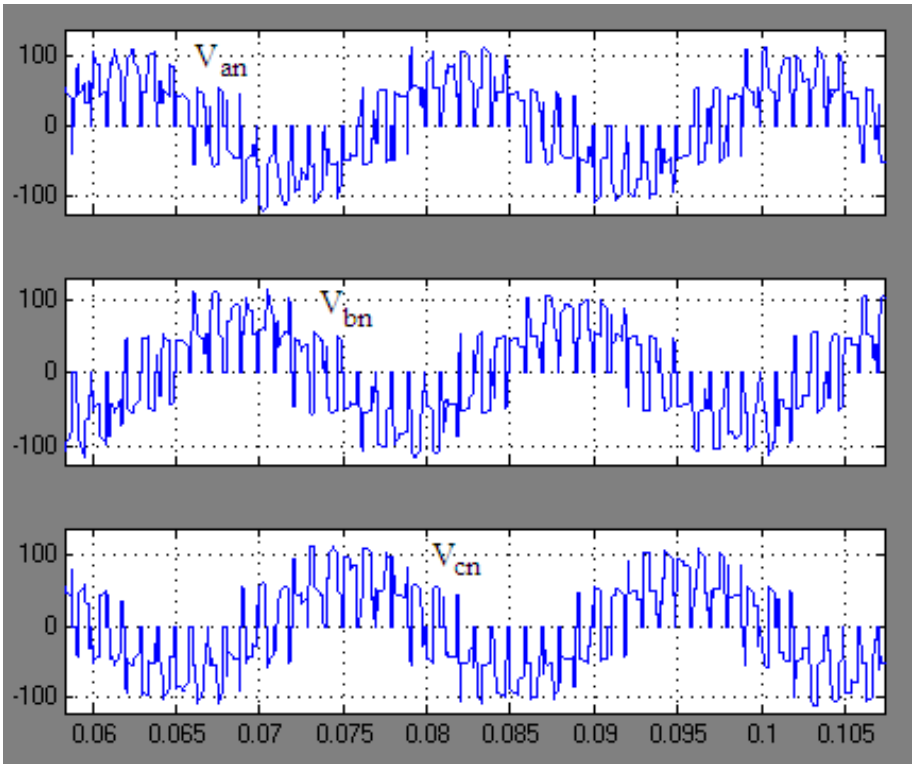


(a)

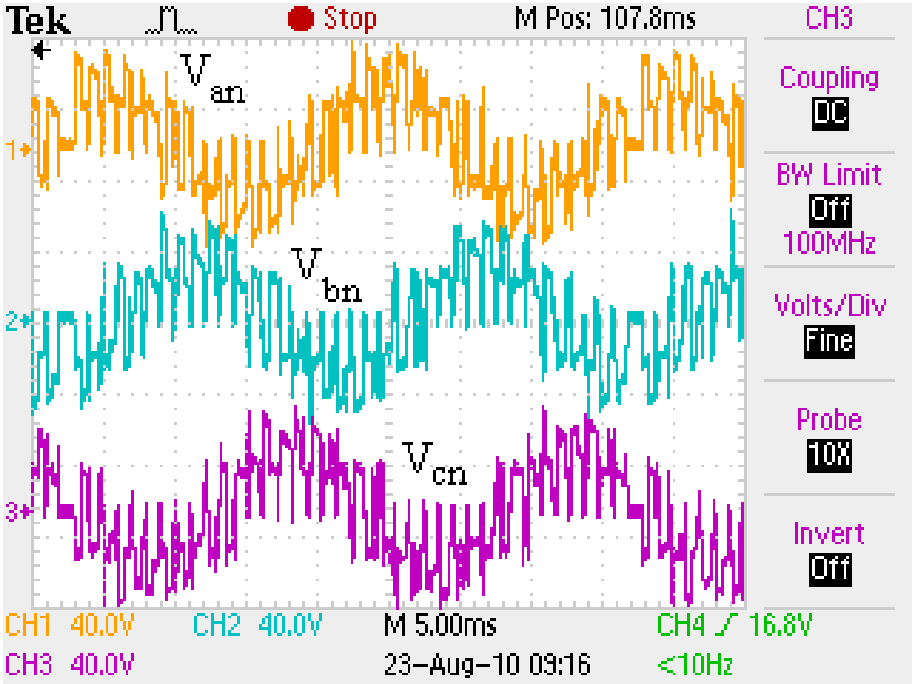


(b)

Şekil 6.15. f_o=50 Hz için çıkış faz-nötr gerilimi ve çıkış akımı (0.3 A/div)
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar

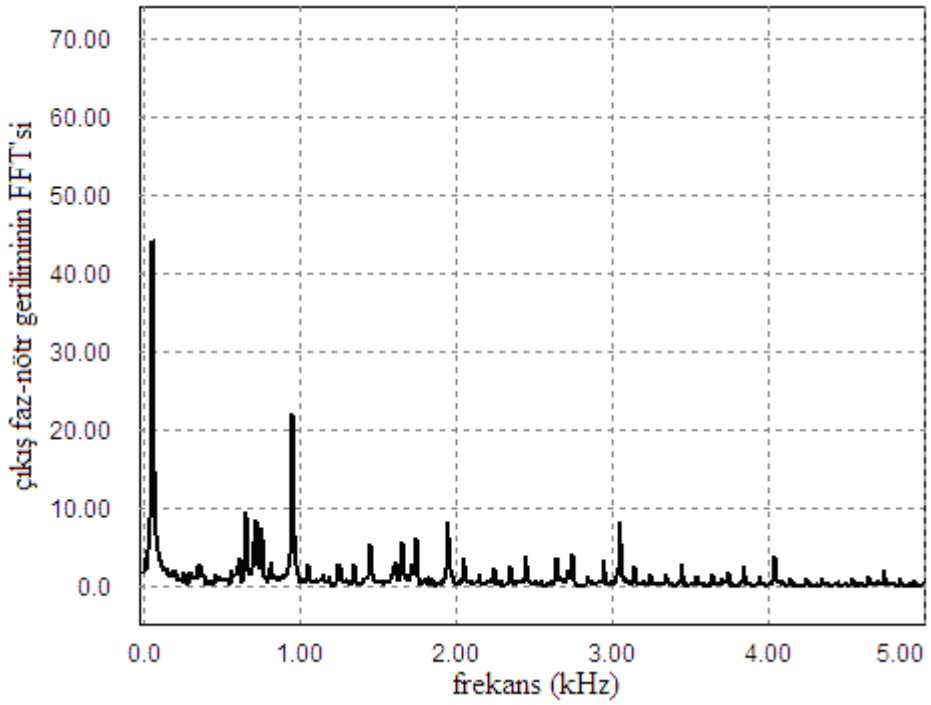


(a)

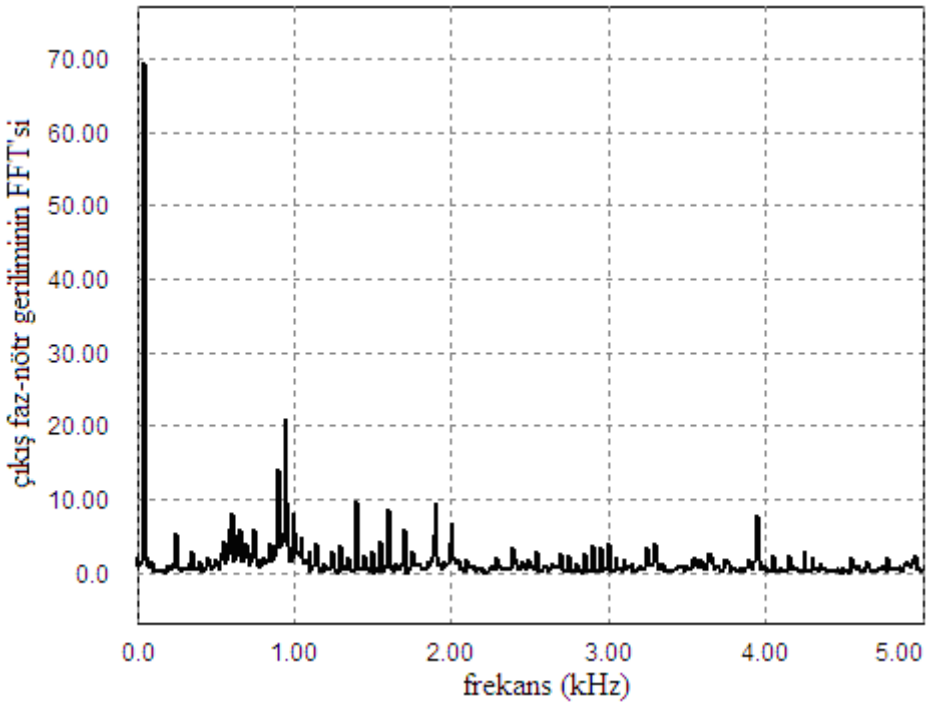


(b)

Şekil 6.16. f_o=50 Hz için üç fazlı çıkış faz-nötr gerilimi
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar

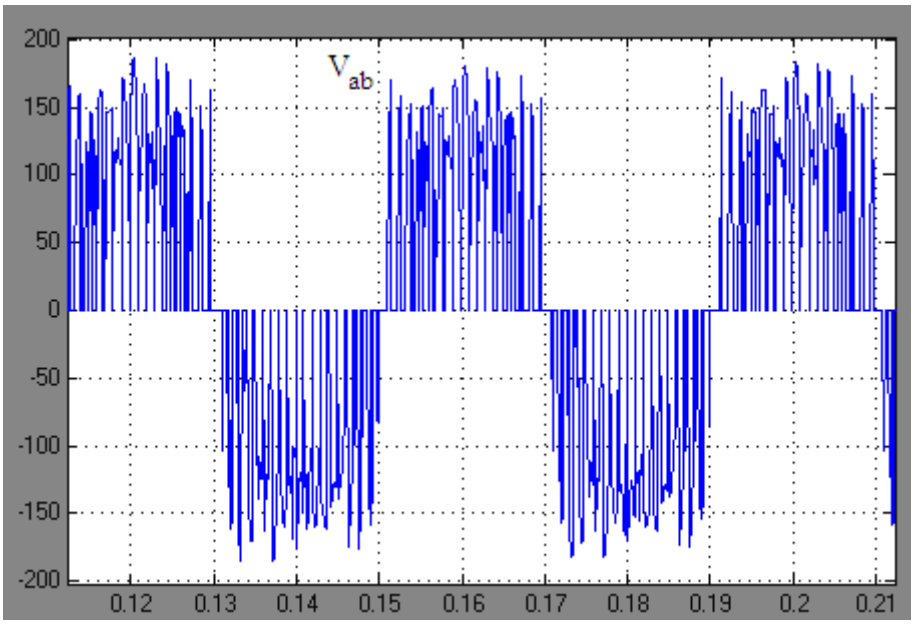


(a)

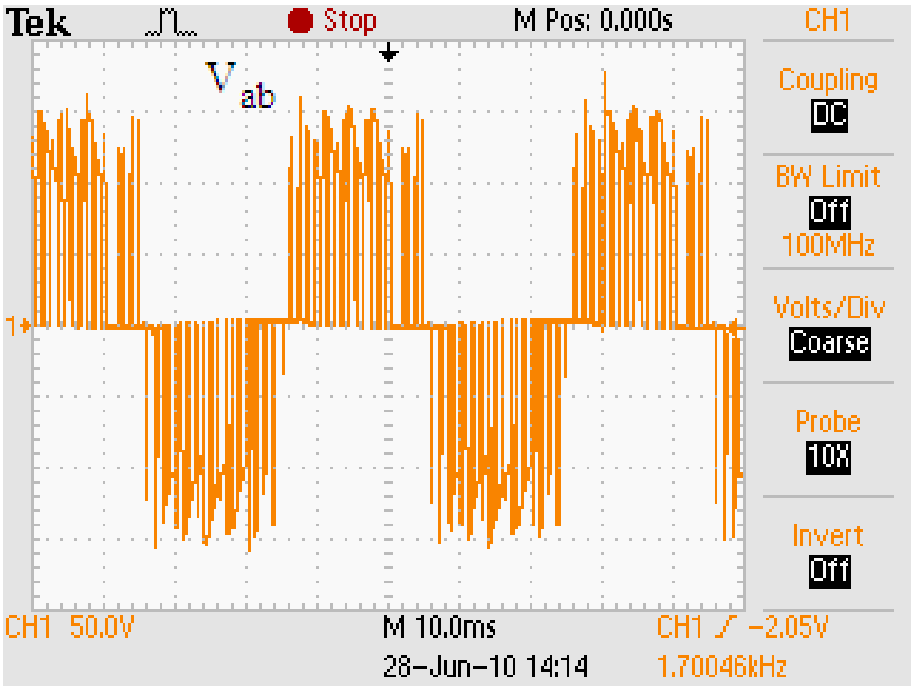


(b)

Şekil 6.17. f_o=50 Hz için çıkış faz-nötr geriliminin harmonik spektrumu
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar

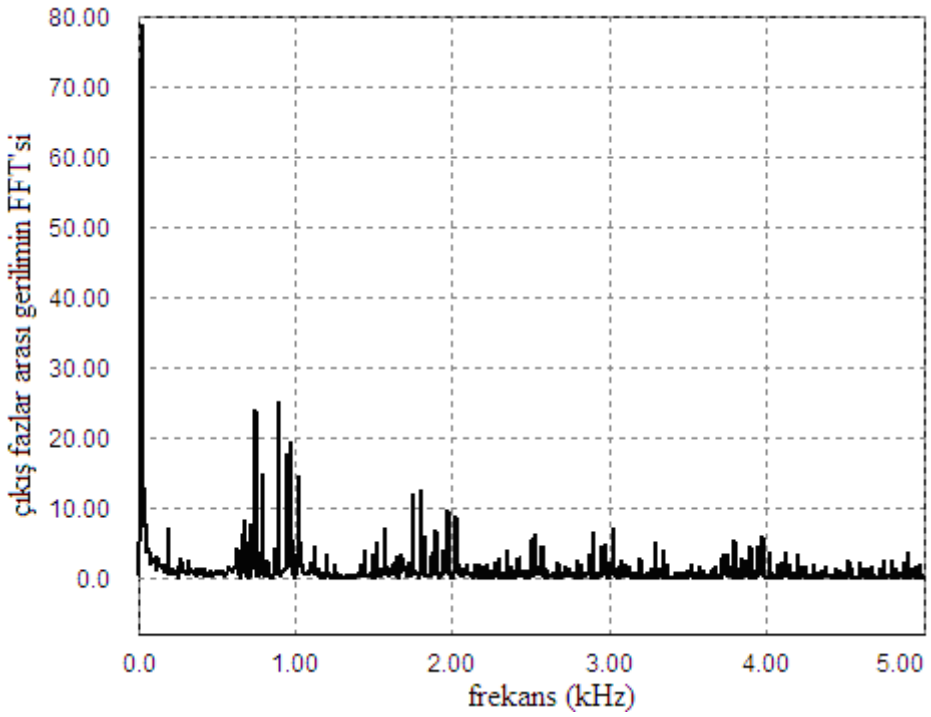


(a)

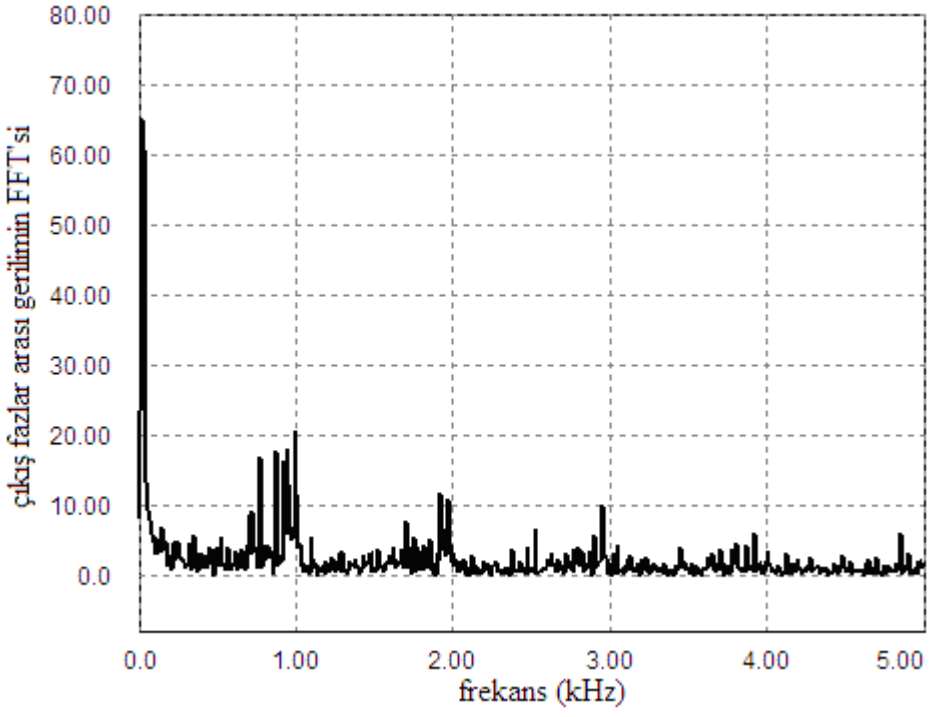


(b)

Şekil 6.18. f_o=25 Hz için çıkış fazlar arası gerilim
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar

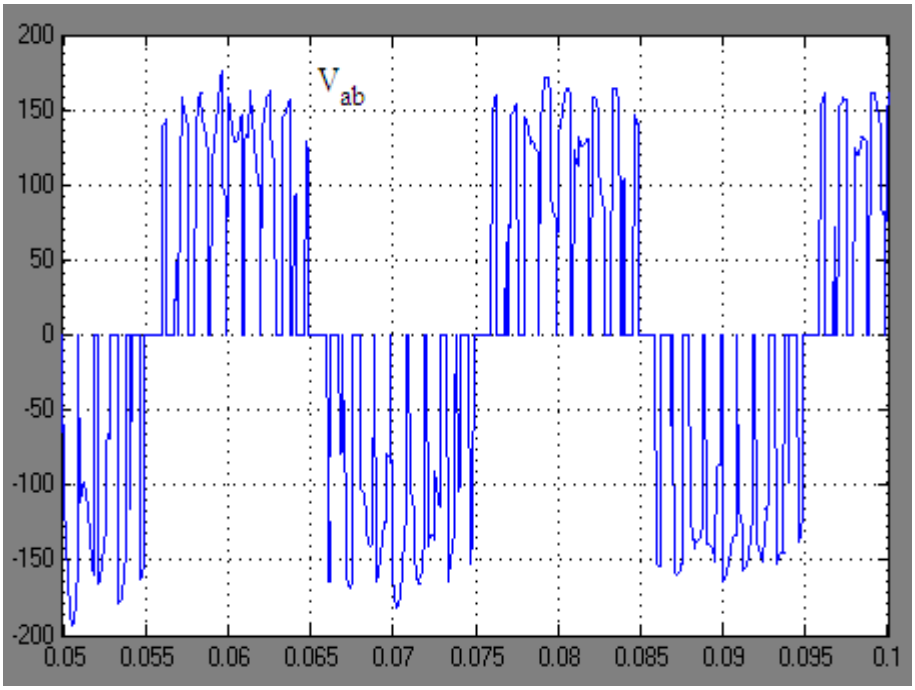


(a)

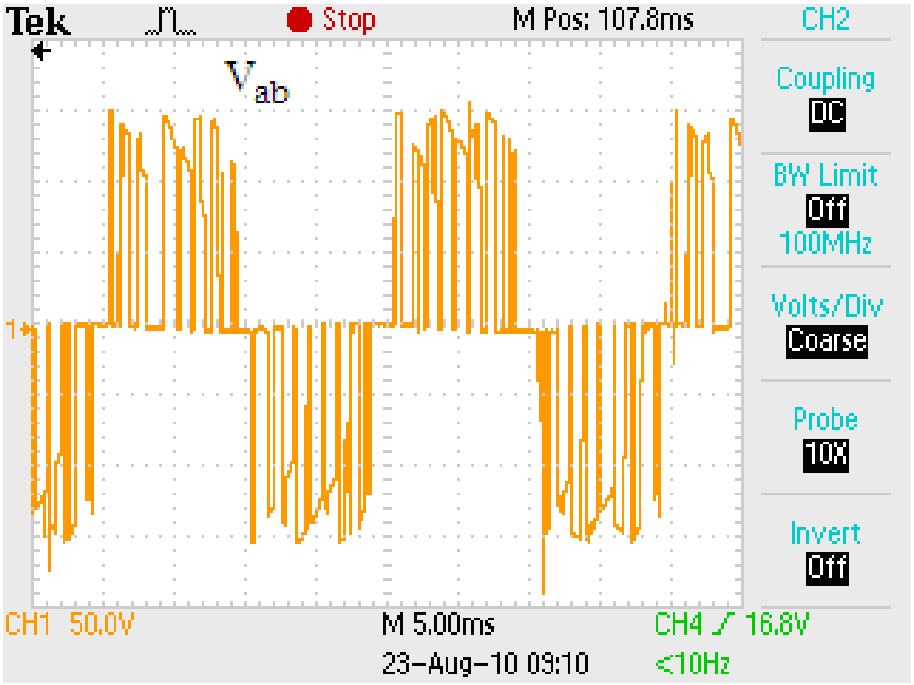


(b)

Şekil 6.19. f_o=25 Hz için çıkış fazlar arası gerilimin harmonik spektrumu
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar

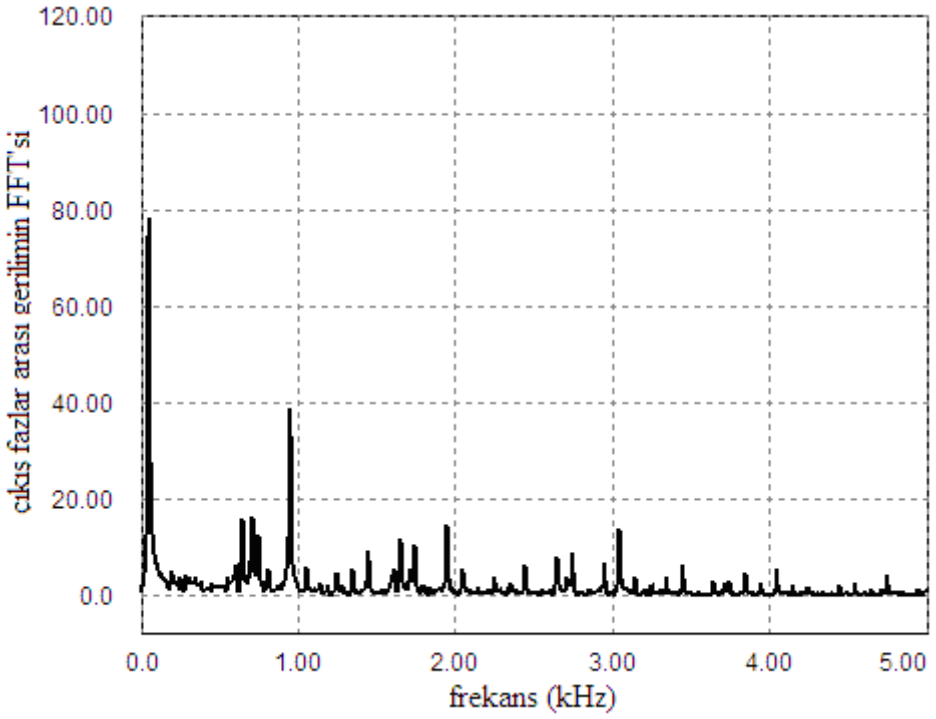


(a)

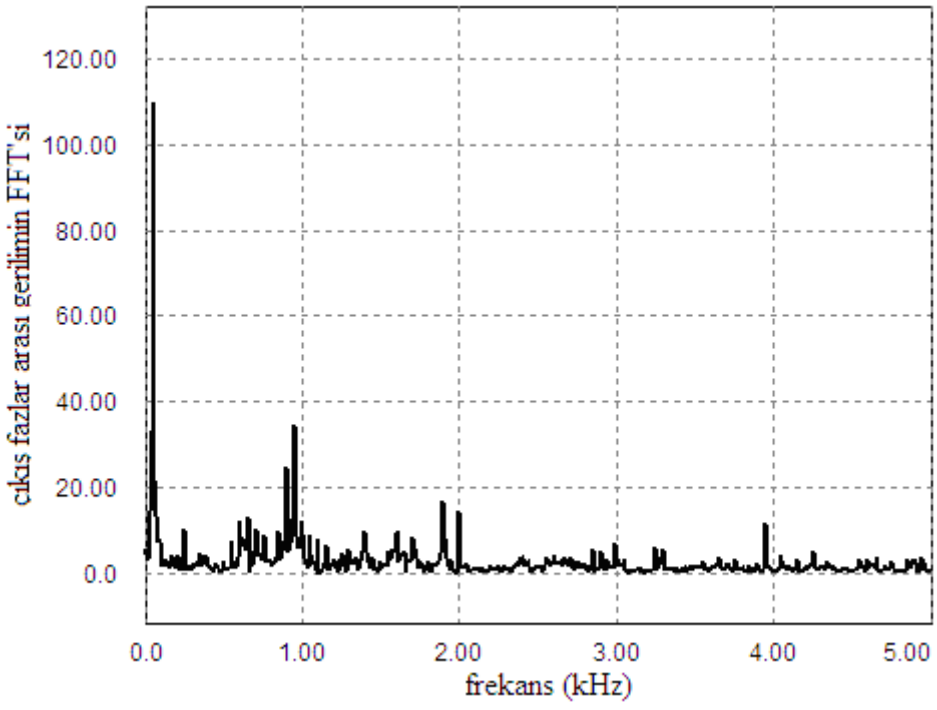


(b)

Şekil 6.20. f_o=50 Hz için çıkış fazlar arası gerilim
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar



(a)



(b)

Şekil 6.21. f_o=50 Hz için çıkış fazlar arası gerilimin harmonik spektrumu
a) simülasyon sonuçları b) deneysel sonuçlar

7. DİSTORSİYONLU GİRİŞ GERİLİMLERİNDE MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN PERFORMANSININ İYİLEŞTİRİLMESİ

Matris dönüştürücüde DC ara devre olmadığı için giriş gerilimlerindeki herhangi bir bozukluk veya dengesizlik doğrudan yük tarafını etkilemektedir. Distorsiyonlu veya sinüzoidal olmayan giriş gerilimleri, çıkış akımlarında istenmeyen harmoniklere neden olabilmektedir. Böylece çıkıştaki yük, harmonikli ve sinüzoidal olmayan akımlara maruz kaldığı için yükün çalışma performansı da kötüleşmektedir. Şimdiye kadar giriş gerilimlerindeki bozuklukların çıkışa yansıtılmaması için bazı çalışmalar yapılmıştır (Nielsen ve ark. 1996, Sünter ve ark. 2002, Sun ve ark. 2004, Karaca ve Akkaya 2008).

Bu tez çalışmasında, matris dönüştürücünün çıkış performansını iyileştirmek için çeşitli kompanzasyon metotları sunulmuştur. Sunulan metotlardan ilki, ileri-besleme kompanzasyon metodudur (Nielsen ve ark. 1996, Sünter ve ark. 2002, Sun ve ark. 2004). İleri-besleme metodu, distorsiyonlu ve/veya dengesiz giriş gerilimlerinde, çıkış gerilimlerini adaptif bir şekilde matris dönüştürücünün sanal DC hat gerilimine göre kompanze edilmektedir. Sanal DC hat gerilimi, üç fazlı giriş gerilimlerinin anlık değerleri ölçülerek hesaplanmaktadır (Sun ve ark. 2004).

İkincisi, distorsiyonlu ve/veya dengesiz giriş gerilimlerinde sinüzoidal yük akımları üreten ve ilk kez tarafımızdan önerilen bulanık mantık kontrollü geri-besleme kompanzasyon metodudur (Karaca ve Akkaya 2008). Bu metot, çıkış akımının kapalı çevrim kontrolüne dayandığından çıkış akım harmoniklerini azaltmanın yanında yük akımının kontrolünü ve yükün aşırı akımlara karşı korunmasını da sağlamaktadır.

Üçüncü metot ise, yine ilk kez tarafımızdan önerilen hibrid bir kompanzasyon metodudur. Bu metot, bulanık mantık kontrollü kompanzasyon metodu ile ileri besleme kompanzasyon metodunun birlikte kullanılmasına dayanmaktadır. Bulanık mantık kontrolör tarafından üretilen gerilim oranı, ileri besleme kontrolörüne giriş olarak verilmekte ve aynı anahtarlama peryodunda nihai gerilim oranı değeri tekrar hesaplanmaktadır.

Normal giriş gerilimi koşulları altında, matris dönüştürücü için kullanılan modülasyon algoritmaları, sabit anahtarlama kalıpları kullanmaktadır. Bunun için belirli çıkış koşulları (frekans ve/veya genlik) için anahtarların iletim oranları

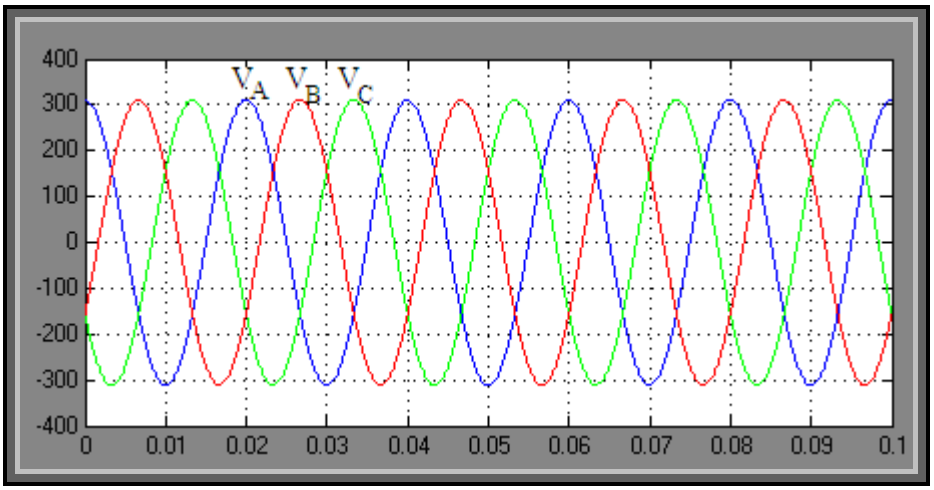
önceden hesaplanır ve hafızaya depolanır. Ancak distorsiyonlu giriş gerilim koşulları altında, bozukluk dönüştürücünün çıkışına doğrudan yansıdığı için sabit anahtarlama kalıplarının kullanılması uygun değildir. Bu nedenle, anahtarların iletim oranları giriş gerilimlerinin ya da çıkış akımlarının ölçülmesiyle anlık olarak hesaplanmalıdır.

Normal ve distorsiyonlu giriş gerilimi koşulları altında, farklı kompanzasyon teknikleriyle kontrol edilen matris dönüştürücünün performansını analiz etmek için sistemin çeşitli simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Matris dönüştürücünün giriş ve çıkış performanslarını değerlendirmek için öncelikle ideal giriş gerilim koşulları altında bazı simülasyonlar gerçekleştirildi. Daha sonra distorsiyonlu giriş gerilimlerinde, herhangi bir kompanzasyon tekniği kullanılmadan ve yukarıda bahsedilen kompanzasyon teknikleri uygulanarak simülasyon çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmalar, Tablo 7.1'deki parametreler kullanılarak 10 Hz ile 100 Hz arasındaki çıkış frekanslarında tüm kompanzasyon metotları için yapılmış ve çıkış ve giriş akımının toplam harmonik distorsiyonları (THD) belirlenmiştir.

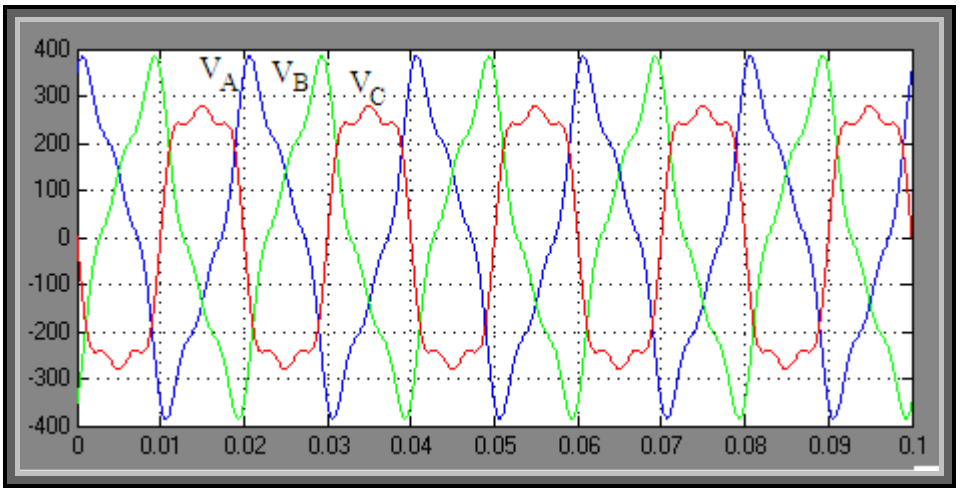
Tablo 7.1. Çalışmalarda kullanılan simülasyon parametreleri

Giriş geriliminin maksimum genliği, V_{im}	311 V
Giriş frekansı, f_i	50 Hz
Çıkış frekansı, f_o	10-100 Hz
Yük direnci, R	10 Ω
Yük endüktansı, L	30 mH
Giriş filtre endüktansı, L_f	3 mH
Giriş filtre direnci, R_f	0.1 Ω
Giriş filtre kapasitesi, C_f	25 μF
Anahtarlama frekansı, f_s	10 kHz

Gerçekleştirilen simülasyonlarda, ideal giriş gerilimleri olarak bahsedilen sinüzoidal gerilimler Şekil 7.1'de görülmektedir. Distorsiyonlu giriş gerilimleri olarak ise, %20 üçüncü harmoniğe ve %10 beşinci harmoniğe sahip gerilimler seçilmiştir. Distorsiyonlu giriş gerilimlerinin dalga şekilleri, Şekil 7.2'de görüldüğü gibi enjekte edilen harmoniklerden dolayı oldukça bozulmuştur.



Şekil 7.1. İdeal giriş gerilimleri



Şekil 7.2. Distorsiyonlu giriş gerilimleri

Bu tez çalışmasında, sunulan kompanzasyon teknikleri UVM metoduyla kontrol edilen matris dönüştürücüye uygulanmıştır. Bu nedenle, bu bölümde özellikle UVM metoduyla kontrol edilen matris dönüştürücünün performans analizi yapılacaktır.

7.1. UVM Metoduyla Kontrol Edilen Matris Dönüştürücünün Performans Analizi

UVM metodunun matris dönüştürücüye uygulanması 4. bölümde ayrıntılı olarak verilmiştir. Matris dönüştürücüde kullanılan iki yönlü anahtarların iletim

sürelerini hesaplamak için çıkış fazlar arası gerilim ve giriş hat akımı uzay vektörlerinin bulunduğu konumlardan faydalanılmaktadır. Örneğin gerilim uzay vektörü 2. bölgede ve akım uzay vektörü 3. bölgede iken 7P pozisyonu için anahtarların iletim süreleri denklem (7.1)'deki gibidir.

$$t_{7P} = qT_s \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left(\alpha_o - \frac{\pi}{6}\right) \sin\left(\alpha_i - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{7.1}$$

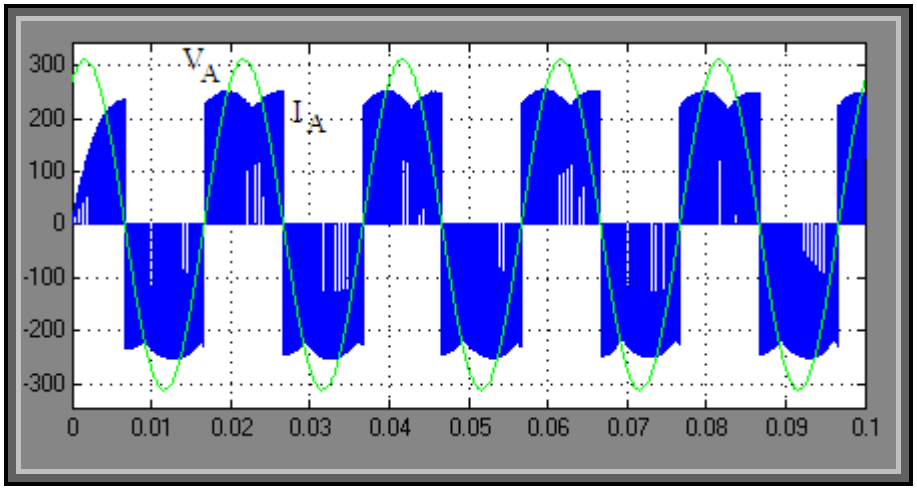
7.1.1. İdeal Giriş Gerilimlerinde Matris Dönüştürücünün Kontrolü

Bu bölümde, girişine saf sinüzoidal üç fazlı gerilimler uygulanan matris dönüştürücünün UVM metodu kullanılarak kontrol edilmesiyle elde edilen simülasyon sonuçları sunulmaktadır.

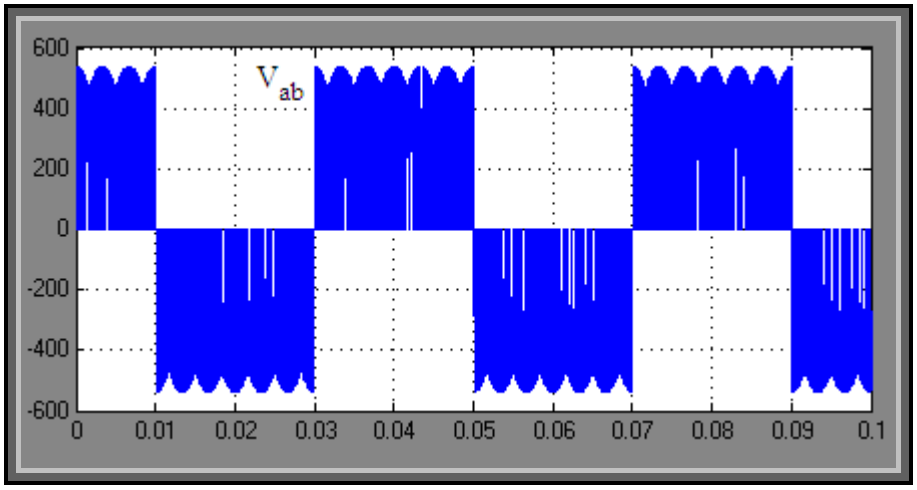
Şekil 7.3a'da, matris dönüştürücünün giriş gerilimi ve giriş akımı aynı eksen üzerinde verilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi yük tarafından çekilen akım 25 Hz olmasına rağmen girişten şebekeyle aynı frekanslı bir akım çekilmektedir. Ayrıca dönüştürücünün giriş gerilim ve akımı aynı fazdadır yani giriş güç faktörü birim değere ayarlanmıştır. Şebekeden çekilen akımın THD'si ise %7,13'tür.

Matris dönüştürücünün fazlar arası çıkış gerilimi ise Şekil 7.3b'de verilmiştir. Daha önce bahsedildiği gibi matris dönüştürücünün çıkış gerilimleri, her anahtarlama peryodunda farklı bir giriş geriliminin parçaları seçilip bu parçaların birleştirilmesiyle elde edilmektedir. 50 Hz frekansa sahip sinüzoidal giriş gerilimlerinin tepe noktaları, 25 Hz frekanslı çıkış gerilimlerinin gösterildiği bu değişimde açıkça görülmektedir.

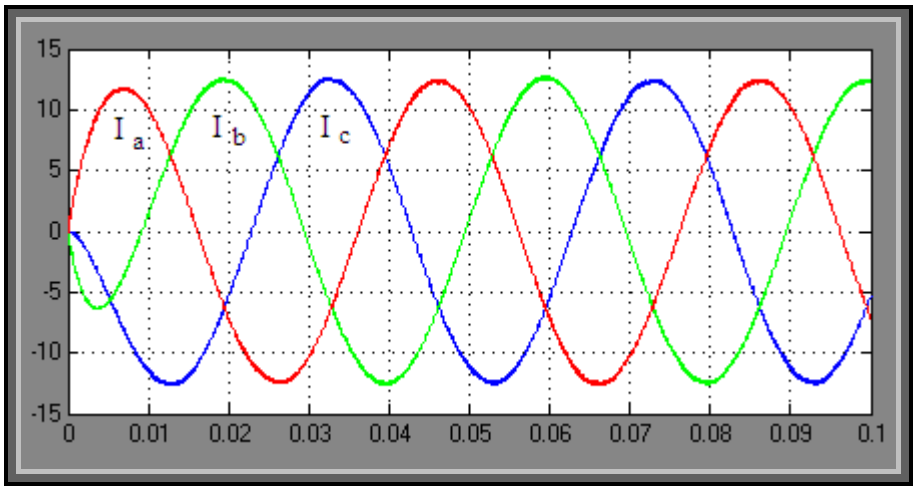
Şekil 7.3c'de ise, giriş frekansı 50 Hz ve çıkış frekansı 25 Hz olan bir matris dönüştürücünün çıkış hat akımları verilmiştir. Görüldüğü gibi ideal giriş gerilimlerinde UVM metoduyla kontrol edilen matris dönüştürücünün çıkış hat akımları oldukça düşük harmonik içeriğe sahiptir ve THD'si %0,61'dir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 7.3. İdeal giriş gerilimleriyle beslenen matris dönüştürücü a) giriş gerilimi ve giriş akımı (5 A/div), b) fazlar arası çıkış gerilimi, c) çıkış hat akımları (5 A/div)

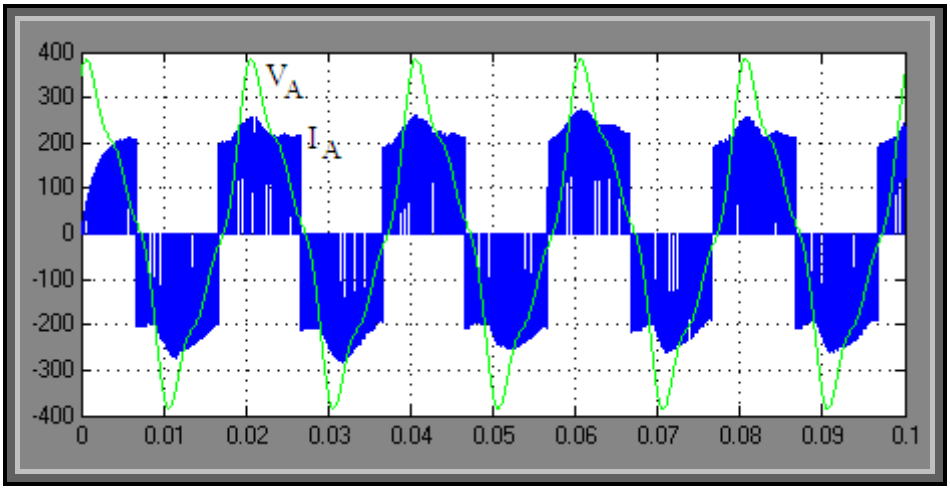
7.1.2. Distorsiyonlu Giriş Gerilimlerinde Kompanzasyon Kullanılmadan Matris Dönüştürücünün Kontrolü

Bu bölümde, girişi Şekil 7.2'de görülen üç fazlı distorsiyonlu gerilimlerle beslenen matris dönüştürücünün UVM metodu kullanılarak kontrol edilmesiyle elde edilen sonuçlar verilmektedir. Böylece şebeke gerilimi bozulduğunda sistemin çıkışının bu bozukluktan nasıl etkilendiği anlaşılacaktır. Burada matris dönüştürücüyü kontrol etmek için kullanılan metot standart UVM metodudur.

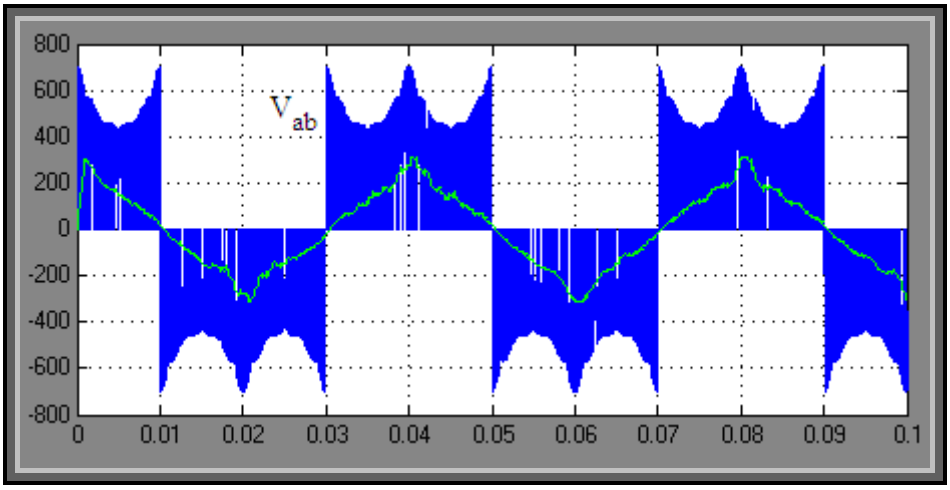
Şekil 7.4a'da, distorsiyonlu gerilim koşulları altında matris dönüştürücünün giriş gerilim ve akımı görülmektedir. Şekilden anlaşıldığı gibi giriş gerilimi ve giriş akımı aynı fazdadır. Ancak dönüştürücünün giriş tarafındaki bozukluk giriş akımını da etkilemiştir. Giriş akımının THD'si ideal giriş gerilimlerinde %7,13 iken distorsiyonlu giriş gerilimlerinde %30,84 olmaktadır.

Şekil 7.4b'de ise matris dönüştürücünün çıkış fazlar arası gerilimleri görülmektedir. Bu şekilden de anlaşıldığı gibi matris dönüştürücünün giriş gerilimindeki bozulma çıkış gerilimlerini de etkilemiştir ve çıkış gerilimleri ideal durumdan oldukça sapmıştır. Bu grafikte yeşil çizgi çıkış fazlar arası gerilimlerin ortalamasını vermektedir.

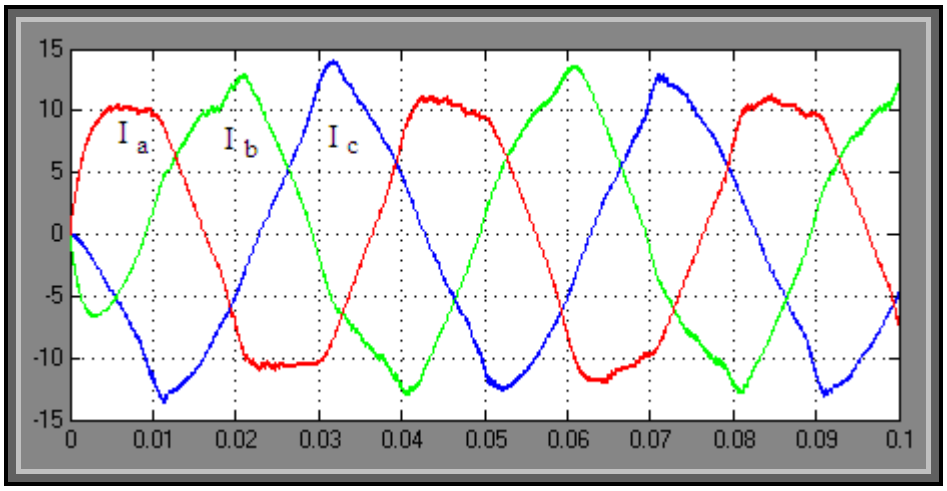
Matris dönüştürücünün girişine sinüzoidal gerilimler uygulandığında çıkış akımları neredeyse saf sinüzoidaldir ve THD'si %0,61 olmaktadır. Fakat Şekil 7.4c'de görüldüğü gibi distorsiyonlu giriş gerilim koşulları altında matris dönüştürücünün çıkış hat akımları oldukça yüksek harmonik içeriğe sahiptir ve THD'si %16,62'dir.



(a)



(b)

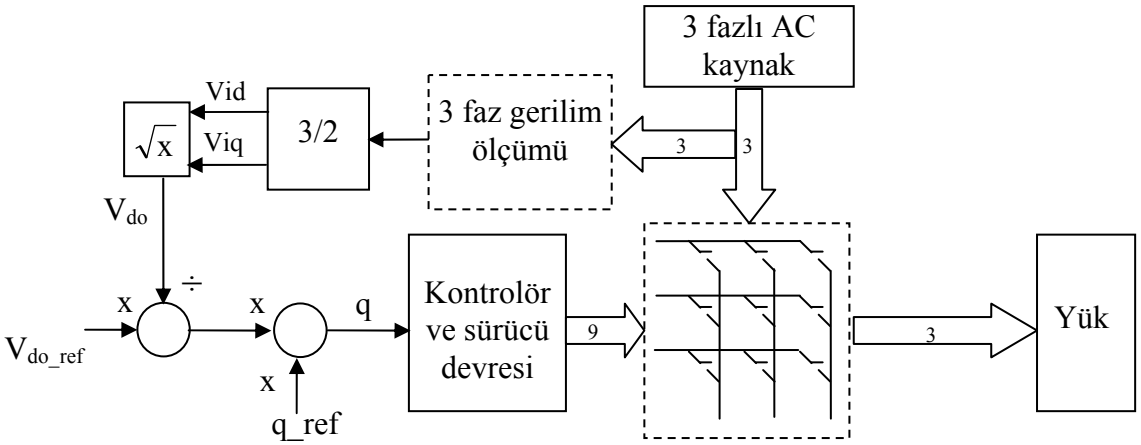


(c)

Şekil 7.4. Distorsiyonlu giriş gerilimleriyle beslenen kompanzasyonsuz matris dönüştürücü a) giriş gerilimi ve giriş akımı (5 A/div), b) çıkış fazlar arası gerilimleri, c) çıkış hat akımları (5 A/div)

7.1.3. Distorsiyonlu Giriş Gerilimlerinde İleri Besleme Kompanzasyon Sistemi Kullanılarak Matris Dönüştürücünün Kontrolü

Distorsiyonlu giriş gerilimlerinde matris dönüştürücünün çıkış performansını iyileştirmek için kullanılan ileri besleme kompanzasyon tekniğinin blok diyagramı Şekil 7.5'te görülmektedir. İleri besleme kompanzasyon tekniği, giriş faz gerilimlerinin ölçülmesine ve bu gerilimlerden faydalanılarak sanal DC hat geriliminin (V_{do}) hesaplanmasına dayanmaktadır.



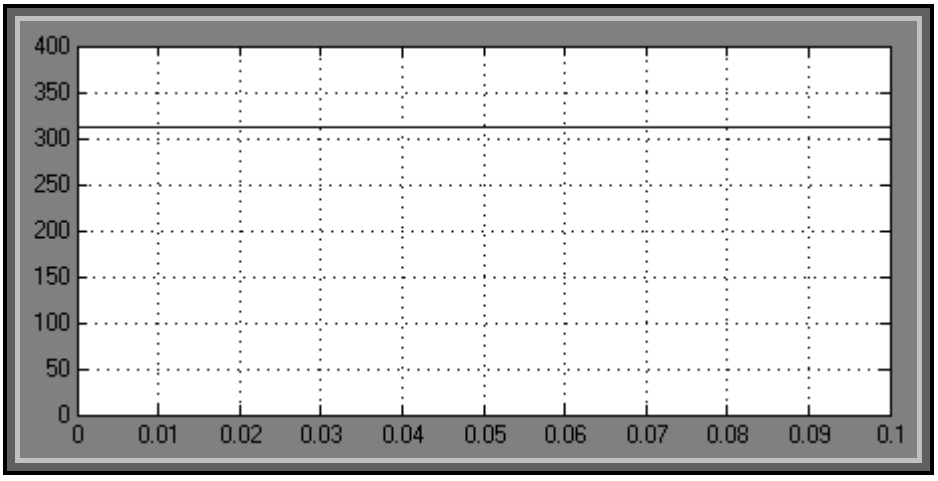
Şekil 7.5. İleri besleme kompanzasyon tekniği

Bu teknikte sanal DC hat gerilimini hesaplamak için üç fazlı giriş faz gerilimlerinin anlık değerleri tespit edildikten sonra öncelikle (7.2) denklemi kullanılarak üç fazlı giriş gerilimlerinin iki fazlı α-β sabit koordinat düzlemindeki ifadesi elde edilir. Daha sonra (7.3) denklemine göre sanal DC hat gerilimi hesaplanır.

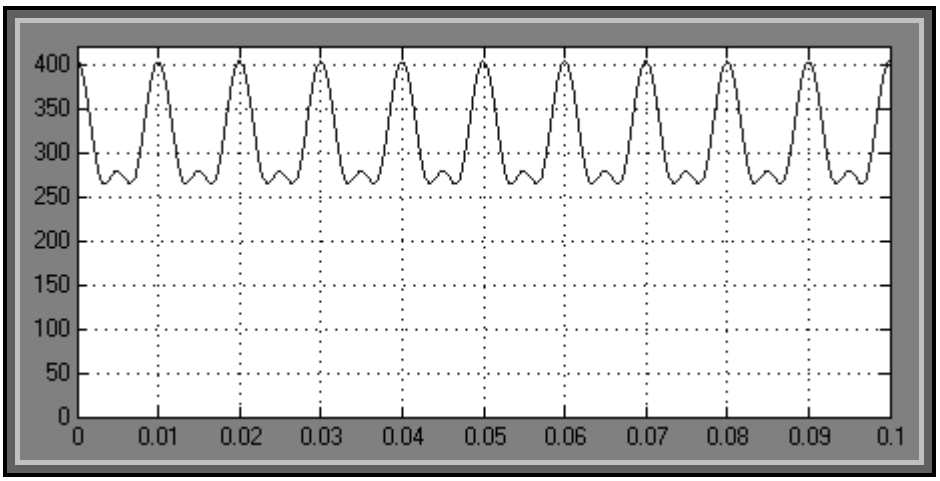
$$\left[V_\alpha \quad V_\beta \quad 0\right] = \left[V_{AN} \quad V_{BN} \quad V_{CN}\right] \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{7.2}$$

$$V_{do} = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \tag{7.3}$$

Giriş gerilimleri sinüzoidal ise, sanal DC hat gerilimi Şekil 7.6'da görüldüğü gibi sabit bir değere sahip olur. Ancak giriş gerilimleri sinüzoidal değilse veya harmonikli ise sanal DC hat gerilimi sabit değildir ve Şekil 7.7'de görüldüğü gibi zaman ekseninde dalgalanan bir DC değere sahiptir.



Şekil 7.6. Sinüzoidal giriş gerilimlerinde sanal DC hat gerilimi

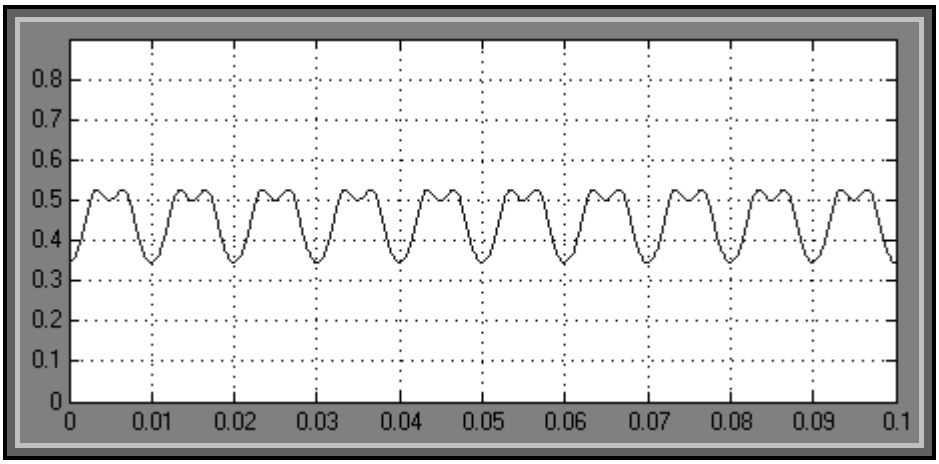


Şekil 7.7. Distorsiyonlu giriş gerilimlerinde sanal DC hat gerilimi

Bu kontrol tekniğinde amaç sanal DC hat geriliminin referans DC hat geriliminden hangi oranda saptığını bulmak ve gerilim oranını aynı oranda telafi etmektir. Giriş gerilimlerinde herhangi bir bozukluk meydana geldiğinde, her anahtarlama periyodunda gerilim oranı q (7.4) denklemine göre tekrar hesaplanmaktadır.

$$q = q_ref \frac{V_{do_ref}}{V_{do}} \tag{7.4}$$

Yukarıdaki denkleme göre tekrar hesaplanan gerilim oranının grafiği Şekil 7.8'de görülmektedir.

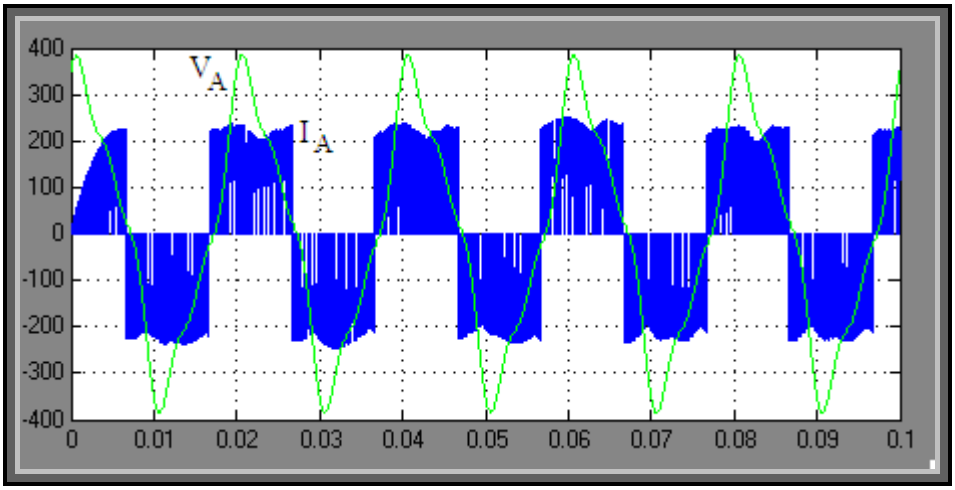


Şekil 7.8. Gerilim oranının (q) değimi

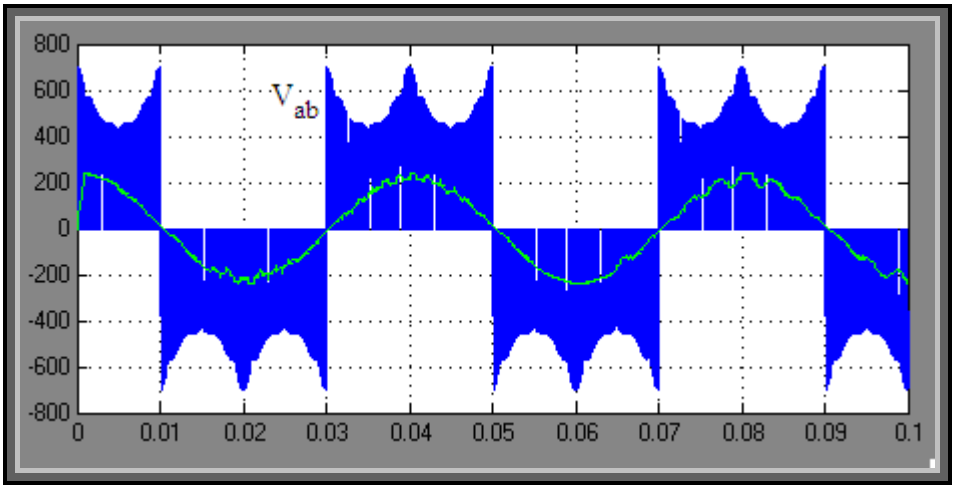
İleri besleme kompanzasyon tekniğiyle kontrol edilen bir matris dönüştürücünün distorsiyonlu giriş gerilim koşulları altında çıkış akım ve gerilimi ile giriş akımındaki harmonik bozulmaların karşılaştırılması için Matlab&Simulink programı kullanılarak sistemin simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen simülasyonda sistemin giriş gerilimi olarak Şekil 7.2'de görülen distorsiyonlu giriş gerilimleri uygulanmıştır.

Distorsiyonlu giriş gerilim koşulları altında ileri besleme kompanzasyonlu matris dönüştürücünün giriş gerilimi ve giriş akımı Şekil 7.9a'daki gibi olmaktadır ve giriş hat akımının THD'si %14,12'dir.

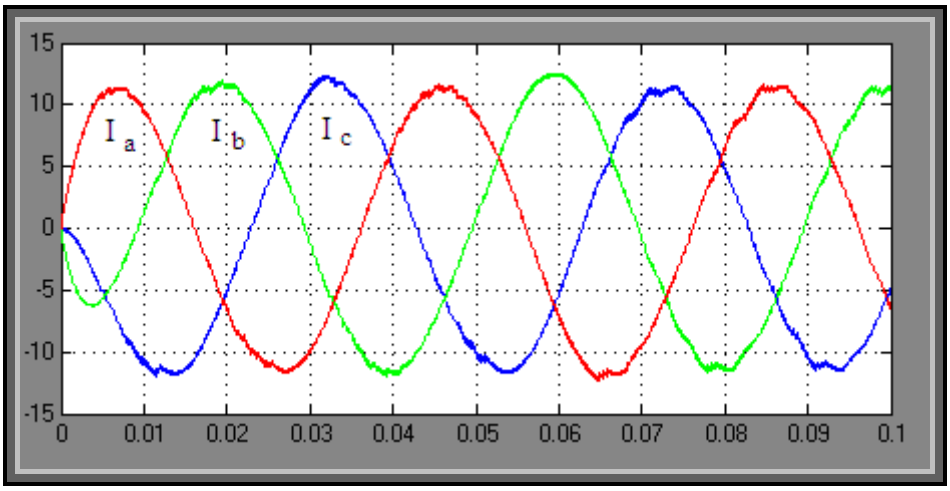
Matris dönüştürücünün çıkış gerilimi giriş gerilimlerinin parçalarının birleştirilmesiyle elde edildiğinden Şekil 7.9b'de görüldüğü gibi giriş gerilimlerindeki herhangi bir bozukluk doğrudan çıkış gerilimlerinin şeklini etkilemektedir. Çıkış fazlar arası gerilimlerinin dalga şekli böyle bozuk görünmesine rağmen giriş gerilimindeki bozukluğa göre anahtarların iletim süreleri adaptif olarak



(a)



(b)



(c)

Şekil 7.9. Distorsiyonlu giriş gerilimleriyle beslenen ileri besleme kompanzasyonlu matris dönüştürücü a) giriş gerilimi ve giriş akımı (5 A/div), b) çıkış fazlar arası gerilimleri, c) çıkış hat akımları (5 A/div)

hesaplandığı için çıkış geriliminin ortalaması (grafikteki yeşil çizgi) kompanzasyonsuz sisteminkine göre daha az harmonik içeriğe sahiptir ve sinüzoidaldir.

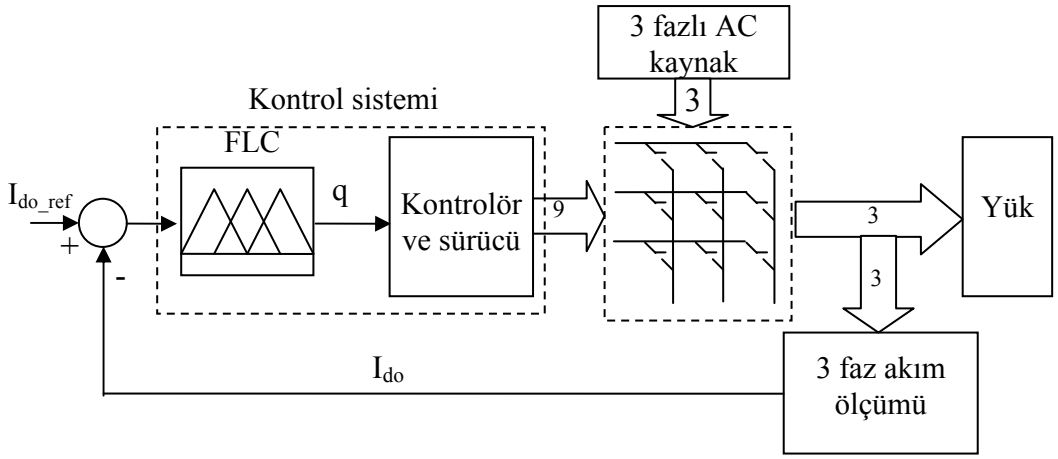
Şekil 7.9c'de ise, yükün çektiği akım gibi görülmektedir. Şekilden de anlaşıldığı gibi matris dönüştürücünün giriş gerilimi distorsiyonlu olmasına rağmen yük akımı ileri besleme kompanzasyon sistemi sayesinde oldukça az harmoniğe sahiptir ve THD'si %8,17'dir. Sonuç olarak, ileri besleme kompanzasyon sistemi, UVM metoduyla kontrol edilen matris dönüştürücünün çıkış akım ve gerilimini iyileştirmesine rağmen girişten çekilen akımın THD'sini artırmaktadır.

7.1.4. Distorsiyonlu Giriş Gerilimlerinde Bulanık Mantık Kontrolörlü Kompanzasyon Sistemi Kullanılarak Matris Dönüştürücünün Kontrolü

Distorsiyonlu giriş gerilim koşulları altında matris dönüştürücünün girişindeki bozukluğun çıkışa yansımasını engellemek için bulanık mantık kontrollü bir geri besleme tekniği ilk kez tarafımızdan önerilmiştir. Bu sistem çıkış akımının kapalı çevrim kontrolüne dayandığından üç fazlı çıkış akımlarının ölçülmesi gerekmektedir. Bilindiği gibi giriş gerilimleri sinüzoidal olduğunda çıkış akımları da sinüzoidal olmaktadır. Ancak giriş gerilimlerinde herhangi bir bozukluk oluştuğunda çıkış akımlarında yüksek dereceli harmonikler meydana gelmektedir. Bu harmoniklerin yok edilmesi için önerilen sistem Şekil 7.10'da görülmektedir. Bulanık mantık kontrollü sistemde matris dönüştürücünün gerilim kazancı (q) giriş gerilimindeki bozukluğa göre kontrol edilmektedir.

Şekil 7.10'da görüldüğü gibi ölçülen çıkış akımları (7.5) denklemine göre çıkış akım uzay vektör büyüklüğünü (I_{do}) hesaplamak için kullanılmaktadır.

$$I_{do} = \sqrt{\frac{2}{3}\sum\left(i_a^2(t) + i_b^2(t) + i_c^2(t)\right)} = \sqrt{\frac{2}{3}\sum_{j=a,b,c} i_j^2(t)} \qquad (7.5)$$



Şekil 7.10. Bulanık mantık kontrolörlü kompanzasyon sistemi

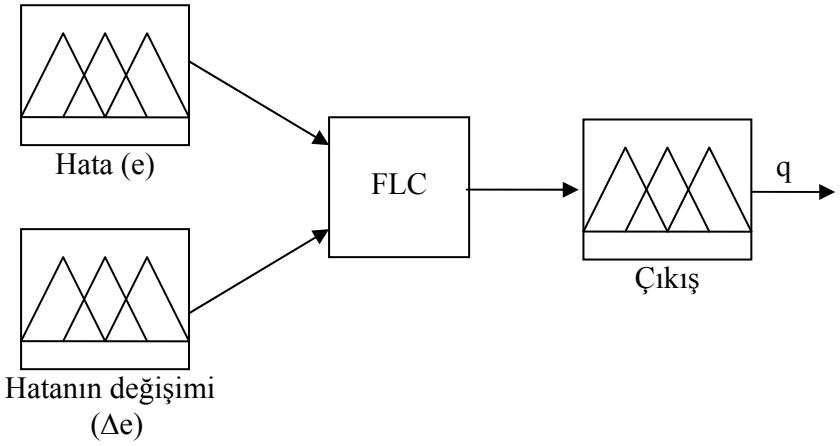
Eğer matris dönüştürücünün giriş gerilimleri sinüzoidal ve dengeli ise çıkış akımları da sinüzoidal olacaktır. Öyleyse sinüzoidal çıkış akımları kullanılarak hesaplanan çıkış akım uzay vektörü sabit bir değere sahip olmalıdır. Ancak giriş gerilimleri sinüzoidal değilse veya dengesizse çıkış akımında meydana gelecek harmoniklerden dolayı I_{do} sabit olmayacaktır. Bu varsayımdan yola çıkılarak eğer I_{do} sabit tutulabilirse, dönüştürücünün çıkışı, giriş gerilimlerindeki bozukluklardan etkilenmez. Önerilen kompanzasyon tekniği bu prensibe dayanmaktadır ve I_{do}'ı sabit bir değerde tutabilmek amacıyla bulanık mantık kontrolör kullanılmıştır.

Buna göre Şekil 7.11'de görüldüğü gibi (7.6) denkleminde verilen I_{do}'ın anlık hatası (e(k)) ve (7.7) denkleminde verilen hatanın değişimi (Δe(k)), bulanık mantık kontrol sistemine giriş olarak uygulanmaktadır ve bulanık mantık kontrol temelli kompanzasyon sisteminin çıkışında, giriş gerilimlerindeki bozukluğa göre değişken bir gerilim kazancı (q) üretilmektedir.

$$e(k) = \left[I_{do}(k) - I_{do_ref}(k) \right] \delta \tag{7.6}$$

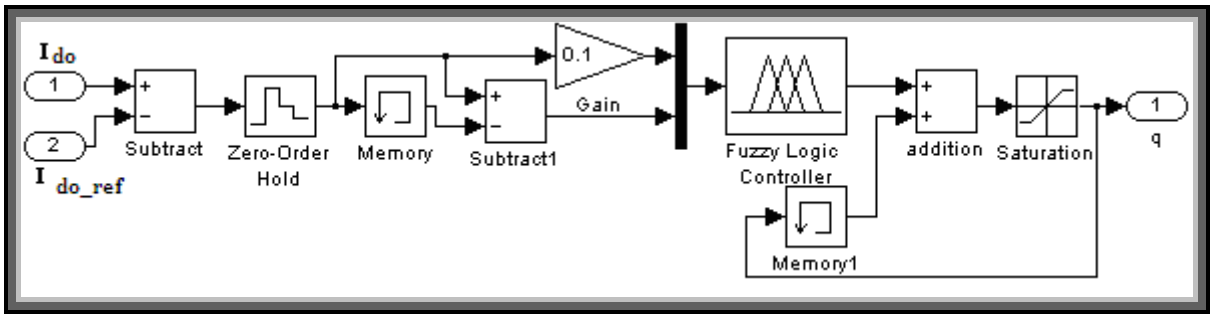
$$\Delta e(k) = \left[e(k) - e(k-1) \right] \gamma \tag{7.7}$$

Bu eşitliklerde δ ve γ normalizasyon katsayılarıdır. UVM metodunda güç anahtarlarının iletim sürelerinin hesaplanması için kullanılan eşitliklerde q yerine, bulanık mantık kontrolör tarafından üretilen değişken gerilim kazanç değeri konularak anahtarların gerçek iletim süreleri hesaplanmaktadır.



Şekil 7.11. Önerilen bulanık mantık kontrol sistemi

Bulanık mantık kontrolör temelli geri besleme sisteminin blok diyagramı Şekil 7.12'de açık bir şekilde verilmektedir. Görüldüğü gibi hatanın anlık değeri, üç fazlı çıkış gerilimlerinin ölçülmesiyle elde edilen akım uzay vektöründen referans akım değeri (I_{do_ref}) çıkarılarak hesaplanmaktadır. Hatanın değişimi ise hatanın şimdiki değeri ile bir önceki değeri arasındaki farktır.



Şekil 7.12. Bulanık mantık kontrolör temelli geri besleme sisteminin Matlab&Simulink modeli

Bu modelde bulanık mantık kontrolörün çıkışı, gerilim kazancının değişimi (Δq)'dur. Bu değer, Tablo 7.2'deki kural tabanına göre -1 ve +1 arasındadır. Gerçek gerilim kazancı (7.8) denkleminde görüldüğü gibi önceki q değeri ile Δq'nun

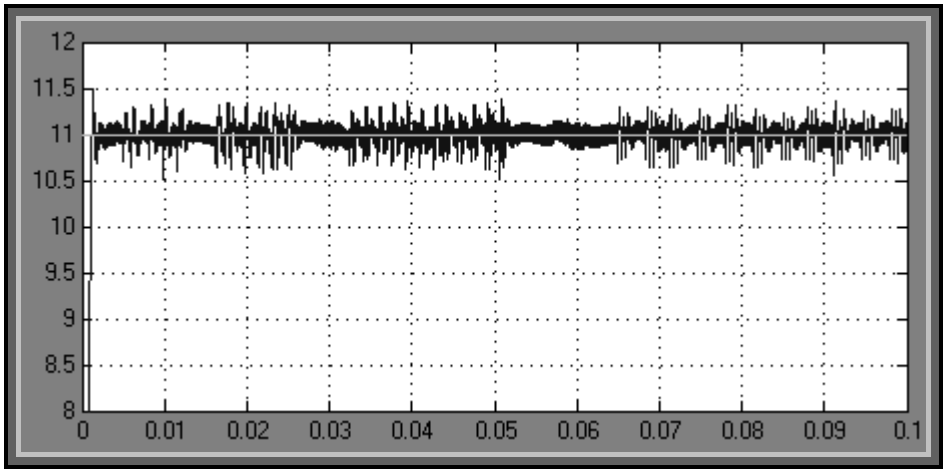
toplanmasıyla elde edilmektedir. q'nun değeri, negatif olamayacağından ve 0.866 değerini aşamayacağından sistemin çıkışına bir sınırlandırıcı eklenmiştir.

$$q(k) = q(k-1) + \Delta q(k) \qquad 0 \le q(k) \le 0.866 \qquad (7.8)$$

Tablo 7.2. Önerilen kompanzasyon metodunun kural tabanı

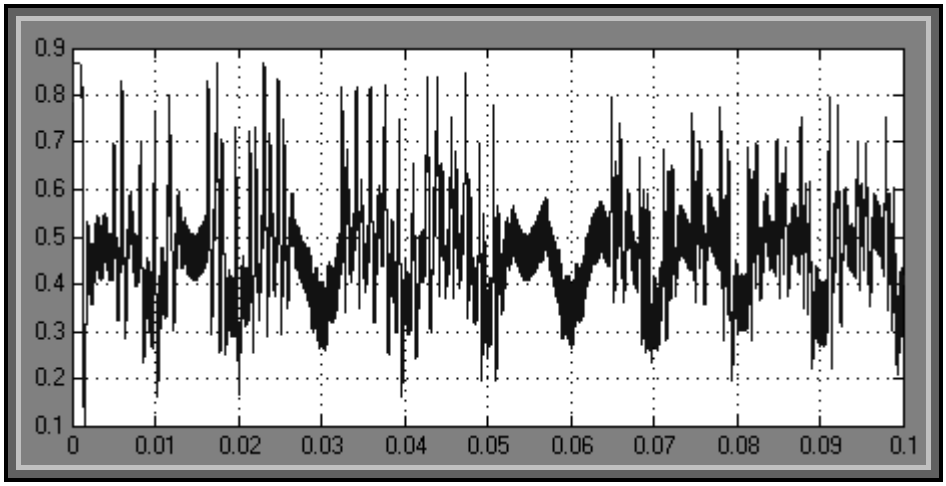
Δe/e	NB	NK	S	PK	PB
N	PB	PK	PK	S	NB
S	PB	PK	S	NK	NB
P	PB	S	NK	NK	NB

Gerçekleştirilen simülasyonlarda, matris dönüştürücünün girişine Şekil 7.2'de görülen distorsiyonlu giriş gerilimleri uygulanmış ve akım uzay vektörünün referans değeri 11 A olarak seçilmiştir. Akım uzay vektörünün bu değeri aynı zamanda yükün çekeceği akımın tepe değerine tekabül etmektedir. Şekil 7.13'de akım uzay vektörünün referans değeri (I_{do_ref}) ve çıkış akımlarının ölçülmesiyle hesaplanan akım uzay vektörü (I_{do}) görülmektedir.



Şekil 7.13. Akım uzay vektörünün referans değeri ve gerçek değeri

Bulanık mantık kontrolör temelli kompanzasyon sisteminin çıkışından elde edilen q ise, Şekil 7.14'de görüldüğü gibi giriş gerilimlerindeki bozukluktan dolayı zamanla değişen bir değere sahip olmaktadır.

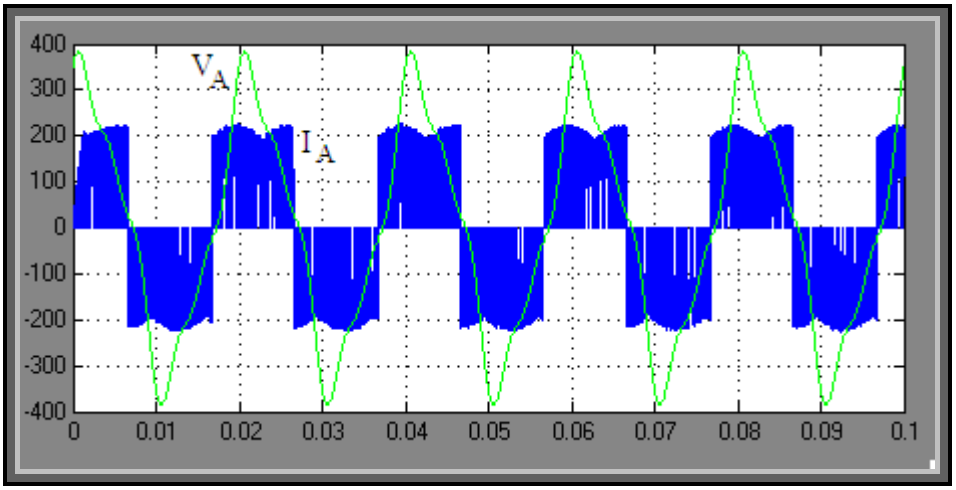


Şekil 7.14. Giriş gerilimlerindeki bozukluğa göre değişen q değeri

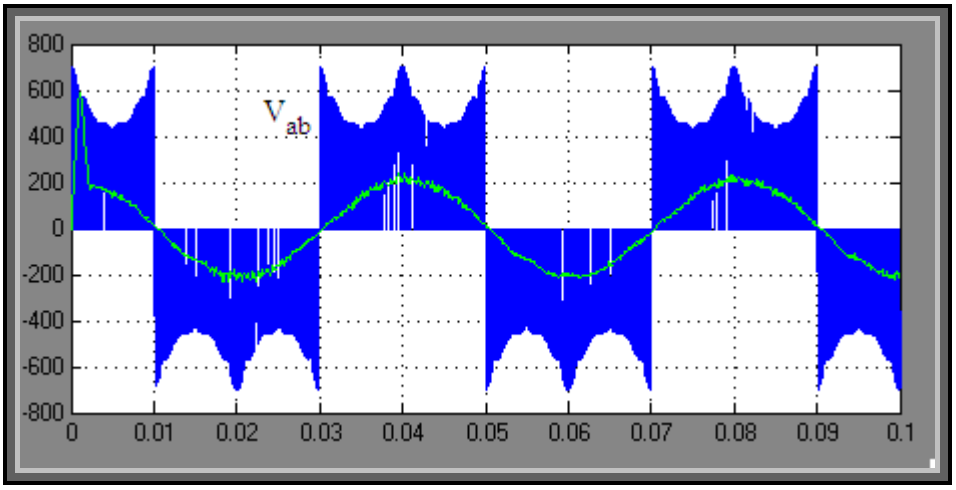
Buna göre, matris dönüştürücünün giriş gerilimi ve giriş akımı ise Şekil 7.15a'da görüldüğü gibi aynı fazdadır ve giriş akımlarının THD'si %8,59'dur. Elde edilen giriş akımı ideal giriş gerilim koşulları altında matris dönüştürücünün girişinden çekilen akımın şekline oldukça benzemektedir.

Ayrıca Şekil 7.15b'den anlaşılacağı gibi distorsiyonlu giriş gerilimlerinin etkisi fazlar arası çıkış gerilimleri üzerinde açıkça görülmektedir. Ancak kullanılan kompanzasyon metodu sayesinde bu gerilimlerin ortalama değeri de (şekildeki yeşil çizgi) sinüzoidal bir şekle sahiptir.

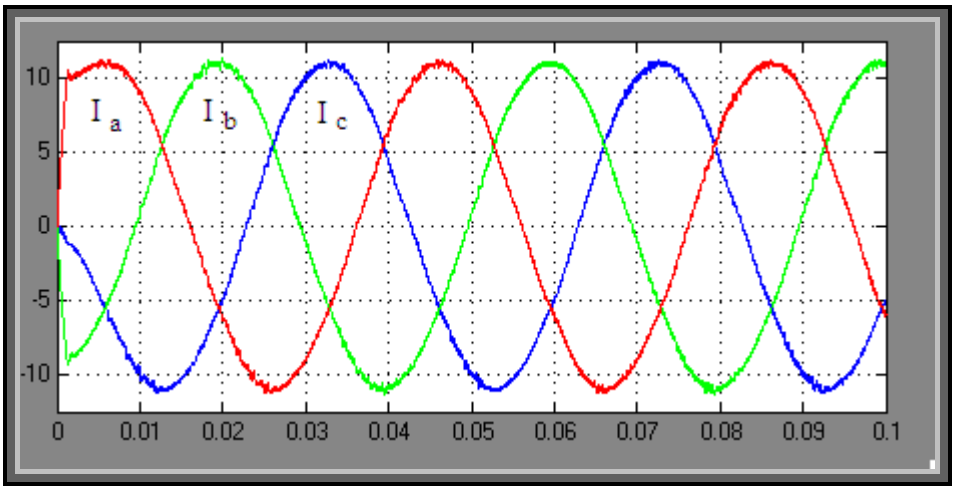
Tüm bunların yanında sistemin girişine distorsiyonlu üç fazlı gerilimler uygulanmasına rağmen matris dönüştürücünün çıkış akımları, Şekil 7.15c'de görüldüğü gibi neredeyse saf sinüzoidal bir şekle sahiptir. Saf sinüzoidal gerilimlerle beslenen ve UVM metoduyla kontrol edilen bir matris dönüştürücünün çıkış akımının THD'si 25 Hz'lik bir çıkış için %0,61 iken, bulanık mantık temelli kompanzasyon sistemi sayesinde distorsiyonlu giriş gerilimleriyle beslenen matris dönüştürücünün çıkış akımının THD'si sadece %2,65'dir. Buradan anlaşılacağı üzere bu kompanzasyon sistemi, çıkış akımlarının harmoniklerinin azaltılmasında çok etkili bir metottur.



(a)



(b)

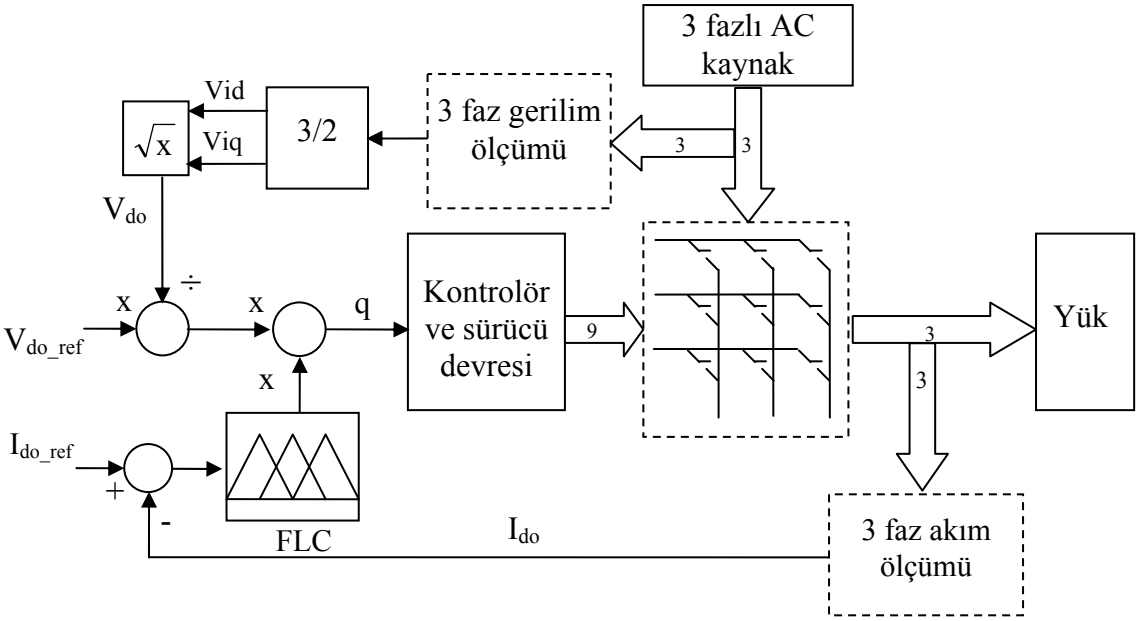


(c)

Şekil 7.15. Distorsiyonlu giriş gerilimleriyle beslenen bulanık mantık temelli kompanzasyon sistemiyle kontrol edilen matris dönüştürücü a) giriş gerilimi ve giriş akımı (5 A/div), b) çıkış fazlar arası gerilimleri, c) çıkış hat akımları (5 A/div)

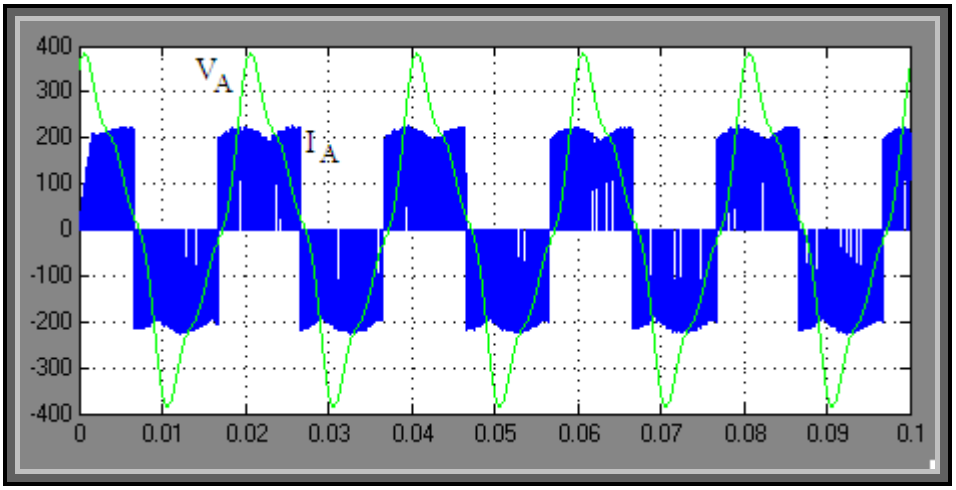
7.1.5. Distorsiyonlu Giriş Gerilimlerinde Hibrid Kompanzasyon Sistemi Kullanılarak Matris Dönüştürücünün Kontrolü

Ayrıca bu tez çalışmasında, distorsiyonlu giriş gerilimlerinin çıkışta meydana getirdiği bozucu etkilerin azaltılması için hibrid kompanzasyon sistemi önerilmiştir. Hibrid kompanzasyon sistemi Şekil 7.16'da görüldüğü gibi önerilen bulanık mantık kontrolör temelli kompanzasyon sistemi ile ileri besleme kompanzasyon sisteminin birleşiminden oluşmaktadır.

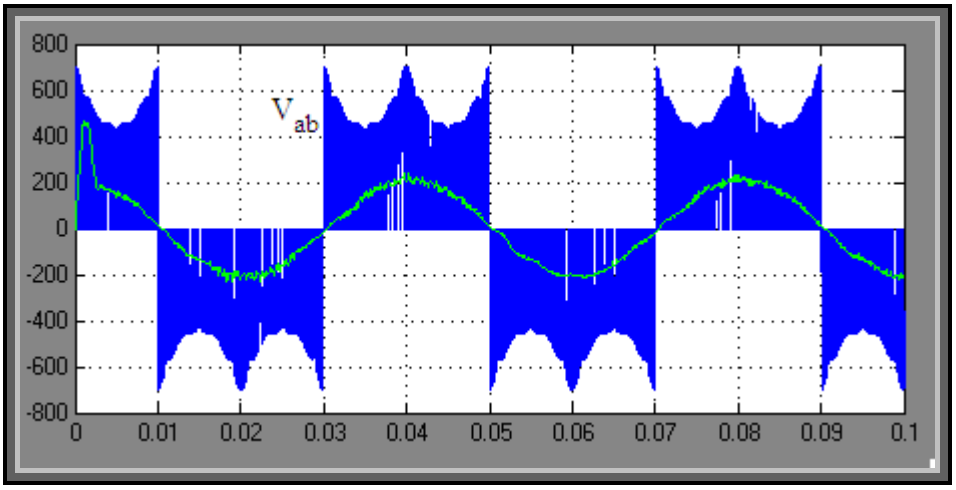


Şekil 7.16. Hibrid kompanzasyon sisteminin blok diyagramı

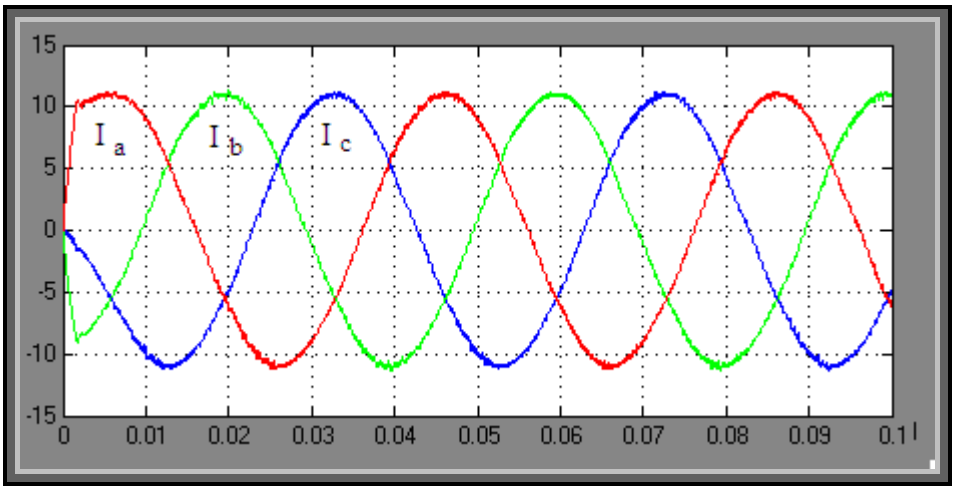
Öncelikle, üç fazlı çıkış akımları ölçülerek çıkış akımlarındaki bozulmaya göre bulanık mantık kontrolör temelli kompanzasyon sistemi tarafından değişken bir q değeri üretilir. Bu q değeri ileri besleme kompanzasyon sistemine giriş olarak uygulanır, daha sonra ileri besleme kompanzasyon sisteminde ise, sanal DC hat gerilimindeki sapma oranına göre yeni bir q değeri hesaplanır. Güç anahtarlarının iletim sürelerinin bulunması için ileri besleme sisteminin çıkışında hesaplanan q değeri kullanılır.



(a)



(b)



(c)

Şekil 7.17. Distorsiyonlu giriş gerilimleriyle beslenen hibrid kompanzasyon sistemiyle kontrol edilen matris dönüştürücü a) giriş gerilimi ve giriş akımı (5 A/div), b) çıkış fazlar arası gerilimleri, c) çıkış hat akımları (5 A/div)

Bu iletim sürelerine göre hibrid sistemle kompanze edilen matris dönüştürücünün giriş gerilimi ve giriş akımı ise Şekil 7.17a'da verilmiştir ve giriş akımının THD'si %8,5'dir.

Hibrid kompanzasyon sistemiyle kompanze edilen ve UVM metoduyla kontrol edilen matris dönüştürücünün fazlar arası çıkış gerilimi Şekil 7.17b'de görülmektedir ve bu gerilimlerin ortalaması (yeşil renkli çizgi) sinüzoidal bir şekle sahiptir.

Şekil 7.17c'de ise, 25 Hz'lik çıkış için matris dönüştürücünün üç fazlı çıkış akımları görülmektedir. Görüldüğü gibi çıkış akımlarının dalga şekli, ideal giriş gerilimiyle beslenen dönüştürücünün akım dalga şekline çok benzemektedir ve çıkış akımlarının toplam harmonik distorsiyonu %2,32 olarak ölçülmüştür. Bu THD değeri şimdiye kadar bahsedilen tüm kompanzasyon sistemleri içerisinde çıkış akımları en az harmonik içeren sistemin hibrid kompanzasyon sistemi olduğunun kanıtıdır.

7.2. Kompanzasyon Sistemlerinin Karşılaştırılması

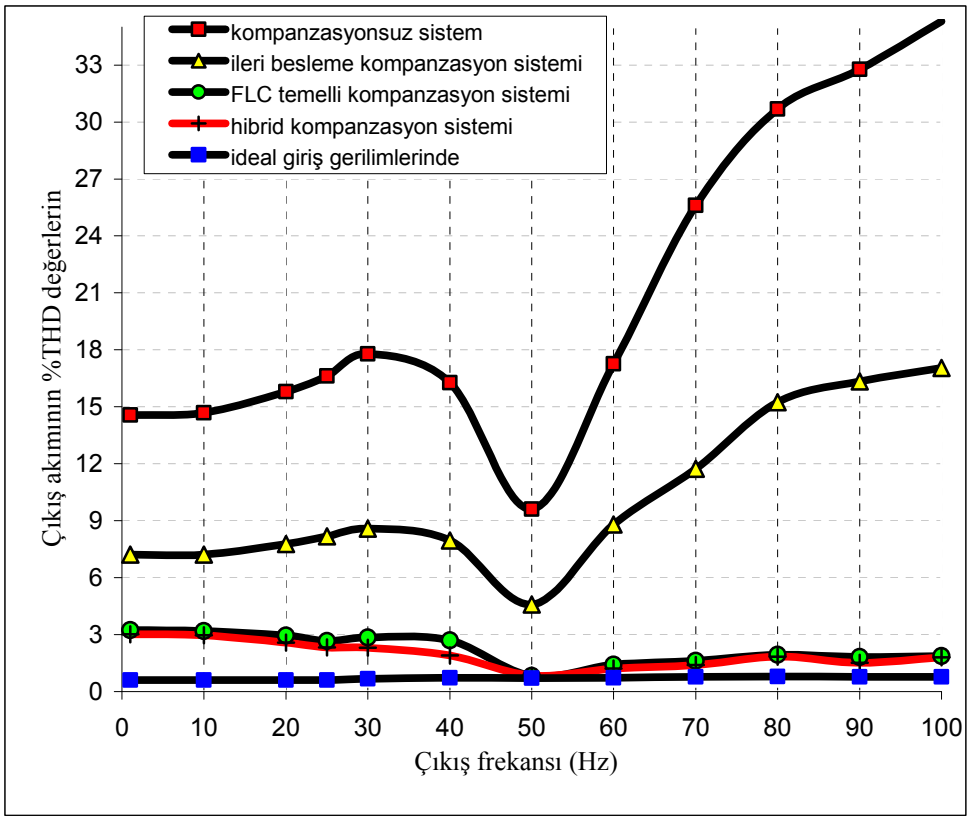
Yukarıda bahsedilen tüm kompanzasyon sistemlerinin simülasyonları aynı derecede bozukluk içeren giriş gerilimleri için gerçekleştirilmiştir. Ancak aynı giriş geriliminde matris dönüştürücünün çıkış frekansı değiştiğinde dönüştürücünün çıkış akımının THD değeri de değişmektedir. Bu nedenle kompanzasyon sistemlerini karşılaştırırken ve hangi kompanzasyon sisteminin daha etkin olduğuna karar verirken tek bir çıkış frekansı için sistemlerin karşılaştırılması yanıltıcı olabilir. Bu nedenle tüm çıkış frekans değerleri için çıkış akımının THD'sinin ölçülmesi daha doğru sonuç verecektir.

Bu tez çalışmasında öncelikle, ideal giriş gerilimlerinde 100 Hz'e kadar tüm çıkış frekansları için çıkış akımının THD değerleri ölçüldü. Daha sonra, distorsiyonlu giriş gerilimi koşulları altında herhangi bir kompanzasyon metodu kullanılmadan ve sırasıyla ileri beslemeli kompanzasyon sistemi, bulanık mantık kompanzasyon sistemi ve hibrid kompanzasyon sistemi kullanılarak matris dönüştürücünün çıkış akımının THD'leri ölçüldü.

Tablo 7.3. Kompanzasyon sistemlerinin çıkış frekansına göre THD değerleri

	f_o (Hz)	1	10	20	25	30	40	50	60	70	80	90	100
Çıkış akımının %THD'si	İdeal giriş gerilimlerinde	**0.605**	**0.6**	**0.61**	**0.61**	**0.68**	**0.725**	**0.7**	**0.72**	**0.77**	**0.8**	**0.78**	**0.77**
	Kompanzasyonsuz sistemde	14.57	14.69	15.79	16.62	17.78	16.275	9.613	17.27	25.61	30.69	32.771	35.31
	İleri besleme kompanzasyon sisteminde	7.21	7.221	7.764	8.171	8.586	7.957	4.579	8.807	11.731	15.24	16.342	17.05
	Bulanık mantık temelli kompanzasyon sisteminde	3.234	3.188	2.957	2.658	2.844	2.697	**0.818**	1.421	1.611	1.936	1.817	1.867
	Hibrid kompanzasyon sisteminde	**3.011**	**2.964**	**2.587**	**2.321**	**2.318**	**1.912**	0.836	**1.212**	**1.392**	**1.832**	**1.525**	**1.803**

Tablodaki değerlerden anlaşılacağı gibi daha önce bazı çalışmalarda sunulan ileri besleme kompanzasyon tekniği, tüm çıkış frekans değerlerinde kompanzasyonsuz sisteminkinden daha az çıkış akım THD değeri vermektedir. Bununla birlikte bulanık temelli kompanzasyon sistemi aynı koşullarda ileri besleme kompanzasyon sisteminden daha düşük çıkış akım THD'si sunmaktadır. Sonuçlar göstermektedir ki 50 Hz çıkış frekansında ideal koşullara en yakın çıkış akım THD değerini bulanık mantık temelli kompanzasyon sistemi vermektedir. Diğer tüm çıkış frekans değerleri için ise, bulanık mantık temelli kompanzasyon sisteminin çıkışının ileri besleme kompanzasyon sistemine referans olarak uygulandığı hibrid kompanzasyon sistemi, matris dönüştürücünün çıkış akımında ideal giriş gerilimleri için elde edilen THD'ye en yakın olan ve en düşük THD değerini vermektedir. Tablo 7.3'te değerleri verilen tüm kompanzasyon sistemlerinin çıkış frekansına göre THD değişimi Şekil 7.18'de görülmektedir.



Şekil 7.18. Kompanzasyon sistemlerinin THD değerlerinin karşılaştırılması

Şekilden anlaşıldığı gibi tüm çıkış frekansı değerlerinde, en büyük THD değerini distorsiyonlu giriş gerilimi koşulları altında kompanzasyonsuz sistem verirken en küçük THD değerini ideal giriş geriliminde çalışan sistem vermektedir. Tüm sistemler çıkış frekansı 50 Hz iken en küçük THD değerine sahip olmaktadır ve 50 Hz'de ideal duruma en yakın THD değeri, bulanık mantık kompanzasyon sistemindedir. Kompanzasyonsuz ve ileri besleme kompanzasyon sistemlerinde çıkış frekansı 1 Hz'den 30 Hz'e gittikçe çıkış akımının harmonik içeriği artmakta, 30 Hz'den 50 Hz'e doğru azalmakta ve 50 Hz'den yüksek frekanslara çıkıldıkça da iyice yükselmektedir. Bulanık mantık temelli sistem ve hibrid sistem 1 Hz'de en büyük değerlerine sahiptir ve bu frekansta THD değerleri sırasıyla %3.18 ve %2.96'dır. Bulanık mantık temelli sistem en küçük değerini 50 Hz'de vermektedir ve THD değeri %0.81'dir. Diğer tüm çıkış frekanslarında en küçük THD değerini hibrid sistem sunmaktadır. Bu sonuçlar tarafımızdan önerilen metotlarının etkinliğini kesin bir şekilde doğrulamaktadır.

8. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, ilk olarak Uzay Vektör Modülasyon (UVM) metoduyla kontrol edilen bir matris dönüştürücünün davranışını önceden tahmin edebilmek için Matlab&Simulink ortamında bir matris dönüştürücü modeli geliştirildi. Daha sonra, UVM metoduyla kontrol edilen matris dönüştürücünün deneysel düzeneği tasarlandı. Matris dönüştürücünün pratik uygulamasında en önemli problemlerden birisi olan komütasyon işleminin güvenli bir şekilde gerçekleştirilmesi sağlandı ve Optimum Genlikli Venturini Modülasyon (OGVM) metodunun sunduğu maksimum çıkış gerilim transfer oranı (%86,6) UVM metodu kullanılarak elde edildi. Yapılan simülasyon ve deneysel çalışmalarda elde edilen sonuçların ve çıkış akımlarının THD değerlerinin uyum içerisinde olduğu görüldü.

Ayrıca bu tez çalışmasının temel amaçlarından birisi de, distorsiyonlu giriş gerilimleriyle beslenen matris dönüştürücünün çıkış performansının iyileştirilmesidir. Bunu gerçekleştirmek için öncelikle, daha önce literatürde adı geçen ileri beslemeli kompanzasyon sisteminin simülasyon çalışmaları yapıldı, daha sonra iki adet orijinal kompanzasyon sistemi önerildi. Bunlardan birincisi, bulanık mantık kontrolör temelli geri beslemeli kompanzasyon sistemidir. Diğeri ise, bulanık mantık kontrolör temelli kompanzasyon sistemiyle ileri beslemeli kompanzasyon sisteminin birlikte kullanıldığı hibrid kompanzasyon sistemidir. Tüm bu kompanzasyon sistemlerinin modelleri ve simülasyonları Matlab&Simulink ortamında gerçekleştirildi. Önerilen bu kompanzasyon sistemlerinin distorsiyonlu giriş gerilimi koşulları altında etkinliğini doğrulamak için elde edilen simülasyon sonuçları ile kompanzasyonsuz sistemin ve ileri beslemeli kompanzasyon sisteminin simülasyon sonuçları karşılaştırıldı.

%20 üçüncü harmonik ve %10 beşinci harmonik içeren distorsiyonlu giriş gerilim koşulları altında kompanzasyon sistemlerinin simülasyon çalışmalarından çarpıcı sonuçlar elde edilmiştir. Bölüm 7'de tüm çıkış frekanslarında bütün

kompanzasyon sistemlerinden elde edilen çıkış akımlarının THD değerleri karşılaştırılmıştır. Tablo 7.3 ve Şekil 7.18'deki değişimlerden de görüldüğü gibi aynı derecede bozukluk içeren giriş gerilimlerinde en iyi sonuçları bulanık mantık temelli kompanzasyon sistemi ve hibrid kompanzasyon sistemi vermiştir. Özellikle, genel olan 50 Hz frekansında bulanık mantık temelli sistem, hibrid sisteme göre daha düşük THD değerine sahipken diğer frekanslarda ise hibrid sistem en düşük THD değerine sahiptir. Bu sonuçlar ilk kez bu tezde önerilen iki kompanzasyon sisteminin etkinliğini açık bir şekilde göstermektedir.

Bununla birlikte, ağır matematiksel işlemler gerektiren matris dönüştürücünün kontrol yazılımına, bu kompanzasyon metotlarının yazılımı da eklenince tezde kullanılan DSP'nin işlem hızı yetersiz kaldığından, önerilen kompanzasyon sistemleri sadece bilgisayar ortamında simüle edilmiş ve UVM metodu ile kontrol edilen matris dönüştürücünün pratik uygulamasına ilave edilememiştir.

Gelecekte matris dönüştürücü konusunda çalışacak olan araştırmacılara, distorsiyonlu giriş gerilimi durumunda matris dönüştürücünün performansını iyileştirmek için bu çalışmada önerilen kompanzasyon sistemlerinin pratik uygulamasını gerçekleştirebilmek, daha yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilmek ve böylece şebekeden daha kaliteli akımlar çekebilmek için yüksek hızlarda çalışan DSP'leri kullanmalarını öneririz. Ayrıca yüksek hesaplama hızı elde etmek için DSP ve FPGA kartlarının birlikte kullanılması da bu kompanzasyon sistemlerinin pratik olarak gerçekleştirilmesini kolaylaştıracaktır.

KAYNAKLAR

Alesina, A., Venturini, M. 1989. Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine Switch Direct AC-AC Converters, IEEE Transaction on Power Electronics, 4 : 101-112.

Altun H., Sünter, S. 2003. Matrix Converter Induction Motor Drive: Modeling, Simulation and Control, Electrical Engineering, Springer-Verlag, 25-33.

Bala, S., Venkataramanan, G. 2006. Matrix Converter BLDC Drive using Reverse-Blocking IGBTs, APEC'06, 660-666.

Braun, M., Hasse, K. 1983. A Direct Frequency Changer with Control of Input Reactive Power, IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives Conf., Lausanne, Switzerland, 187–194.

Casadei, D., Serra, G., Tani, A., Nielsen, P. 1997. Theoretical and Experimental Analysis of SVM Controlled Matrix Converters under Unbalanced Supply Conditions, Electromotion Journal, Vol. 4, No 1-2, 28-37.

Casadei, D., Serra, G., Tani A., Zari, L. 2009. Optimal Use of Zero Vectors for Minimizing the Output Current Distortion in Matrix Converters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 2, 326-336.

Chang, J., Sun, T., Wang, A., Braun, D. 1999. Medium Power AC–AC Converter Based on Integrated Bidirectional Power Modules, Adaptive Commutation and DSP Control, IEEE-IAS'99 Annu. Meeting.

Chen, D. F., Yao, K. C. 2006. A Dynamical Modulation Strategy of the Virtual DC-Link Voltage for Matrix Converters under Input Voltage Unbalance, ICIEA'06, 1-6.

Clumpner, C., Blaabjerg, F., Boldea, I., Nielsen, P. 2006. New Modulation Method for Matrix Converters, IEEE Transaction on Industry Application, Vol. 42, No. 3, 797-806.

Gyugyi, L., Pelly, B.R. 1976. Static Power Frequency Changers Wiley, New York.

Huber, L., Borojevic, D. 1989 Space Vector Modulator for Forced Commutated Cycloconverters, IEEE-IAS'89 Annual Meeting, 871–876.

Huber, L., Borojevic, D., Burany, N. 1989. Voltage Space Vector Based PWM Control of Forced Commutated Cycloconvertors, IEEE IECON'89, 106–111.

Huber, L., Borojevic, D., Burany, N. 1990. Digital Implementation of The Space Vector Modulator for Forced Commutated Cycloconverters, IEE PEVD Conf., 63–65.

Huber, L., Borojevic, D., Burany, N. 1992. Analysis Design and Implementation of The Space-Vector Modulator for Forced-Commutated Cycloconvertors," Inst. Elect. Eng., vol. 139, no. 2, 103–113.

Huber, L., Borojevic, D., Zhuang, X., Lee, F. 1993. Design and Implementation of a Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction, IEEE APEC'93, 860–865.

Huber, L., Borojevic, D. 1995. Space Vector Modulated Three Phase to Three Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 31, 1234–1246.

J. H.Youm, J. H., Kwon, B. H. 1999. Switching Technique for Current-Controlled AC-to-AC Converters, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, 309–318.

Jussila, M., Tuusa, H. 2007. Comparison of Simple Control Strategies of Space-Vector Modulated Indirect Matrix Converter Under Distorted Supply Voltage", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 22, No. 1, 139-148.

Karaca, H., Akkaya, R. 2006. Doğrudan Transfer Fonksiyonu Yaklaşımı ile Matris Dönüştürücülerin Modellenmesi ve Simülasyonu, ELECO'06, Bursa.

Karaca, H., Akkaya, R. 2008. A Matrix Converter Controlled with the Optimum Amplitude-Direct Transfer Function Approach. 6th International Conference on Electrical Engineering ICEENG'08, Kahire.

Karaca, H., Akkaya, R., Doğan, H. 2008. A Novel Compensation Method Based on Fuzzy Logic Control for Matrix Converter under Distorted Input Voltage Conditions", 18. International Conference on Electrical Machines ICEM'08, 1481-1485, Portekiz.

Karaca, H., Akkaya, R. 2009. Control of Venturini Method Based Matrix Converter in Input Voltage Variations", The International MultiConference of Engineers and Computer Scientists IMECS'09, Vol II, Hong Kong.

Karaca, H., Akkaya, R. 2009. An Approach for Controlling of Matrix Converter in Input Voltage Variations", Engineering Letters, Vol. 17-2, 146-150.

Kastner, G., Rodriguez, J. 1985. A Forced Commutated Cycloconverter with Control of The Source and Load Currents, EPE'85, 1141–1146.

Klumpner, C., Boldea, I., Blaabjerg, F. 2000. The Matrix Converter: Overvoltages Caused by the Input Filter, Bidirectional Power Flow, and Control for Artificial Loading of Induction Motors, Electric Machines and Power Systems, Taylor&Francis, 28:129–142.

Klumpner, C., Nielsen, P., Boldea, I., Blaabjerg, F. 2000. A New Matrix Converter-Motor (MCM) For Industry Applications, IEEE-IAS'00 Annu. Meeting.

Klumpner, C., Nielsen, P., Boldea, I., Blaabjerg, F. 2000. New Steps Toward a Low-Cost Power Electronic Building Block for Matrix Converters, IEEE-IAS'00 Annu. Meeting.

Kumar, V., Joshi, R.R., Bansal, R. C. 2009. Optimal Control of Matrix-Converter-Based WECS for Performance Enhancement and Efficiency Optimization, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 24, No. 1, 264-273.

Mahlein, J., Braun, M. 2000. A Matrix Converter without Diode Clamped Over-Voltage Protection, IPEMC 2000, Beijing, China, 817–822.

Matsuo, T., Bernet, S., Colby, R.S., Lipo, T.A. 1996. Application of the Matrix Converter to Induction Motor Drives, IEEE IAS'96 Annual Meeting, Vol. 1, 60-67.

Middlebrook, R.D. 1976. Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators, IEEE IAS'76 Annual Meeting, Chicago, 91-107.

Neft, C.L., Schauder, C.D. 1988. Theory and Design of a 30-Hp Matrix Converter, IEEE IAS'88 Annual Meeting, 934-939.

Nielsen, P., Blaabjerg, F., Pedersen, J. 1997. Novel Solutions for Protection of Matrix Converter to Three Phase Induction Machine, IEEE-IAS'97 Annu. Meeting, 1447–1454.

Nikkhajoei, H., Tabesh, A., Iravani, R. 2006. Dynamic Model of a Matrix Converter for Controller Design and System Studies, IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 21, No. 2, 744-754.

Oka, K., Matsuse, K. 2007. A Robust Current Control Method with Disturbance Observer for Matrix Converter Under Abnormal Input Voltage, Transactions on Electrical and Electronic Engineering, Wiley Interscience, **2**: 476–478.

Ortega, C., Arias, A., Caruana, C., Balcells, J., Asher, G.M. 2010. Improved Waveform Quality in the Direct Torque Control of Matrix-Converter-Fed PMSM Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 6, 2101-2110.

Rodriguez, J. 1983. A New Control Technique for AC–AC Converters, IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives Conf., Lausanne, Switzerland, 203–208.

Rodriguez, J., Silva, E., Blaabjerg, F., Wheeler, P., Clare, J., Pontt, J. 2005. Matrix Converter Controlled with the Direct Transfer Function Approach: Analysis, Modelling and Simulation, International Journal of Electronics, Vol. 92, No. 2, 63-85.

Sato, I., Itoh, J. 2007. An Improvement Method of Matrix Converter Drives Under Input Voltage Disturbances, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 22, No.1, 132-138.

Shepherd, W., Zhang, L. 2004. Power Converter Circuits, Marcel Dekker.

Sun, K., Zhou, D., Huang, L., Matsuse, K. 2004. Compensation Control of Matrix Converter Fed Induction Motor Drive under Abnormal Input Voltage Conditions, IAS'04, 623-630.

Sung, K., Nakakoji, H., Kobayashi, K., Sato, Y. 2005. An Investigation of Methods to Improve Input/Output Waveforms in Matrix Converters, Electrical Engineering in Japan, Vol. 151, No. 4, 1276–1284.

Sünter, S., Altun, H., Clare, J.C. 2002. A Control Technique for Compensating the Effects of Input Voltage Variations on Matrix Converter Modulation Algorithms, Electric Power Components and Systems, Taylor&Francis, 807-822.

Svensson, T., Alakula, M. 1991. The Modulation and Control of a Matrix Converter Synchronous Machine Drive, EPE'91, Florence, Italy, 469–476.

Toliyat, H.A., Campbell, S.G. 2004. DSP Based Electromechanical Motion Control, CRC Press.

Venturini, M. 1980. A New Sine Wave In Sine Wave Out Conversion Technique Which Eliminates Reactive Elements, POWERCON 7, E3_1–E3_15.

Venturini, M., Alesina, A. 1980. The Generalized Transformer: A New Bidirectional Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuously Adjustable Input Power Factor, IEEE PESC'80, 242–252.

Vlaktovic, V., Borojevic, D., Lee, F.C. 1996. Input Filter Design for Power Factor Correction Circuits, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 1, 199-205.

Wheeler, P., Zhang, H., Grant, D.A. 1993. A Theoretical and Practical Investigation of Switching Frequency Harmonics in a Matrix Converter, UPEC'93, 502-505.

Wheeler, P., Zhang, H., Grant, D. 1994. A Theoretical and Practical Consideration of Optimized Input Filter Design for a Low Loss Matrix Converter, IEE PEVD Conf., 363–367.

Wheeler, P., Grant, D. 1997. Optimized Input Filter Design and Low Loss Switching Techniques for a Practical Matrix Converter, Inst. Elect. Eng., Vol. 144, No. 1, 53–60.

Wheeler, P., Empringham, L., Clare, Bland, M. 2001. Matrix Converters: The Technology and Potential for Exploitation.

Wheeler, P., Rodriguez, J., Clare, J.C., Empringham, L., Weinstein, A. 2002. Matrix Converters: A Technology Review. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 49: 276–288.

Zanchetta, P., Wheeler, P., Empringham, L., Clare, J. 2009. Design Control and Implementation of a Three-Phase Utility Power Supply Based on The Matrix Converter, IET Power Electronics, Vol. 2, No. 2, 156–162.

Zargari, N.R., Joos, G., Ziogas, P.D. 1993. Input Filter Design for PWM Current-Source Rectifiers, Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'93, 824-830.

Zhang, L., Watthanasarn, C., Shepherd, W. 2001. Control of AC-AC Matrix Converters for Unbalanced and/or Distorted Supply Voltage, Power Electronics Special Conference, Vol. 2, 1108-1113.

Zhou, D., Liu, Z., Huang, L., Matsuse, K., Sasagava, K. 2007. A Novel Driving and Protection Circuit for Reverse-Blocking IGBT Used in Matrix Converter", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 43, No. 1, 3-13.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı	**:**	Hulusi KARACA
Uyruğu	**:**	T.C.
Doğum Yeri ve Tarihi	**:**	Yozgat / 1979
Telefon	**:**	+90 332 223 2053
Faks	**:**	+90 332 241 0635
e-mail	**:**	hkaraca@selcuk.edu.tr

EĞİTİM

Derece		**Adı, İlçe, İl**	**Bitirme Yılı**
Lise	:	**İnönü Lisesi, Altındağ, Ankara**	**1997**
Üniversite	:	**Selçuk Üniversitesi, Elk.-Elt. Müh. Bölümü**	**2001**
Yüksek Lisans	:	**Selçuk Üniversitesi, FBE, Elk.-Elt. Müh. A.B.D.**	**2004**
Doktora	:	**Selçuk Üniversitesi, FBE, Elk.-Elt. Müh. A.B.D.**	**2010**

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	**Kurum**	**Görevi**
2002-	**S.Ü. Mühendislik Mimarlık Fakültesi**	**Araştırma Görevlisi**

UZMANLIK ALANI

Matris dönüştürücü,
Uzay vektör modülasyon metodu,
Güç elektroniği,
Elektrik makineleri,

YABANCI DİLLER

İngilizce

YAYINLAR

Karaca, H., Akkaya, R. 2010. "Modelling and Simulation of Matrix Converter under Distorted Input Voltage Conditions", Simulat. Modell. Pract. Theory (2010), doi:10.1016/j.simpat.2010.09.005. (Doktora tezinden yapılmıştır)

Karaca, H., Akkaya, R. 2009. "An Approach for Controlling of Matrix Converter in Input Voltage Variations", Engineering Letters, Vol. 17-2, 146-150. (Doktora tezinden yapılmıştır)

Karaca, H., Akkaya, R. 2009. "Control of Venturini Method Based Matrix Converter in Input Voltage Variations", Proceedings of the International

MultiConference of Engineers and Computer Scientists IMECS'09, Vol II, 1412-1416, Mart 18-20, Hong Kong. (Doktora tezinden yapılmıştır)

Karaca, H., Akkaya, R., Doğan H. 2008. "A Novel Compensation Method Based on Fuzzy Logic Control for Matrix Converter under Distorted Input Voltage Conditions", 18th International Conference on Electrical Machines ICEM'08, 1481-1485, Eylül 6-9. Vilamoura / Portekiz. (Doktora tezinden yapılmıştır)

Karaca, H., Akkaya, R. 2008. "A Matrix Converter Controlled with the Optimum Amplitude-Direct Transfer Function Approach", 6th International Conference on Electrical Engineering ICEENG'08, Mayıs 26-29. Kahire / Mısır. (Doktora tezinden yapılmıştır)

Karaca, H., Akkaya, R. 2006. "Doğrudan Transfer Fonksiyonu Yaklaşımı ile Matris Dönüştürücülerin Modellenmesi ve Simülasyonu", ELECO'06, Aralık 6-10. Bursa / Türkiye. (Doktora tezinden yapılmıştır)

Karaca, H., Akkaya, R., Aydoğdu Ö., Kulaksız A. A. 2005. "Sensorless Control of a Brushless DC Motor by Using PIC Microcontroller", 4rd International Advanced Technologies Symposium, 368-371, Eylül 28-30. Konya / Türkiye. (Yüksek Lisans tezinden yapılmıştır)