

**TEK FAZLI VE İKİ FAZLI ASENKRON MOTORLAR  
İÇİN YENİ BİR DİREKT AA-AA ÇEVİRİCİ TASARIMI**

**Güllü BOZTAŞ**

**Yüksek Lisans Tezi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı  
Danışman: Prof. Dr. Sedat SÜNTER  
ŞUBAT-2015**

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

**TEK FAZLI VE İKİ FAZLI ASENKRON MOTORLAR İÇİN YENİ BİR DİREKT AA-AA  
ÇEVİRİCİ TASARIMI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Güllü BOZTAŞ**

**(111113103)**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 27 Ocak 2015**

**Tezin Savunulduğu Tarih: 12 Şubat 2015**

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. Sedat SÜNTER(F.Ü)**  
**Diğer Jüri Üyeleri: Prof. Dr. Hasan KÜRÜM(F.Ü)**  
**Prof. Dr. Yetkin TATAR(F.Ü)**

**ŞUBAT-2015**

## **ÖNSÖZ**

Çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren danışman hocam Sayın Prof. Dr. Sedat SÜNTER'e en içten teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışması süresince desteğini esirgemeyen ve fikirleriyle çalışmama katkıda bulunan Sayın Doç. Dr. Ömür AYDOĞMUŞ'a teşekkür eder, şükranlarımı sunarım.

Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırmaları Birimine (FÜBAP), MF 13.16 nolu proje ile vermiş oldukları finansal destekten dolayı teşekkür ederim.

**Güllü BOZTAŞ**

**ELAZIĞ-2015**

## İÇİNDEKİLER

### Sayfa No

|  |           |
|--|-----------|
| ÖNSÖZ .....  | II        |
| İÇİNDEKİLER.....   | III       |
| ÖZET .....   | V         |
| SUMMARY .....  | VI        |
| ŞEKİLLER LİSTESİ .....   | VII       |
| TABLOLAR LİSTESİ .....   | XI        |
| SEMBOLLER LİSTESİ .....  | XII       |
| KISALTMALAR LİSTESİ .....  | XIII      |
| <b>1. GİRİŞ.....</b>   | <b>1</b>  |
| 1.1 Tezin Amacı .....  | 1         |
| 1.2 Tezin Organizasyonu .....                                      | 3         |
| <b>2. MATRİS ÇEVİRİCİ .....</b>                                    | <b>4</b>  |
| 2.1 Giriş .....  | 4         |
| 2.2 Çift Yönlü Anahtarlar .....                                    | 9         |
| 2.3 Matris Çeviricilerde Koruma .....                              | 11        |
| 2.4 Tek-Fazlı Matris Çeviriciler .....                             | 13        |
| 2.5 Matris Çeviricide Kullanılan Modülasyon Algoritmaları .....    | 16        |
| 2.5.1 Kare Dalga PWM .....   | 16        |
| 2.5.2 Sinüs PWM .....  | 17        |
| <b>3. SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN MODELLENMESİ VE BENZETİMİ .....</b>        | <b>21</b> |
| 3.1 Tek Fazlı Üç Bacaklı Matris Çevirici Benzetim Modeli.....      | 21        |
| 3.2 R-L Yüğü için Benzetim Sonuçları .....                         | 22        |
| <b>4. SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN TASARLANMASI VE DENEYSEL SONUÇLAR.....</b> | <b>30</b> |
| 4.1 Donanımsal Tasarım .....                                       | 30        |
| 4.1.1 Güç Devresi Tasarımı.....                                    | 30        |
| 4.1.2 IGBT Sürme Devresi Tasarımı .....                            | 33        |
| 4.1.3 Dijital Sinyal Denetleyicisi .....                           | 35        |
| 4.2 Deneysel Sonuçlar .....  | 36        |
| 4.2.1 R-L Yüğü İçin Elde Edilen Deneysel Sonuçlar .....            | 37        |

|       |   |           |
|-------|---|-----------|
| 4.2.2 | Tek Fazlı Asenkron Motor İçin Elde Edilen Deneysel Sonuçlar ..... | 40        |
| 5.    | <b>SONUÇLAR</b> .....   | <b>43</b> |
|       | <b>KAYNAKLAR</b> .....  | <b>45</b> |
|       | <b>ÖZGEÇMİŞ</b> .....   | <b>47</b> |

## ÖZET

Tek fazlı asenkron motorlar; düşük güçlü endüstriyel makinalarda ev uygulamalarında ve tek fazlı şebekenin olduğu birçok uygulamada yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Sincap kafesli asenkron motor yüksek kalkış momenti elde etmek için yardımcı stator sargısına, kalkış kapasitörüne ve merkezkaç anahtarına ihtiyaç duyar. Yüksek moment ihtiyacı olan uygulamalarda, yüksek kalkış ve yüksek sürekli çalışma momenti üretmek için kalkış ve daimi kapasitörler birlikte kullanılırlar.

Tek fazlı asenkron motorlar sabit genlikli ve frekanslı gerilim kaynağına bağlandıklarında sabit hızda çalışırlar. AA motorunun hızı çıkışında değişken genlikli/frekansa sahip gerilim kaynaklı bir evirici ile kontrol edilebilir. Ancak, bu yapı büyük DA- bara kondansatörü ve ekstra hacim ile kontrolsüz doğrultucuya ihtiyaç duyması gibi bazı dezavantajlara sahiptir. Ek olarak, şebekenin güç kalitesi kontrolsüz doğrultucunun yapısından dolayı önemli ölçüde bozulur. Bu dezavantajlar bir AA-AA matris çevirici yapısı kullanılarak giderilebilir.

Bu tezde, AA şebekesi kullanılarak iki fazlı ayarlanabilir çıkış gerilimi elde etmek için iki fazlı AA-AA matris çevirici tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan çevirici bir R-L yükü ve iki faz sargısına sahip standart tek fazlı bir asenkron motor için test edilmiştir. Çevirici, 90 derece faz farkına sahip iki fazlı çıkış gerilimi üretebilir. Böylece, motorun düzgün çalışması için kalkış/daimi kapasitör ve merkezkaç anahtarı gibi gereksinimlere ihtiyaç duymaz. Çıkış gerilimleri ve yük akımları farklı çıkış frekansları için benzetim ve deneysel sonuçlar ile analiz edilmiştir. Motorun hız performansı çeşitli frekans değerleri için analiz edilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Tek Fazlı Matris Çevirici, Tek Fazlı Asenkron Motor, Benzetim

## SUMMARY

### A NOVEL DIRECT AC-AC CONVERTER FOR SINGLE AND TWO-PHASE ASYNCHRONOUS MOTORS

The single-phase asynchronous motors are widely used in low power industrial machines, home applications and many applications where single-phase grid is used. The squirrel-cage rotor type induction motor requires auxiliary stator windings, starting capacitor and centrifuge switch in order to have high starting torque. In applications where high torques are required starting and running capacitors are used together in transient and steady-state. The single-phase asynchronous motor operates at a constant speed when connected to a fixed amplitude and frequency voltage source.

Speed of an AC motor can be controlled by a voltage source inverter with variable amplitude/frequency. However, this structure has some disadvantages such as requiring a bulky DC-link capacitor and uncontrolled rectifier circuit. In addition, the power quality of the grid significantly decreases due to the uncontrolled rectifier nature. These disadvantages can be eliminated by using an AC-AC matrix converter structure.

In this thesis, a two-phase AC-AC matrix converter has been designed and performed to obtain two-phase adjustable output voltage. The converter has been tested with an R-L load and a standard single-phase asynchronous motor with two-phase winding. The converter can generate two-phase output voltages with 90 degree phase-shift. As a result, the motor does not need any starting/running capacitors and a centrifuge switch. Simulation and experimental results of the output voltages and load currents have been given for various output frequency. The performance of the motor has been also demonstrated for various output frequencies.

**Keywords:** Single-phase matrix converter, Single-phase asynchronous motor, Simulation

## ŞEKİLLER LİSTESİ

|  | <u>Sayfa No</u> |
|--|-----------------|
| Şekil 2.1 Üç faz beslemeli tek faz çıkışlı üç darbeleri frekans çevirici .....                 | 6               |
| Şekil 2.2 3-faz giriş 3-faz çıkışa sahip matris çevirici .....                                 | 8               |
| Şekil 2.3 Köprü diyotlu çift yönlü anahtar.....  | 10              |
| Şekil 2.4 Ortak emiterli çift yönlü anahtar.....   | 10              |
| Şekil 2.5 Ortak kollektörlü çift yönlü anahtar.....  | 11              |
| Şekil 2.6 Tek fazlı üç bacaklı matris çeviricinin koruma kenetleme devresi .....               | 12              |
| Şekil 2.7 Tek fazlı matris çeviricinin güç devresi.....  | 13              |
| Şekil 2.8 $S_1$ ve $S_2$ anahtarlarına uygulanan sinyaller .....                               | 14              |
| Şekil 2.9 Tek fazlı üç bacaklı matris çeviricinin güç devresi .....                            | 15              |
| Şekil 2.10 Anahtarlara uygulanan sinyaller.....  | 16              |
| Şekil 2.11 Kare dalga PWM sinyalinin üretildiği sürme devresinin simulink modeli .....         | 16              |
| Şekil 2.12 Kare dalga PWM ile elde edilen sinyal.....  | 17              |
| Şekil 2.13 Doğal örnekleme PWM sinyalinin üretildiği sürme devresinin simulink modeli.....     | 17              |
| Şekil 2.14 Doğal örnekleme PWM ile sürme sinyallerinin elde edilişi.....                       | 18              |
| Şekil 2.15 Simetrik düzenli örnekleme PWM.....   | 18              |
| Şekil 2.16 Asimetrik düzenli örnekleme PWM .....   | 19              |
| Şekil 2.17 Asimetrik örnekleme PWM sinyalinin üretildiği sürme devresinin simulink modeli..... | 19              |

|                   |  |    |
|-------------------|--|----|
| <b>Şekil 2.18</b> | Asimetrik düzenli örnekleme PWM ile $S_3$ ve $S_4$ anahtarlarına uygulanan sürme sinyalleri .....  | 20 |
| <b>Şekil 3.1</b>  | Tek fazlı üç bacaklı matris çevirici kullanılarak elde edilen devrenin simulink modeli .....   | 21 |
| <b>Şekil 3.2</b>  | Güç devresinin simulink modeli .....   | 22 |
| <b>Şekil 3.3</b>  | R-L yükü ve ölçüm devresinin simulink modeli .....   | 22 |
| <b>Şekil 3.4</b>  | Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış gerilim dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=10$ Hz) ..... | 23 |
| <b>Şekil 3.5</b>  | Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış akım dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=10$ Hz) .....    | 23 |
| <b>Şekil 3.6</b>  | Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış gerilim dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=30$ Hz) ..... | 24 |
| <b>Şekil 3.7</b>  | Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış akım dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=30$ Hz) .....    | 24 |
| <b>Şekil 3.8</b>  | Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış gerilim dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=50$ Hz) ..... | 25 |
| <b>Şekil 3.9</b>  | Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış akım dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=50$ Hz) .....    | 25 |
| <b>Şekil 3.10</b> | Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış gerilim dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=70$ Hz).....  | 26 |
| <b>Şekil 3.11</b> | Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış akım dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=70$ Hz).....     | 26 |
| <b>Şekil 3.12</b> | $m=0.25$ için, çıkışa ait gerilim dalga şekiller ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları.....   | 27 |
| <b>Şekil 3.13</b> | $m=0.5$ için, çıkışa ait gerilim dalga şekiller ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları.....  | 27 |

|                   |   |    |
|-------------------|---|----|
| <b>Şekil 3.14</b> | $m=0.75$ için, çıkışa ait gerilim dalga şekiller ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları.....  | 28 |
| <b>Şekil 3.15</b> | $m=0.9$ için, çıkışa ait gerilim dalga şekiller ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları.....   | 28 |
| <b>Şekil 3.16</b> | Modülasyon indeksine göre çıkış gerilimi değişim eğrisi .....   | 29 |
| <b>Şekil 4.1</b>  | Sistemin blok şeması.....   | 30 |
| <b>Şekil 4.2</b>  | RC bastırıcı devresi.....   | 31 |
| <b>Şekil 4.3</b>  | Gerilim kenetleme devresi .....   | 31 |
| <b>Şekil 4.4</b>  | Güç devresinin devre şeması ve fotoğrafı .....  | 32 |
| <b>Şekil 4.5</b>  | IGBT sürücü devresinin devre şeması ve fotoğrafı.....   | 34 |
| <b>Şekil 4.6</b>  | Ölü zaman devresi .....   | 35 |
| <b>Şekil 4.7</b>  | 1 $\mu$ s ölü zaman süresinin osiloskop ile ölçümü .....  | 35 |
| <b>Şekil 4.8</b>  | ezDSP delfino-28335 kartının görünümü.....  | 36 |
| <b>Şekil 4.9</b>  | Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriyle beslenen tek fazlı asenkron motor sürücü sisteminin deney düzeneği .....  | 36 |
| <b>Şekil 4.10</b> | Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen r-l yüklerine ait çıkış akım, gerilim dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=10$ Hz) .. | 37 |
| <b>Şekil 4.11</b> | Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen r-l yüklerine ait çıkış akım, gerilim dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik Spektrumları ( $f_0=30$ Hz)    | 38 |
| <b>Şekil 4.12</b> | Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen r-l yüklerine ait çıkış akım, gerilim dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=50$ Hz) .  | 38 |
| <b>Şekil 4.13</b> | Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen r-l yüklerine ait çıkış akım, gerilim dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=70$ Hz) .. | 39 |
| <b>Şekil 4.14</b> | Matris çevirici giriş/çıkış gerilim dalga şekilleri .....   | 39 |

|                   |   |    |
|-------------------|---|----|
| <b>Şekil 4.15</b> | Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen tek fazlı asenkron motorun çıkışına ait hız ve akım dalga şekilleri ( $f_0=10$ Hz).....  | 40 |
| <b>Şekil 4.16</b> | Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen tek fazlı asenkron motorun çıkışına ait hız ve akım dalga şekilleri ( $f_0=10$ Hz).....  | 41 |
| <b>Şekil 4.17</b> | Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen tek fazlı asenkron motorun çıkışına ait hız ve akım dalga şekilleri ( $f_0=30$ Hz).....  | 41 |
| <b>Şekil 4.18</b> | Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen tek fazlı asenkron motorun çıkışına ait hız ve akım dalga şekilleri ( $f_0=30$ Hz) ..... | 42 |

## TABLolar LİSTESİ

### Sayfa No

|                  |   |    |
|------------------|---|----|
| <b>Tablo 3.1</b> | Farklı çıkış frekansları için üç bacağa ait akım değerleri..... | 29 |
|------------------|---|----|

## SEMBOLLER LİSTESİ

|       |                                    |
|-------|------------------------------------|
| $V_g$ | : Giriş Gerilimi                   |
| $V_o$ | : Çıkış Gerilimi                   |
| $f_g$ | : Giriş Frekansı                   |
| $f_o$ | : Çıkış Frekansı                   |
| $f_s$ | : Referans Sinus Dalganın Frekansı |
| $T_s$ | : Taşıyıcı Dalganın Frekansı       |
| $m$   | : Modülasyon İndeksi               |
| $t_p$ | : Darbe Genişliği                  |

## KISALTMALAR LİSTESİ

|               |  |
|---------------|--|
| <b>AA</b>     | : Alternatif Akım                                |
| <b>DA</b>     | : Doğru Akım                                     |
| <b>PWM</b>    | : Darbe Genişlik Modülasyonu                     |
| <b>IGBT</b>   | : Kapısı İzoleli Bipolar Jonksiyon Transistör    |
| <b>MOSFET</b> | : Metal Oksit Yarıiletken Alan-Etkili Transistör |
| <b>THD</b>    | : Toplam Harmonik Bozulması                      |
| <b>DSP</b>    | : Dijital Sinyal İşlemci                         |

# 1.GİRİŞ

## 1.1. Tezin Amacı

Tek fazlı ve iki fazlı asenkron motorların evlerde ve endüstride oldukça geniş kullanım alanları vardır. Sabit genlik ve frekanslı bir kaynaktan beslenen bir asenkron motor sabit devir sayısında çalışmaktadır. Bu motorların değişken hız uygulamalarında kullanılabilmesi için değişken genlik ve frekansta gerilim üreten kaynaklar tarafından beslenmesi gerekir. Değişken frekans ve gerilim, eviriciler ile elde edilebilmektedir. Fakat eviriciler, DA barasında büyük kapasiteye sahip olmaları ve giriş tarafı kontrollü yapılmaksızın güç akışına izin vermemeleri gibi dezavantajlara sahiptir. Bunun yanında bu çalışmada göz önüne alınan tek fazlı AA-AA çeviriciler yukarıda bahsedilen dezavantajlara sahip değildir. Ayarlanabilir genlik ve frekanslı bir sinüzoidal çıkış gerilimi sağlayabilirler. Ayrıca, AA-AA dönüşümünü tek aşamalı olarak gerçekleştirirler ve büyük enerji depolama elemanlarına ihtiyaç duymazlar [1]. Bu çeviriciler hızlı dinamik cevap, büyük güç/ağırlık, güç/hacim oranları ve tek fazlı giriş/çıkış avantajlarına sahiptirler.

Çift yönlü anahtarların kullanımı motor kontrol uygulamalarında istenen rejeneratif çalışmaya müsaade eder. Yakın zamanlarda katı hal güç elektroniği elemanları teknolojisinde yaşanan gelişmeler, elektriksel sistemlerinin performansının düzelmesi yönünde olumlu etkiler yapmıştır. Eviriciler, çeviriciler, regülatörler, kıyıcılar ve bunlara benzer daha birçok alanda kullanılan bu elemanların hızlı kontrolü ile girişteki gerilimin büyüklüğü ve/veya frekansı kontrol edilebilmektedir. Çift yönlü anahtarlar, güç yarı iletken elemanlarının farklı şekillerde bağlanmasıyla elde edilebilir. Bu çalışmada kullanılan çift yönlü anahtarlar, IGBT ve diyotlar kullanılarak gerçekleştirilmiştir. IGBT'ler günümüzde orta güçlerde en çok kullanılan yarı iletken elemanlardır. Bunun nedenlerinden bazıları; hızlı olmaları, çok kolay kontrol edilebilmeleri ve iletim yönünden düşük gerilim düşümleri ve dolayısıyla düşük iletim kayıplarına sahip olmalarıdır.

Daha önceki çalışmalarda; dört adet çift yönlü anahtarlara sahip, bir asenkron motoru besleyen tek fazlı AA-AA çeviricinin ve asenkron motorun modeli Pspice ile oluşturulup devrenin benzetimi yapılmıştır [4-8, 12]. Diğer bir çalışmada ise, tek fazlı direkt AA-AA asenkron motorun Matlab/Simulink modeli kurulum güç ve kontrol devresi tasarımı

yapılmış değişik çalışma koşulları altında benzetim ve deneysel sonuçları alınarak karşılaştırılmıştır [2]. [3] numaralı çalışmada, anahtar olarak MOSFET kullanan tek fazlı çevirici modeli Matlab/Simulink paket programıyla elde edilerek çevirici tasarımı yapılmış değişik çalışma koşulları altında deneysel sonuçlar alınarak irdelenmiştir. Yine başka bir çalışmada; tek fazlı asenkron motor ve matris çevirici modeli, Matlab/Simulink paket programı kullanılarak elde edilip çeşitli frekanslarda tek fazlı kondansatörlü asenkron motorun performansı incelenmiştir [9]. Tek fazlı asenkron motorlarla ilgili yapılan diğer bir çalışmada, sabit yük momentinde tek fazlı asenkron motorda kaymanın frekans değişimiyle sabit olmadığı gösterilmiş, değişken frekanslarda tek fazlı asenkron motorun moment-kayma davranışı incelenmiştir [11]. Simetrik iki fazlı asenkron motoru sürmek için tek fazdan iki faza matris çevirici önerilmiştir. Ancak 16 adet anahtar kullanımından dolayı sürücü güç devresinin maliyeti artmaktadır [22]. Yeni bir yaklaşım olarak tek fazdan iki faz matris çevirici tasarımı simetrik iki fazlı asenkron motor için tasarlanmıştır. Bu yapıda dört bacaklı matris çevirici kullanılmıştır. Bu çalışmada ev uygulamaları için enerji tasarrufu sağlamak için anahtarlama algoritması önerilmiştir [23].

Tek ve iki-fazlı asenkron motorlar uygulama alanı olarak üç-fazlı asenkron motorlar ile karşılaştırıldığında daha az bir yere sahiptir. Ancak, bazı pazar araştırmalarına göre kalkış kondansatörlü tek-fazlı asenkron motorların yıllık ticari satışları yaklaşık 4 milyon adettir. Elektrik makinalarının bu türlerinin birçoğu sabit hız uygulaması gerektiren yerlerde tercih edilmektedir. Özellikle ısıtma/soğutma fanları ve endüstriyel pompalarda güç elektroniği ile sağlanan ayarlanabilir-hız kontrollü sürücülerin kullanılması ile geleneksel termostatik kontrollere göre %30 daha fazla enerji tasarrufu sağlamaktadır [5-7].

Bu tezin amacı ise, tek fazlı asenkron motoru direkt bir AA-AA eviriciden besleyerek açık çevrim hız kontrolünü gerçekleştirmektir. Bu amaçla yeni bir matris çevirici tasarımı yapılmıştır. Dört adet çift yönlü anahtara sahip olan geleneksel tek fazlı AA-AA çeviriciye bir bacak daha eklenmiştir. Elde edilen yeni tek fazlı matris çeviricinin orta bacağı ortak tutulmuştur. Diğer bacaklara aralarında  $90^\circ$ lik bir faz farkı olacak şekilde kare dalgalar uygulanmıştır. Böylece kondansatör kullanmadan ana sargı ile yardımcı sargı arasında  $90^\circ$  faz farkı oluşturulmuştur. Önerilen bu çeviriciyle sürülen tek fazlı asenkron motor yol alma esnasında ve sürekli rejimde kondansatörlere ihtiyaç duymayacağı için daha az bakıma gereksinim duyacaktır. Ayrıca motorun yüksek kalkış momenti ile yol alabilmesi sağlanmış olacaktır.

## 1.2. Tezin Organizasyonu

Tezin bölümleri ile ilgili kısa açıklamalar aşağıdaki gibidir.

İkinci bölümde; matris çevirici hakkında detaylı bilgi verilmiştir. Önce üç fazlı matris çeviricilere kısaca değinilmiştir. Daha sonra bu çalışmada kullanılan tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden bahsedilmiştir. Matris çeviriciyi oluşturan çift yönlü anahtar yapıları matris çeviricide kullanılması gereken koruma yöntemlerine ve anahtarlama algoritmalarına yer verilmiştir.

MATLAB ortamında benzetimi yapılmıştır. Bu sistemin benzetimi için MATLAB/SimPowerSystems blokları kullanılarak gerçeğe yakın bir model oluşturulmuştur. Elde edilen bu algoritma blokları DSP'nin programlanması için bir ön adım oluşturmuştur. Benzetim modeli; R-L yükü için test edilip çıkışa ait akım ve gerilim dalga şekilleri ve harmonik spektrumları elde edilmiştir.

Dördüncü bölümde, tek fazlı üç bacaklı matris çevirici tasarımı yapılmıştır. Bu çalışmada elde edilen matris çeviricinin güç devresinin ve güç devresinde kullanılan IGBT'ler için sürme devresinin detayları açıklanmıştır. Bu çeviricinin güç devresinde her bacadaki anahtarlara uygulanan sürme işaretlerinin her iki anahtarın aynı anda iletimde olmalarını engellemek ve dolayısıyla şebekeyi kısa devre etmemek için ölü zaman devresi kullanılmıştır. Bu bölümde ölü zaman devresinin detayları da açıklanmıştır. Ayrıca bu tasarımın diğer kısımlarını oluşturan koruma devresi, bastırıcı devresi, gerilim kenetleme devresine de değinilmiştir. Bu bölümde, tasarlanan matris çevirici önce bir R-L yükü için test edilip farklı çıkış frekansları için matris çeviricinin akım ve gerilim dalga şekilleri harmonik spektrumları ile birlikte gözlemlenmiştir. Daha sonra yük olarak tek fazlı yardımcı sargılı asenkron motor kullanılıp her iki sargı için farklı çıkış frekanslarında çıkış akım, gerilim dalga şekilleri ve harmonik spektrumları elde edilmiştir.

Tasarlanan bu yeni çeviriciyle sürülen tek fazlı asenkron motor, yol alma esnasında ve sürekli rejimde kondansatörlere ihtiyaç duymayacağı için daha az bakıma gereksinim duyacaktır. Ayrıca motorun yüksek kalkış momenti ile yol alabilmesi sağlanmış olacaktır.

Bu tez çalışması, Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (FÜBAP) Koordinasyon Birimi tarafından desteklenmiştir. (FÜBAP Proje No: MF.1316)

## 2. MATRİS ÇEVİRİCİ

### 2.1. Giriş

Asenkron motorların; DA motorlara göre düşük maliyet, az bakım gerektirmesi, sağlamlık ve güvenilirlik gibi birçok avantajı vardır. Bu yüzden günümüzde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır.

Sabit gerilim ve frekanslı bir AA kaynaktan beslenen bir asenkron motor sabit devir sayısında çalışır. Değişken hız istenen uygulamalarda ise değişken genlik ve frekansta gerilim üreten kaynaklara ihtiyaç duyulur. Bu amaçla girişte sabit genlik ve frekansta bir kaynak kullanılarak çıkışta değişik frekans ve genlikte bir gerilim elde etmek için çeşitli güç elektroniği düzenekleri tasarlanır. Bu güç elektroniği devrelerine AA-AA çeviriciler denir. AA-AA çeviriciler üçe ayrılır:

- 1) DA Bara Çeviriciler,
- 2) AA Bara Çeviriciler,
- 3) Direkt bağlı AA-AA Çeviriciler

DA bara çeviriciler; iki kısımdan meydana gelir ve sırasıyla AA-DA-AA dönüşümü yapar. Girişteki AA güç beslemesi ilk önce doğrultucu vasıtasıyla doğrultulup DA gerilime dönüştürülür. Daha sonra elde edilen DA gerilim evirici devresi yardımıyla AA gerilime dönüştürülür. Böylece çıkışta istenilen genlik ve frekansta AA gerilim elde edilir. Bu tip eviriciler beslenme özelliklerine göre Gerilim Kaynaklı Evirici ve Akım Kaynaklı Evirici olarak ikiye ayrılır. Gerilim ve akım kaynaklı eviriciler arasında yapılacak seçim yükün özelliğine göre değişir. Eğer yük harmonik akımlara karşı yüksek empedans gösteriyorsa, gerilim kaynaklı evirici kullanılır. Yük, harmonik akımlarına karşı düşük empedans gösteriyorsa, bu durumda akım kaynaklı evirici kullanılması daha uygun olacaktır [13]. DA-bara çeviriciler ucuzdur. Ayrıca bu tip çeviriciler diğer çeviricilere göre daha kolay bir yapıya sahiptir. Bu yüzden değişken hız istenen uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Fakat bu çeviricilerde, çıkış gücü iki kez dönüştürüldüğü için kayıplar diğer çeviricilere göre daha fazladır. Güç transferinin iki yönlü olabilmesi için girişte kullanılan doğrultucu devresinin kontrollü olması gerekir. Eğer girişte kontrolsüz doğrultucu kullanılırsa çevirici generatör modunda çalışamaz. Ayrıca Bu tip çeviriciler

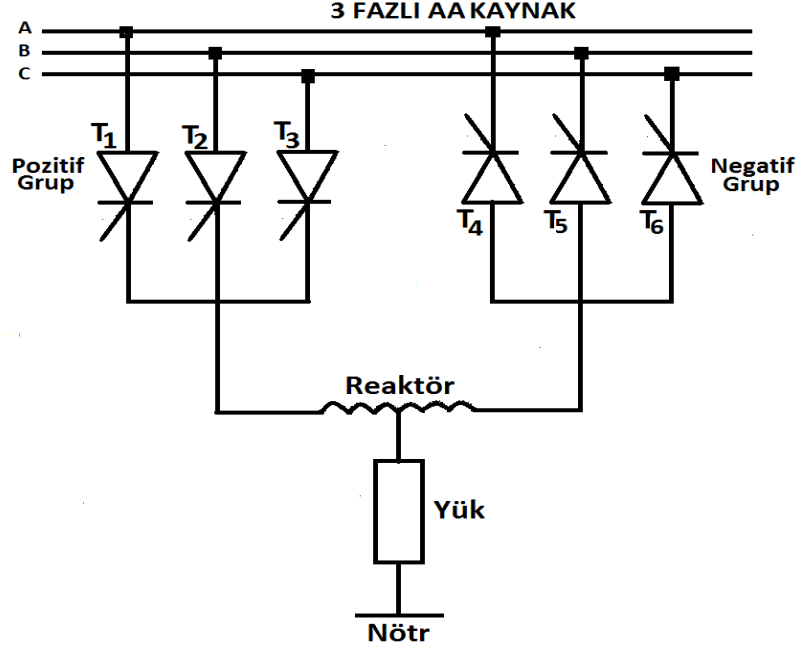
düşük frekanslarda (10 Hz'in altında) kalitesiz bir çıkış gerilimi üretirler. Bu yüzden yüksek frekanslı uygulamalarda kullanılması daha uygundur.

AA bara çeviriciler; anahtarlama kayıplarını minimize etmek ve düşük dereceli harmonikleri azaltmak için tasarlanmaktadır. Bu çeviriciler, DA barada yüksek frekanslı LC devresi kullandığından dolayı rezonans çeviriciler olarak da bilinir. Rezonans çeviriciler, anahtarlama kayıplarını azaltmak için açma ve kapama sırasında sıfır-gerilim ve /veya sıfır-akım koşulunu kullanırlar. Bu çeviricinin dezavantajları; çift yönlü güç akışı kontrolünün karmaşık olması, çok sayıda rezonans bileşenine ve anahtarlama elemanlarına ihtiyaç duymasındır.

Direkt bağlı AA-AA çeviriciler; ara enerji depolamaya ihtiyaç duymadan AA-AA dönüşümü yapabilirler. Bu tip çeviricilerde çok sayıda anahtarlara ihtiyaç duyulur ve kontrolleri zordur. Bunun yanında, motor kontrol uygulamalarında DA- bara çeviricilere göre birçok avantaja sahiptirler. Direkt bağlı AA-AA çeviriciler ikiye ayrılır:

- 1) Frekans Çeviriciler,
- 2) Matris Çeviriciler,

Frekans çeviriciler; her çıkış fazı için aynı şebekeye bağlı biri pozitif diğeri negatif olarak adlandırılan iki gruptan oluşur. Çalışma ilkesi, pozitif ve negatif gruptaki anahtarların belirli bir periyodik düzen altında tetiklenmesi esasına dayanır. Bu çeviriciler üç fazlı AA kaynaktan beslenirler. Çıkışları tek ya da üç fazlı olabilir.



Şekil 2.1. Üç faz beslemeli tek faz çıkışlı üç darbeleri frekans çevirici

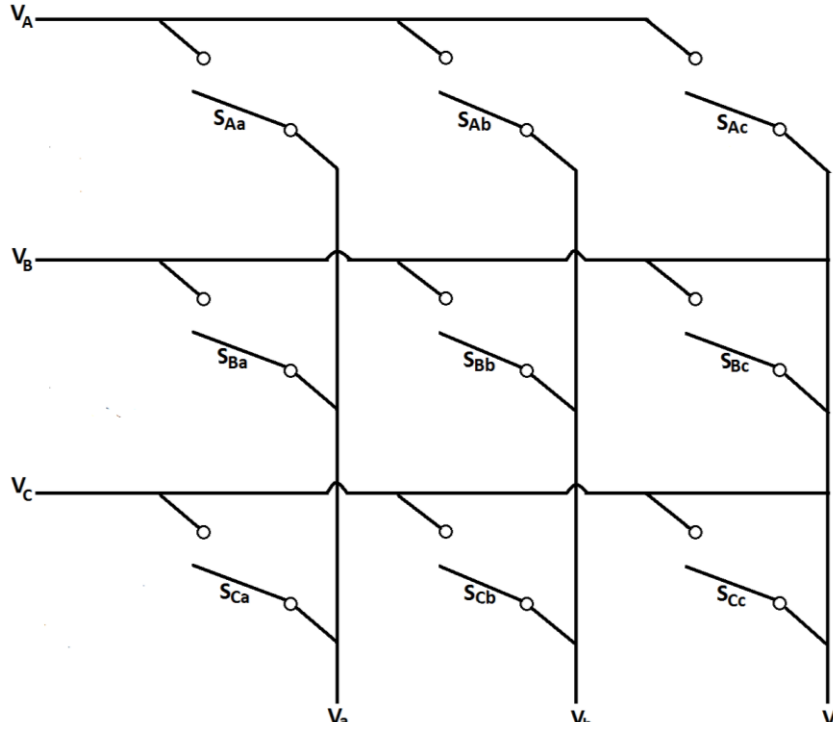
Pozitif grup, çıkış gerilim dalga şeklinin pozitif yarı periyodu süresince akım akışına izin verirken negatif grup, negatif yarı periyodu süresince akım akışına izin verir. Devre Şekil 2.1’de gösterilmiştir. Pozitif ve negatif gruplar ters paralel olarak bağlandığından dolayı bu grupların ortalama çıkış gerilimleri, çıkış frekansındaki büyük sirkülasyon akımlarından sakınmak için genlik olarak ve ters işaretli olarak eşit olmak zorundadır. Bu koşullar pozitif ve negatif grup tetikleme açıları  $\alpha_p$  ve  $\alpha_N$ ,  $\alpha_p = \pi - \alpha_N$  formülüyle düzenlendiğinde gerçekleşir. Bununla birlikte iki grubun ani çıkış gerilimleri oldukça farklıdır ve büyük harmonik akımları, düşük empedanslı devreden akacaktır. Bu durum Şekil 2.1’de gösterildiği gibi orta tıkaç bobinin kullanılmasıyla önlenir. Alternatif olarak bu akımlar, hangi grup yük akımının yarı periyodunu iletmiyorsa o grubun sürme işareti kesilerek engellenir.

Frekans çeviriciler bir anahtarlama düzeneğidir. Her bir tristör uygun zamanda iletme-kesime sokulur ve düşük frekanslı çıkış dalga şekli giriş dalga şeklinin parçalarından oluşur. Çıkış gerilim dalga şeklinin harmonik içeriği çıkışın giriş frekansına olan oranının düşürülmesiyle azaltılır ya da kaynak faz sayısının atılmasıyla azaltılır. Bu tip çeviriciler AA -AA dönüşümünü tek bir adımda direkt yapar ve düşük çıkış frekanslarında yüksek kalitede sinüs üretir. Ayrıca güç transferini her iki yönde yapabilir. Bu yüzden yüke istenilen herhangi bir güç faktörü sağlayabilir. Bu durum DA bara eviricilerde hazır olarak

mümkün değildir. Bu yüzden bu tip çeviriciler, hız değişiminin sıkça olduğu büyük güçlerde tercih edilir. Bu tip çeviricilerin avantajları yanında dezavantajları da vardır. Frekans çeviricilerde yüksek sayıda tristör kullanılır. Ayrıca kontrol devreleri eviricilere göre daha komplekstir. Küçük güçlerde bu pahalı devreler, maliyeti arttırır. Bu yüzden 100 kVA veya daha büyük güçlerde frekans çeviriciler daha ekonomik olur. Çıkış frekansları, iyi bir harmonik içeriği için en fazla girişin 1/3'ü kadar olabilir.

Matris çeviriciler, bir tür zorlamalı komutasyonlu frekans çeviricilerdir [15,16]. Matris çevirici, AA-AA güç dönüşümünü doğrudan sağlayabilen ve yarıiletken elemanlardan oluşmuş bir çevirici devresidir. Bu tip çeviriciler üç faz veya tek fazlı olabilir.

Matris çeviriciler, giriş ve çıkış hatları arasına bağlanan matris şeklinde düzenlenmiş çift yönlü anahtarlarla çeviricinin çıkış hatlarından herhangi birini giriş hatlarından herhangi birine bağlamak için düzenlenmiştir. Bu anahtarlar giriş gerilimini farklı modülasyon algoritmalarıyla anahtarlayarak çıkışta değişken genlik ve frekansta bir gerilim elde edilmesini sağlar. Çıkış geriliminin genliğini ve frekansını, anahtarların iletimde kalma süreleri belirler [12,13]. Bu anahtarların iletimde kalma süreleri ayarlanarak istenilen genlikte ve frekansta çıkış gerilimi elde edilebilir. Şekil 2.2'de çift-yönlü dokuz anahtara sahip üç fazlı bir matris çevirici devresi gösterilmiştir. Matris çeviricinin herhangi bir çıkış fazı, üç giriş fazının anahtarlama periyodu içerisinde sırasıyla anahtarlanarak çıkışa aktarılması ile elde edilir. Burada  $V_A, V_B, V_C$  giriş faz gerilimlerini,  $V_a, V_b, V_c$  çıkış faz gerilimlerini temsil eder. Çıkışın herhangi bir fazını oluşturmak için, ilgili anahtarın birer uçları her bir giriş fazına bağlanırken, diğer uçları birbirine bağlanarak çıkışın bir fazı oluşturulur. Giriş fazlarının belirli bir düzen içerisinde, belirtilen süreler içerisinde anahtarlanarak çıkış fazlarına aktarılması sonucu çıkış gerilimi elde edilir [14].



Şekil 2.2. 3-faz giriş 3-faz çıkışa sahip matris çevirici

Bu çeviricinin çıkış gerilimleri, girişi ile çıkışı arasında enerji depolama elemanlarının olmamasından dolayı doğrudan giriş gerilimlerinden üretilirler. Her çıkış gerilim dalga şekli, giriş gerilim dalga şekillerinin sıralı bir biçimde parça parça örneklenmesi ile sentezlenerek elde edilir [17].

Matris çeviriciler, frekans/gerilim dönüşümü tek bir adımda yapar ve enerji depolayan ara elemanlara ihtiyaç duymazlar. Dört bölge çalışır kalıcıdır. Bu tip çeviricilerde kullanılan anahtarlar çift yönlü oldukları için, güç akışı çift yönlüdür. Girişte yükten bağımsız olarak sinüzoidal giriş akım dalga şekilleri elde edilirken çıkışta sinüzoidal gerilim dalga şekilleri elde edilir. Harmonikler sadece anahtarlama frekansı civarındadır. Bu tip çeviricilerde girişte filtre kullanım gereksinimi minimumdur [1,18].

Matris çevirici fikri ilk olarak 1976 yılında ortaya atılmıştır. Devre, kullanılan anahtarların tam kontrollü olduğu bir frekans çevirici olarak göz önüne alındığı için zorlamalı komutasyonlu frekans çevirici olarak adlandırılmıştır. 1980 yılında Venturini'nin ilk matris çevirici çalışmasının ardından, birçok araştırma sayesinde matematiksel esaslara dayanan matris çevirici kontrol algoritmaları geliştirilmiştir. Matris çeviricilerde, diğer AA-AA çeviricilere göre çok sayıda anahtar kullanılmasından dolayı anahtarlama kayıplarının artmasına neden olur. Bu çeviricilerin giriş ve çıkış arasındaki maksimum

gerilim oranının %86,6 olması ve standart asenkron motorlar ile birlikte kullanım için uygun olmamasından dolayı endüstride kabul edilebilirliğini yavaşlatmıştır. Ancak matris çeviricinin sürücü olarak tasarlanmasıyla bu problem aşılabılır. Yani daha düşük anma gerilimine sahip motorlarla birlikte üretilmesiyle gerilim oranının dezavantajının üstesinde gelinebilir. Matris çeviricinin pratik uygulama alanları, uzay ve deniz araçlarına ait uygulamalar ile tümleşik motor sürücülerindeki gibi hacim ve ağırlığını önem taşıdığı alanlara odaklanmıştır [1,19].

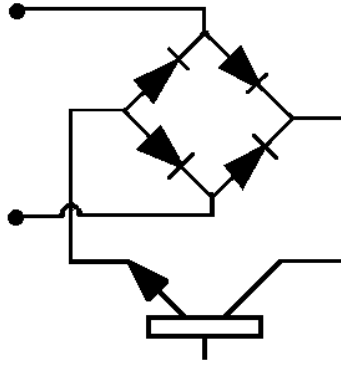
Matris çeviricilerde, boşluk diyotları bulunmadığından dolayı serbest dolaşım yoluna sahip değillerdir. Bu yüzden anahtarlar arasındaki akım komutasyonunun sağlanması oldukça zordur. Ayrıca komutasyon sürekli olarak kontrol edilmelidir. Bu nedenle, çeşitli komutasyon stratejileri üzerine çalışmalar yapılmıştır. Matris çeviricilerde uygun bir akım komutasyonu için, her bir çıkış bacağında yer alan çift yönlü anahtarlardan yalnızca bir tanesi anlık olarak iletimde kalabilir. Aksi takdirde faz-faz kısa devresi meydana gelir ve devreden kısa devre akımları akar. Bu kısa devre akımları da devreyi tahrip eder. Ayrıca, iki anahtar aynı anda açık devre olursa, oluşan büyük  $L \cdot di/dt$  geçici gerilimleri çeviriciyi tahrip edebilir. Eğer sağlanan komutasyon süresi, anahtarlama periyodundan uzun ise, çeviricinin çıkış dalga şeklinde önemli bozulmalar görülür [1].

## **2.2. Çift Yönlü Anahtarlar**

Akımı her iki yönde de iletebilen anahtara çift yönlü anahtar denir. Matris çeviriciler de her iki yönde akımı iletebilen ve ters gerilimleri bloke etme özelliğine sahip anahtarlara ihtiyaç duyarlar [14]. Günümüzde çift yönlü anahtar modülleri yeni yeni piyasaya çıkmıştır [www.dynexsemi.com]. Ancak tek bir eleman olarak üretilememektedir. Bu yapı, geleneksel tek yönlü yarı iletken anahtarların kombinasyonları ile elde edilmektedir. Kontrollü yarı iletken anahtar olarak IGBT, MOSFET, IGCT ve MCT gibi elemanlar kullanılabilir. Bu tezde çift yönlü anahtarlarda IGBT'ler kullanılmıştır. Başlıca üç tip çift yönlü anahtar konfigürasyonları mevcuttur [1].

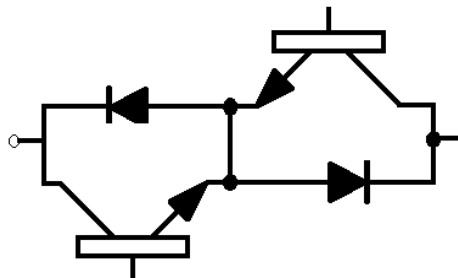
- 1) Köprü Diyotlu Çift Yönlü Anahtarlar
- 2) Ortak Emiterli Çift Yönlü Anahtarlar
- 3) Ortak Kollektörlü Çift Yönlü Anahtarlar

Şekil 2.3’de köprü diyotlu çift yönlü anahtar yapısında kullanılan yarıiletken elemanların bağlantıları gösterilmiştir. Bu tip anahtarların temel avantajı, her iki alternansta da akımı aynı anahtar taşır. Dolayısıyla sadece bir kontrol işaretine ihtiyaç duyulur. İletim boyunca sürekli olarak iki diyot ve bir anahtar iletimdedir. Akım yolu üzerinde üç eleman daima iletimde olduğu için bu tip anahtarlarda yarı iletken kayıpları fazladır. Ayrıca aynı anahtar her iki alternans boyunca iletimde olduğu için, diğer yapıları göre anahtarın akımı daha büyük seçilmelidir [14].



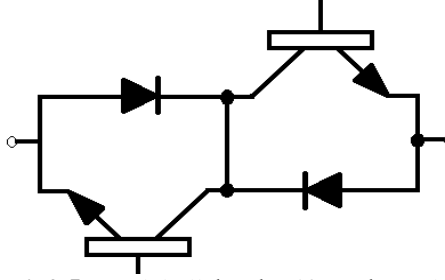
Şekil 2.3. Köprü diyotlu çift yönlü anahtar

Ortak emiterli çift yönlü anahtar yapısında, anti-paralel iki diyot ve iki anahtar kullanılmıştır. Şekil 2.4’de ortak emiterli çift yönlü anahtar konfigürasyonu gösterilmiştir. Diyotlar ters gerilimi tutmak için eklenmiştir. Her iki alternansta da sadece bir diyot ve bir anahtar iletimdedir. Bu tip anahtarlarda akım yönünü bağımsız olarak kontrol etmek mümkündür. Köprü diyotlu çift yönlü anahtarlara göre yarı iletken kayıpları azdır. Çünkü herhangi bir anda sadece iki yarı iletken eleman akım taşır. Bu yapı, çift yönlü anahtarın sürülmesi için tek bir izolasyonlu güç kaynağına ihtiyaç duyar. Çünkü ortak emiter noktasına göre her iki anahtar da aynı gerilim kaynağı ile sürülebilir [1]. Bu tip anahtarlarla oluşturulacak 3-fazlı matris çeviricide, anahtarları sürmek için 9 adet izolasyonlu kaynağa ihtiyaç duyulur [14].



Şekil 2.4. Ortak emiterli çift yönlü anahtar

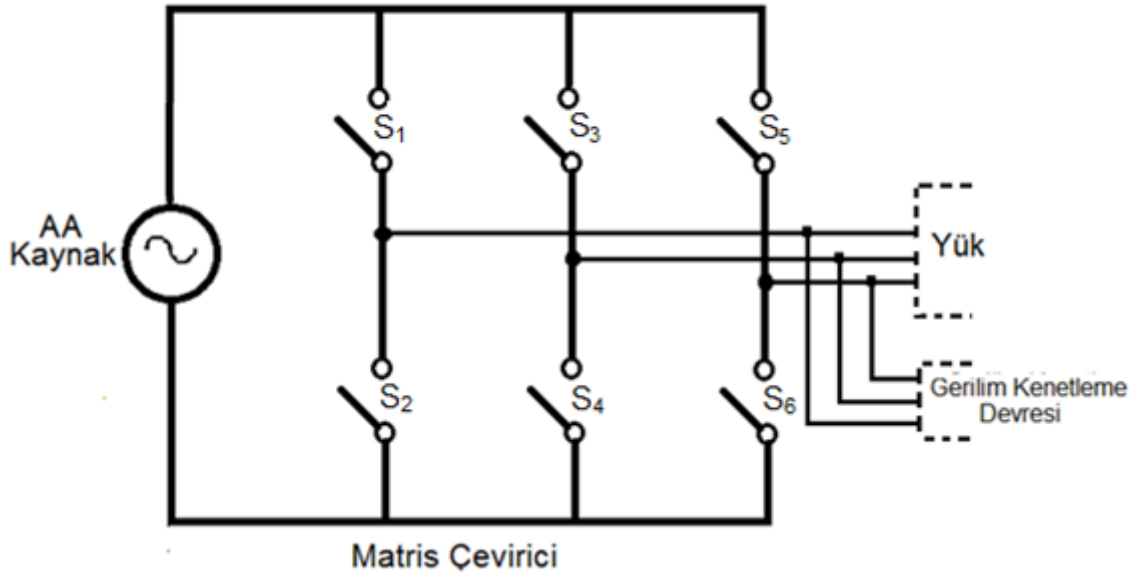
Ortak kolektörlü çift yönlü anahtar yapısı Şekil 2.5’de gösterilmiştir. Ortak emiterli yapıda olduğu gibi, ortak kolektörlü çift yönlü anahtar yapısında da iletim süresince daima bir diyot ve bir anahtar iletimdedir. İletim kayıpları ortak emiterli yapı ile aynıdır. Bu bağlantının avantajı, çift yönlü anahtarları sürmek için 3-fazlı matris çeviricinin uygun olarak düzenlenmesiyle 6 adet izolasyonlu kaynağa ihtiyaç duyulmasıdır.



Şekil 2.5. Ortak kolektörlü çift yönlü anahtar

### 2.3. Matris Çeviricilerde Koruma

Matris çeviricide, akımlar için serbest dolaşım yollarının bulunmamasından dolayı, çeviricinin kesime sokulması durumunda çevirici zarar görebilir. Bu yüzden bir takım koruma önlemleri almak gerekir. Genel olarak, aşırı yük, kısa devre ve aşırı gerilimlere karşı koruma uygulanmaktadır. Yük akımı nominal akımdan daha büyük olduğunda, tüm anahtarların doğrudan kapatılması ile aşırı yük koruması gerçekleştirilir. Bunun için LEM’ler kullanılarak klasik koruma yöntemleri uygulanabilir. Ayrıca IGBT sürücülerinden de koruma yapılabilir. İndüktif yük durumunda enerjinin kesilmesi serbest dolaşım yolu olmamasından dolayı çeviricideki elemanlara zarar vereceğinden en yaygın koruma çözümü, giriş ve/veya çıkış tarafına eklenecek gerilim kenetleme köprü diyot devresi kullanmaktır. Kenetleme devresindeki küçük kapasitör, indüktif yük akımına karşılık gelen enerjiyi depolar. Yüksek gerilim seviyelerinde çalışırken aşırı gerilimden dolayı oluşacak problemleri önlemek için ek bir önlem olarak kapasitör üzerindeki gerilim sürekli olarak ölçülür ve kapasitör geriliminin sınır değeri geçmesi durumunda çevirici durdurulur. Ancak bu korumanın gerçekleştirilmesi için gerilim algılayıcısına ve ek donanımlara ihtiyaç duyulması maliyeti arttıracığından birçok uygulamada tercih edilmemektedir. Bu tez çalışmasında Şekil 2.6’da da gösterildiği gibi sadece çeviricinin çıkış tarafında bir kenetleme devresi kullanılarak koruma gerçekleştirilmiştir [1,19,20].



Şekil 2.6. Tek fazlı üç bacaklı matris çeviricinin koruma kenetleme devresi

Yarıiletken anahtarların zarar görmemesi için bu tip matris çeviriciler, aşırı gerilim ve aşırı akımlara karşı korunmaya ihtiyaç duyarlar. Etkin ve sağlam bir koruma stratejisi, güç çeviricilerinin kararlı ve güvenilir çalışmasında önemli bir rol oynar. Çeviricinin aniden enerjisinin kesilmesi durumunda, motorun enerjisiz kalması nedeniyle serbest dolaşım yoluna ihtiyaç duyulur. Bu durumda matris anahtarlar üzerinde görülen tahrip edici aşırı gerilimlerden korunmak için, yük akımına bir serbest dolaşım yolu sağlanmalıdır. Çıkış kısa devresi nedeniyle, akımlar aşırı değerlere yükselebilir. Bu durumda koruma stratejisi genellikle bütün anahtarların kesime götürülmesi temeline dayanır. Bu koruma stratejisi, ancak yük akımları için serbest dolaşım yolu mevcut ise kullanılabilir. Bu koruma stratejisi Şekil 2.6'da gösterildiği gibi, çıkış gerilim kenetleme devresi kullanılarak sağlanır. Kenetleme devresi; anahtarları, çeviricinin aniden kapatıldığında çıkıştaki dalgalanmalardan korur. Motorun indüktif akımı kesildiğinde yükte depolanan enerji kenetleme devresinden bulunan kondansatöre transfer edilir. Eğer kondansatör yeterince büyük olursa kritik aşırı gerilim oluşmaz. Ayrıca kenetleme devresi, güç anahtarının parazitik indüktansı ve zamanlama hataları nedeniyle anahtarların komutasyonu sırasında oluşan çıkış gerilim sıçramalarına karşı da koruma sağlar [1].

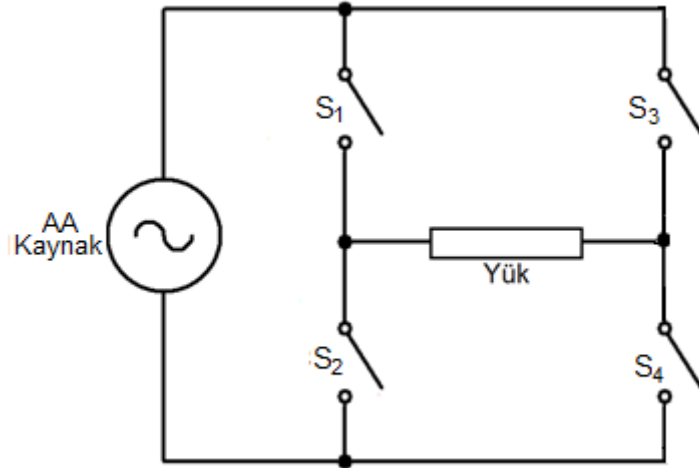
Matris çeviricilerde giriş hatlarının kısa devre durumunun üstesinden gelebilmek için ölü zaman kullanılmalıdır. Çeviricinin her bir bacağında bulunan çift yönlü anahtarların anahtarın aynı anda iletimde olmalarını engellemek ve dolayısıyla şebekeyi kısa devre

etmemek için ölü zaman kullanılmalıdır. Böylece her bir bacadaki anahtarların aynı anda ilettime geçip şebekeyi kısa devre etmelerinin önüne geçilmiş olunur.

#### 2.4. Tek Fazlı Matris Çeviriciler

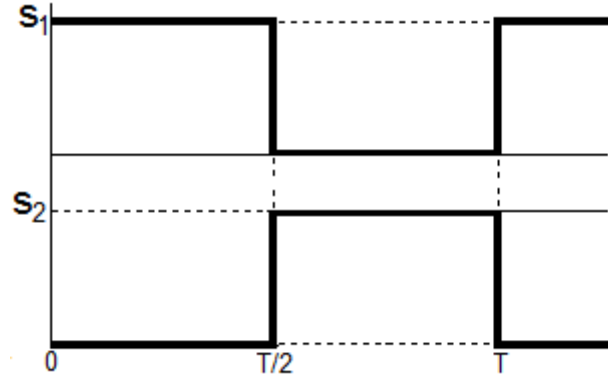
Tek fazlı matris çeviriciler; tek fazlı sabit gerilim ve frekanslı AA kaynaktan beslenirler ve çıkışta istenilen genlik ve frekansta tek fazlı bir çıkış dalga şekli elde edilmesini sağlar. Bu tip çeviriciler, DA bara çeviricilerine göre düşük çıkış frekanslarında kaliteli çıkış dalga şekillerine sahiptir. Dolayısıyla tek fazlı matris çeviriciler düşük hızlı sürücülerde oldukça üstündür. Tek fazlı matris çeviricilerin DA bara çeviricilerine göre en büyük dezavantajı ise yüksek frekanslara çıktığında çıkış dalga şekillerinin bozularak harmoniklerin artmasıdır. Bu yüzden de yüksek frekanslı endüstri uygulamalarında kullanılmazlar [10].

Tek fazlı matris çevirici topolojisi Şekil 2.7'de gösterilmiştir.



Şekil 2.7. Tek fazlı matris çeviricinin güç devresi

Güç devresindeki  $S_1, S_2, S_3, S_4$  anahtarlarının her biri çift yönlü anahtarlardan oluşmaktadır. Güç devresinde her bacadaki anahtarlara uygulanan sürme işaretleri her iki anahtarın aynı anda iletimde olmalarını engellemek ve dolayısıyla şebekeyi kısa devre etmemek için, görüldüğü gibi birbirinin tersi şeklinde uygulanmıştır. Benzer durum  $S_3$  ve  $S_4$  anahtarları için de geçerlidir. Ayrıca  $S_1$  ve  $S_2$  anahtarlarına kare dalgalar,  $S_3$  ve  $S_4$  anahtarlarına ise PWM sinyalleri uygulanmıştır.



Şekil 2.8.  $S_1$  ve  $S_2$  anahtarlarına uygulanan sinyaller

Devrenin çalışma prensibi şöyledir:  $0-T/2$  aralığında,  $S_1$  anahtarı iletimde  $S_2$  anahtarı kesimdedir.  $S_3$  ve  $S_4$  anahtarları ise PWM sinyaline göre iletime ve kesime girerler.  $S_3$ 'e uygulanan PWM sinyali pozitif olduğunda  $S_3$  anahtarı iletime geçer ve  $V_0=0$  olur. PWM sinyali sıfır olduğunda  $S_3$  anahtarı kesime girer,  $S_4$  anahtarı iletime geçer ve  $V_0=V_g$  olur.  $T/2-T$  aralığında ise  $S_1$  anahtarı kesimde  $S_2$  anahtarı iletimdedir. Buna göre PWM sinyalinin pozitif olduğunda  $S_3$  anahtarı iletime,  $S_4$  anahtarı kesime gireceğinden  $V_0=-V_g$  olur. PWM sinyali sıfır olduğunda ise  $S_3$  kesime girer.  $S_4$  iletime geçer ve  $V_0=0$  olur. Burada anahtarlara uygulanan sinyallerin frekansı aynı olup referans sinyalin frekansına eşittir. Referans sinyalinin frekansı çıkış frekansını belirlemektedir. Eğer referans sinyalinin frekansı  $f_s$ , çıkış gerilimleri  $V_o$ 'ın frekansı  $f_o$  ve giriş gerilimi  $V_g$ 'nin frekansı  $f_g$  ise çıkış frekansı;

$$V_g = V_{im} \cos(\omega_1 t) \quad (1)$$

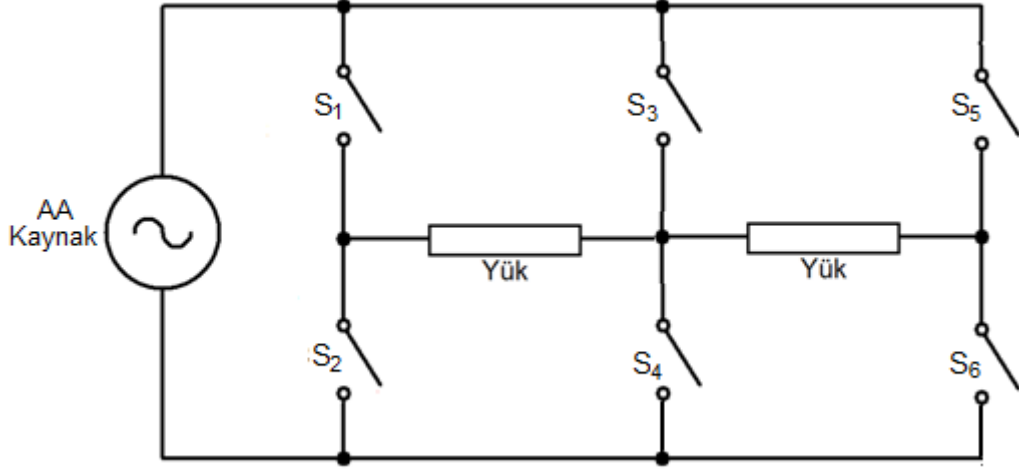
$$V_0 = V_{om} \cos(\omega_0 t) \quad (2)$$

$$f_0 = f_s - f_g \quad (3)$$

olur.

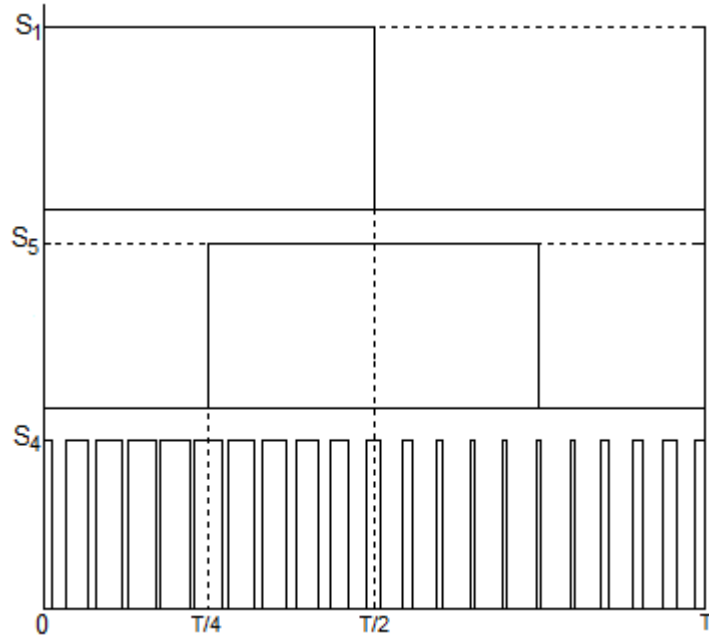
Denklem (3)' de görüldüğü gibi çıkış frekansı, referans sinyalinin frekansı ile giriş frekansı arasındaki farka eşittir. Giriş gerilimin frekansı sabit olduğuna göre çıkış geriliminin frekansı referans sinyalinin frekansı ile kontrol edilebilir [2]. Örneğin; 50 Hz'lik bir kaynaktan beslenen tek fazlı bir AA-AA çeviricinin çıkışında 20 Hz'lik bir çıkış elde etmek istendiğinde referans sinyalinin frekansı 70 Hz olarak ayarlanması gerekir.

Bu tezde Şekil 2.7’de gösterilen güç devresine bir bacak daha eklenerek tek fazlı üç bacaklı matris çevirici elde edilmiştir. Bu topoloji bir faz giriş iki faz çıkış matris çevirici olarak da adlandırılabilir.



Şekil 2.9. Tek fazlı üç bacaklı matris çeviricinin güç devresi

Bu devrede de iki bacaklı tek fazlı matris çeviricide olduğu gibi çift yönlü anahtarlar kullanılmıştır. Güç devresinde her bacakta anahtarlara uygulanan sürme işaretleri her iki anahtarın aynı anda iletimde olmalarını engellemek ve dolayısıyla şebekeyi kısa devre etmemek için birbirinin tersi şeklinde olmaktadır. 1. bacağı ve 2. bacağı uygulanan sürme işaretleri iki bacaklı tek fazlı matris çevirici yapısındaki gibidir. 3. bacağı uygulanan sürme işareti de yükün tek fazlı motor olması durumunda birinci bacağı uygulanan sürme işaretinin  $90^\circ$  faz farklı halidir. Şekil 2.10’da bacaklara uygulanan sürme işaretleri gösterilmiştir. İlk iki bacağın çalışma prensibi iki bacaklı tek fazlı matris çeviriciyle aynıdır. 3. bacağın çalışması ise şöyledir:  $T/4-3T/4$  aralığında,  $S_5$  anahtarı iletimde  $S_6$  anahtarı kesimdedir.  $S_3$  ve  $S_4$  anahtarları ise PWM sinyaline göre iletime ve kesime girerler.  $S_3$ ’e uygulanan PWM sinyali pozitif olduğunda  $S_3$  anahtarı iletime geçer ve  $V_0=0$  olur. PWM sinyali sıfır olduğunda  $S_3$  anahtarı kesime girer,  $S_4$  anahtarı iletime geçer ve  $V_0=V_g$  olur.  $0-T/4$  ve  $3T/4-T$  aralığında ise  $S_5$  anahtarı kesimde  $S_6$  anahtarı iletimdedir. Buna göre PWM sinyalinin pozitif olduğunda  $S_3$  anahtarı iletime,  $S_4$  anahtarı kesime gireceğinden  $V_0= -V_g$  olur. PWM sinyali sıfır olduğunda ise  $S_3$  kesime girer.  $S_4$  iletime geçer ve  $V_0= 0$  olur.

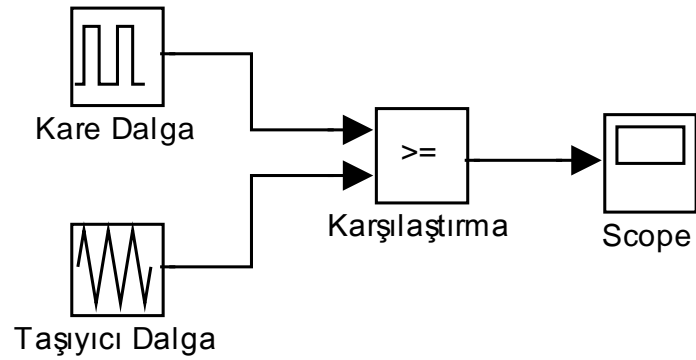


Şekil 2.10. Anahtarlara uygulanan sinyaller

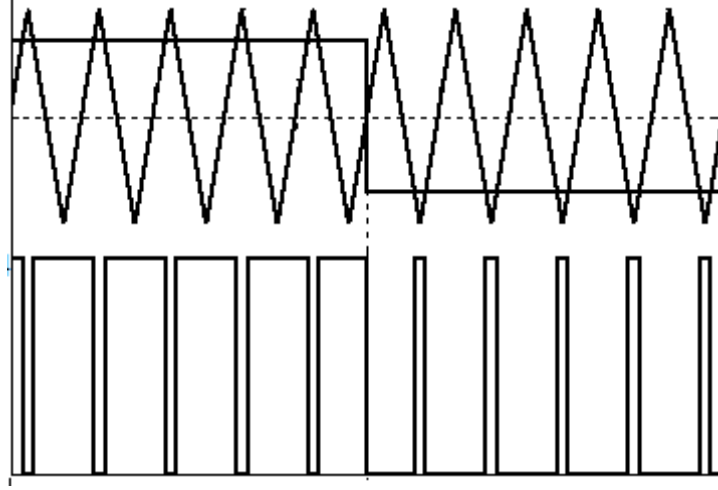
## 2.5. Tek Fazlı Matris Çeviricilerin Modülasyon Algoritmaları

### 2.5.1. Kare Dalga PWM

Bu PWM şekli Şekil 2.11’de gösterilmiştir. Yüksek frekanslı taşıyıcı dalga ile Denklem 3’de formüle edilen  $f_s$  frekanslı kare dalganın karşılaştırılması sonucu elde edilir.



Şekil 2.11. Kare dalga PWM sinyalinin üretildiği sürme devresinin simulink modeli



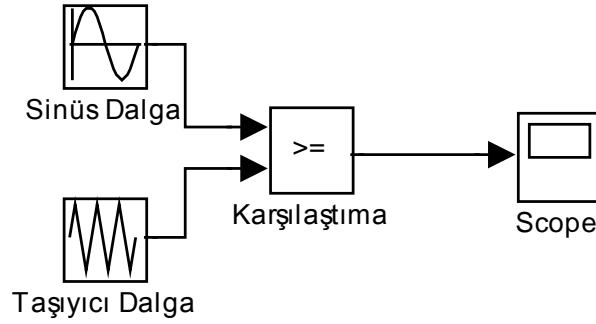
Şekil 2.12. Kare dalga PWM ile elde edilen sinyal

### 2.5.2. Sinüs PWM

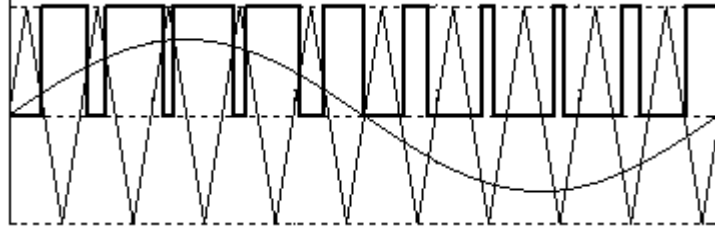
Bu yöntem yüksek frekanslı taşıyıcı dalga ile referans sinüs dalganın karşılaştırılması esasına dayanır. Sinüs PWM üç şekilde gerçekleştirilebilir.

- a) Doğal Örneklemeli PWM
- b) Simetrik Örneklemeli PWM
- c) Asimetrik Örneklemeli PWM

**Doğal Örneklemeli PWM:** Bu PWM tekniğinde referans sinüs dalga ile yüksek frekanslı taşıyıcı dalga Şekil 2.13’de olduğu gibi analog olarak karşılaştırılır.

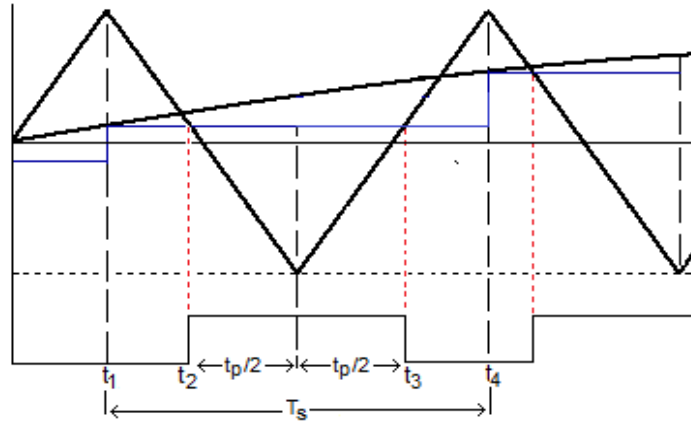


Şekil 2.13. Doğal örneklemeli PWM sinyalinin üretildiği sürme devresinin simulink modeli



Şekil 2.14. Doğal örneklemeli PWM ile sürme sinyallerinin elde edilmesi

**Simetrik Düzenli Örneklemeli PWM:** Simetrik düzenli örneklemeli PWM tekniğinde, taşıyıcı frekansın her periyodunda örnekleme yapılır.



Şekil 2.15. Simetrik düzenli örneklemeli PWM

$t_p$ =Darbe genişliği,  $m$ =modülasyon indeksi,  $f_s$ =referans sinüs dalganın frekansı

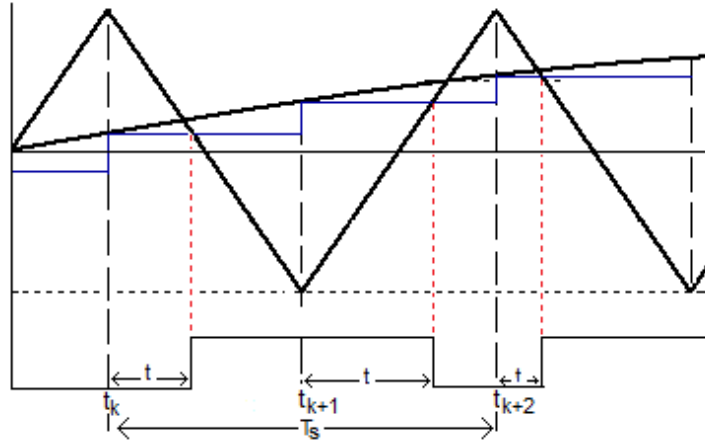
$T_s$ =Taşıyıcı dalganın periyodu ise ;

$$t_p = t_3 - t_2 \quad (4)$$

$$t_p = \frac{T_s}{2} (1 + m \sin(2\pi f_s t_1)) \quad (5)$$

$$t_2 = \frac{T_s}{2} - \frac{t_p}{2} \quad (6)$$

**Asimetrik Düzenli Örneklemeli PWM:** Bu PWM tekniğinin çalışma prensibi şöyle açıklanabilir: Bu metotta iki sayıcı kullanılır. Bu iki sayıcı da saymaya aynı anda başlar. İlk sayıcı sürekli olarak taşıyıcı dalganın yarım periyot süresini sayar. Sayma işlemi bittiğinde sayıcısı kesme üretir ve tekrar aynı süreyi saymaya başlar. Diğer sayıcı ise  $t$  süresini sayar. Sayma işlemi tamamlandığında üretilen kesme PWM sinyalinin lojik olarak terslenmesini sağlar. Her yarım anahtarlama periyodunda bir sonraki periyotta kullanılacak  $t$  süresi hesaplanır [13].



Şekil 2.16. Asimetrik düzenli örnelemeli PWM

$m$ =Modülasyon indeksi;

$T_s$ =Taşıyıcı dalganın periyodu;

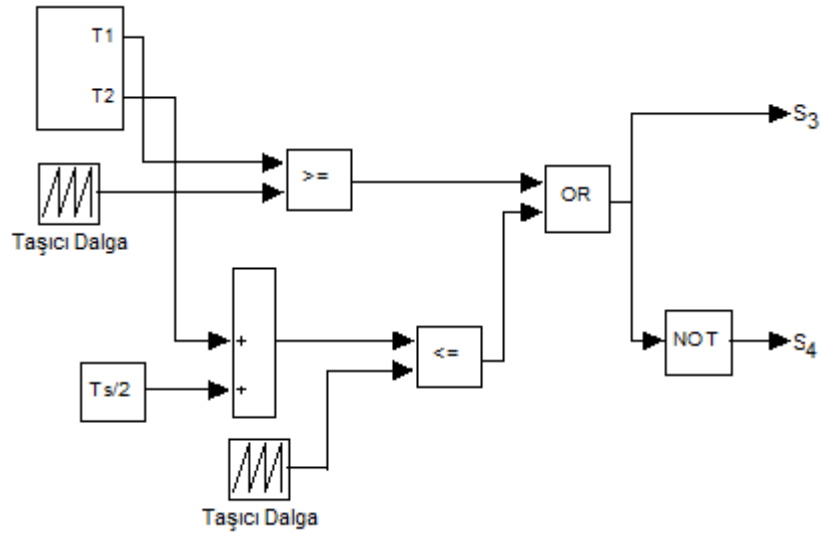
$f_s$ =Referans sinüs dalganın frekansı;

Taşıyıcı dalganın pozitif alternansında sayılacak  $t$  süresi;

$$t = \frac{T_s}{4} (1 - m \sin(2\pi f_s t_k)) \quad (7)$$

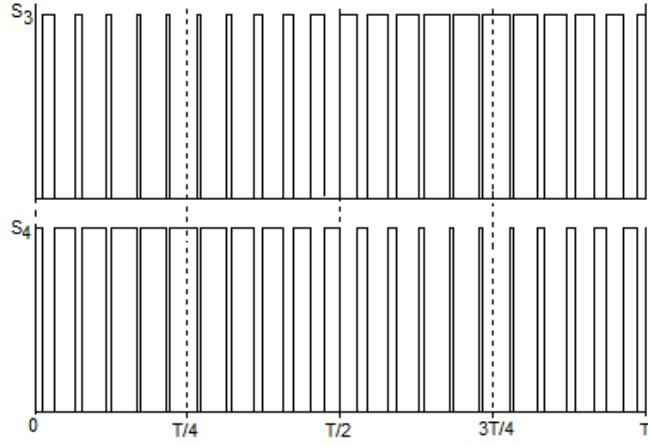
Taşıyıcı dalganın negatif alternansında sayılacak  $t$  süresi ise;

$$t = \frac{T_s}{4} (1 + m \sin(2\pi f_s t_{k+1})) \quad (8)$$



Şekil 2.17. Asimetrik örnelemeli PWM sinyalinin üretildiği sürme devresinin simulink modeli

Bu tezde asimetrik düzenli örnelemeli PWM tekniği kullanılmıştır. 3.ve 4. anahtarlara uygulanan PWM işaretleri şekil 2.18'de gösterilmiştir.



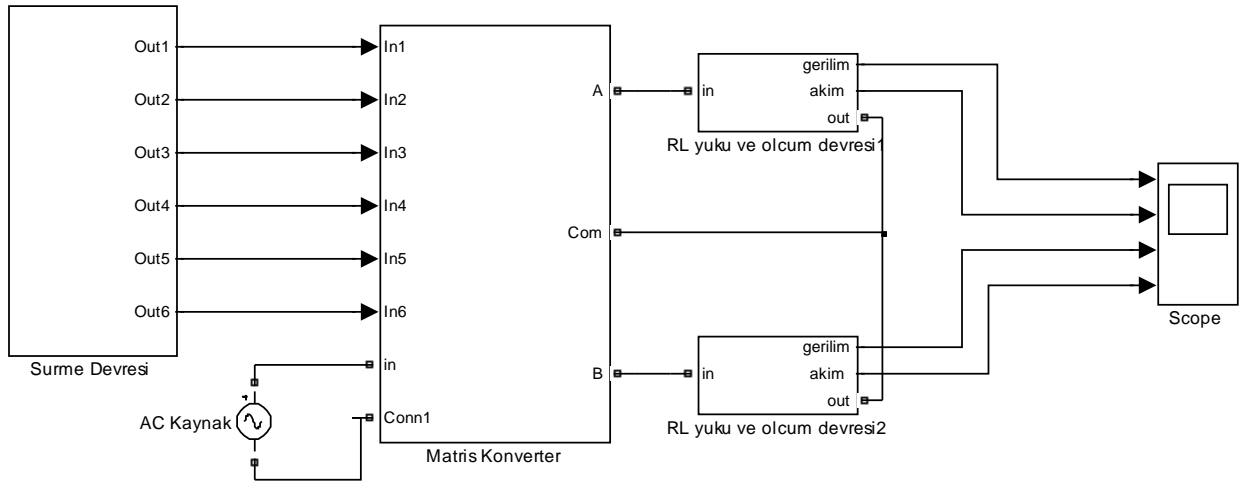
**şekil 2.18.** Asimetrik düzenli örnelemeli PWM ile  $S_3$  ve  $S_4$  anahtarlarına uygulanan sürme sinyalleri

### 3. SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN MODELLENMESİ VE BENZETİMİ

#### 3.1. Tek Fazlı Üç Bacaklı Matris Çevirici Benzetim Modeli

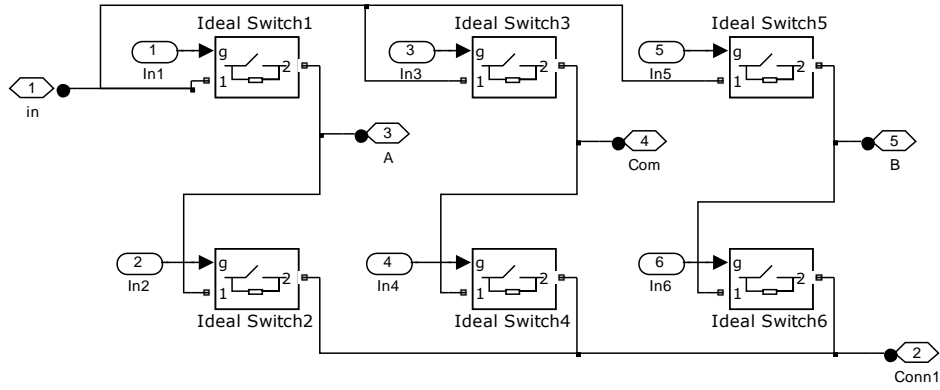
Şekil 3.1'deki model; güç devresi modeli, sürme devresi modeli ve yük devresi modelinden oluşmaktadır. Güç devresi modeli, seri yapıya çift yönlü anahtarlardan oluşur. Sürme devresi modeli, anahtarları kontrol eden sürme sinyallerini üretir. Yük devresi modeli ise çıkışa bağlanan 2 adet R-L yük modelinden oluşur. Çevirici olarak tek fazlı üç bacaklı matris çevirici kullanılmıştır. Matris çeviricinin bir bacağı iki sargı için de ortak kullanılmıştır. Ortak olan bacak PWM sinyalinin üretildiği kısımdır. Ortak olmayan bacaklardan ilkinde kare dalga, ikincisine de ilk bacağına uygulanan kare dalgaya göre 90° faz farklı kare dalga uygulanmıştır.

Bu bölümde tek fazlı matris çeviricinin simulink benzetimi gerçekleştirilmiştir. Modelde kullanılan devrelerin simulink modelleri verilmiştir. Ayrıca çeviricinin uçlarına R-L yükleri bağlanarak farklı frekanslar için çıkış akım, gerilim, hız moment grafikleri elde edilmiştir. Ayrıca çıkış akım dalga şekilleri için harmonik analizi de yapılmıştır.



Şekil 3.1. Tek fazlı üç bacaklı matris çevirici kullanılarak elde edilen devrenin simulink modeli

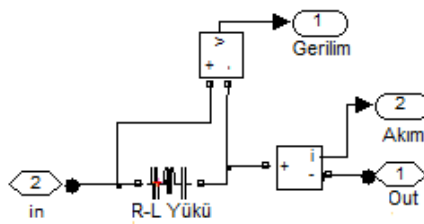
**Güç Devresi Modeli:** Tek fazlı üç bacaklı matris çeviricinin güç modeli Şekil 3.2'de gösterilmiştir. Şekil 3.2'de görüldüğü gibi bu devre 6 adet akımı her iki yönde de iletebilen çift yönlü anahtarlardan meydana gelmiştir.



Şekil 3.2. Güç devresinin simulink modeli

**Sürme Devresi Modeli:** Bu çeviricinin sürme devresi modeli aralarında  $90^\circ$  faz farkı olacak şekilde birinci ve üçüncü bacaklara uygulanan kare dalgalar ve 2. bacağa uygulanan PWM sinyalinin oluşmaktadır. Ayrıca aynı bacadaki anahtarların aynı anda ilettime geçmelerini engellemek için, anahtarlara lojik olarak tersi işaretli sinyaller uygulanmıştır. Ayrıca 2. bacağa uygulanan PWM sinyali asimetrik düzenli örnekleme yöntemiyle üretilmiştir.

**Yük Devresi Modeli:** Bu model aynı özelliklerde 2 adet R-L yükünden oluşmaktadır. Şekil 3.3’de yük modeli gösterilmiştir. Çeviricinin çıkışındaki akım ve gerilim dalga şekillerini görmek için uygun izleme elemanları yerleştirilmiştir. Bu elemanlar sayesinde çevirici çıkışındaki gerilim ve akım dalga şekilleri simülasyon çalışırken eş zamanlı olarak görülebilir.

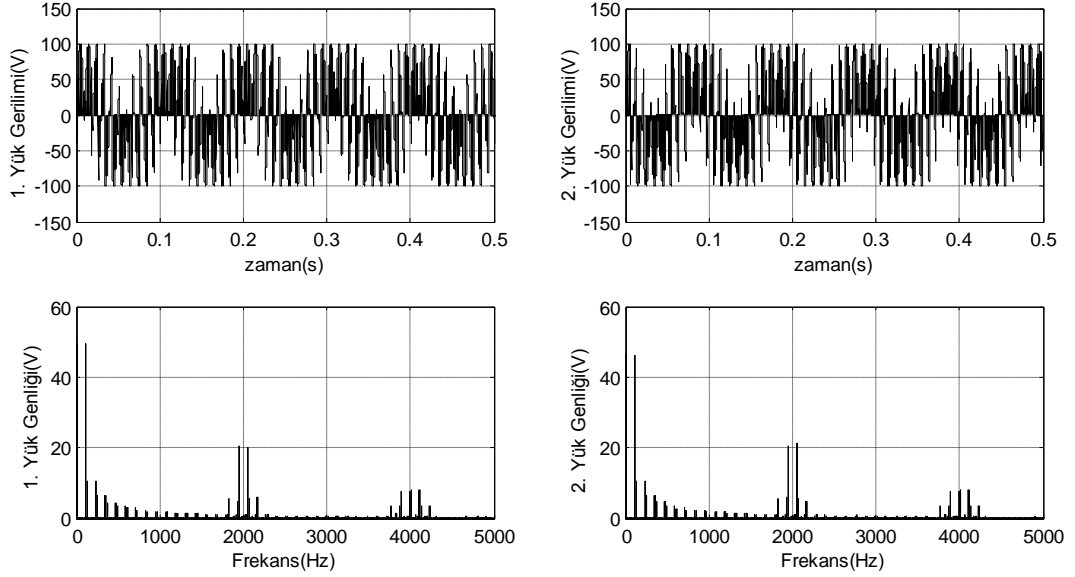


Şekil 3.3. R-L yükü ve ölçüm devresinin simulink modeli

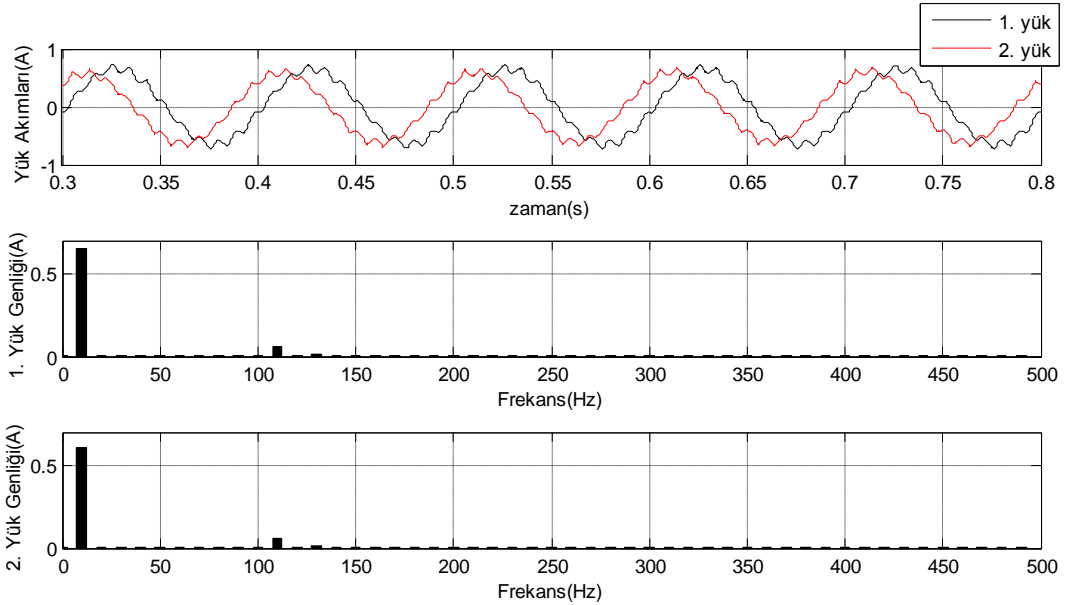
### 3.2. R-L Yükü İçin Benzetim Sonuçları

Elde edilen tek fazlı üç bacaklı matris dönüştürücü modelinin girişine tepe gerilimi 100V ve frekansı 50 Hz olan bir gerilim kaynağı uygulanmıştır. Matris dönüştürücünün anahtarlama frekansı 2kHz ve modülasyon indeksi 0.8’dir. Bu dönüştürücü,  $R=9.4 \Omega$  ve  $L=1.2 \text{ H}$

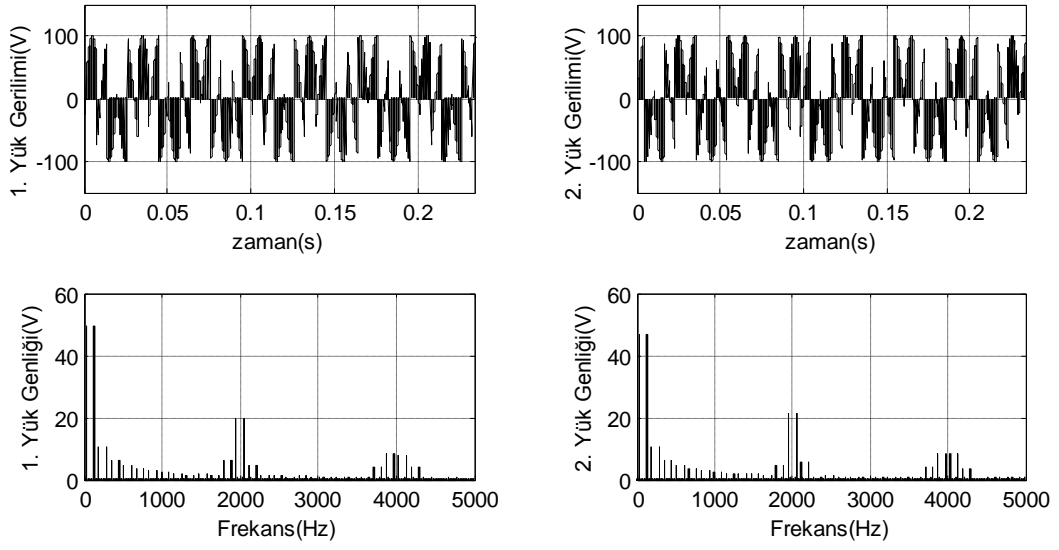
değerindeki pasif bir R-L yüküyle yüklenerek, farklı frekanslar için çıkışa ilişkin gerilim ve akım dalga şekilleri elde edilmiştir. Aynı zamanda çıkışa ait akım ve gerilim dalga şekillerinin harmonik analizi yapılmıştır.



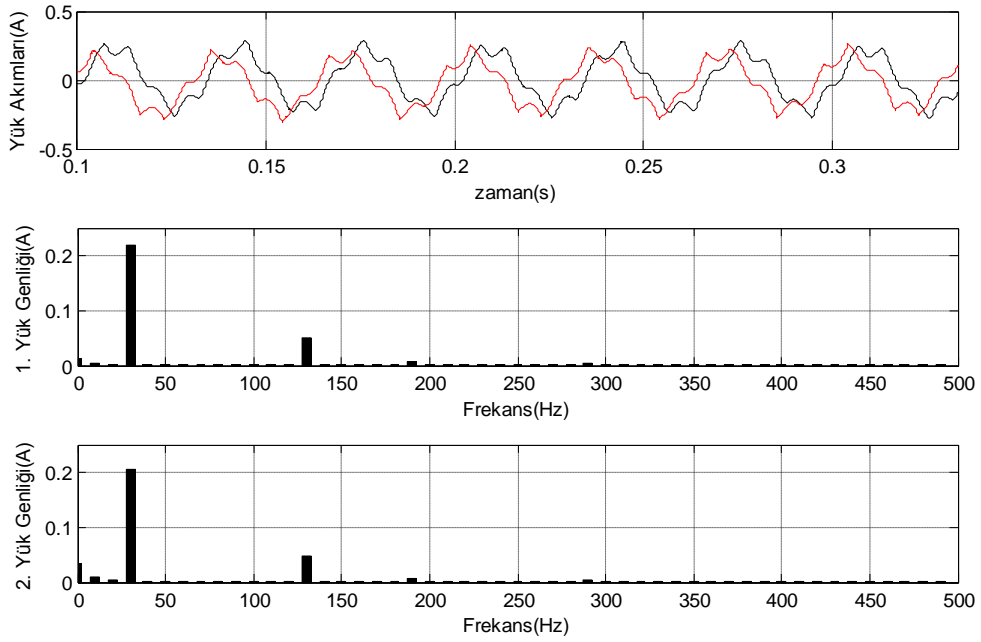
**Şekil 3.4.** Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış gerilim dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=10$  Hz)



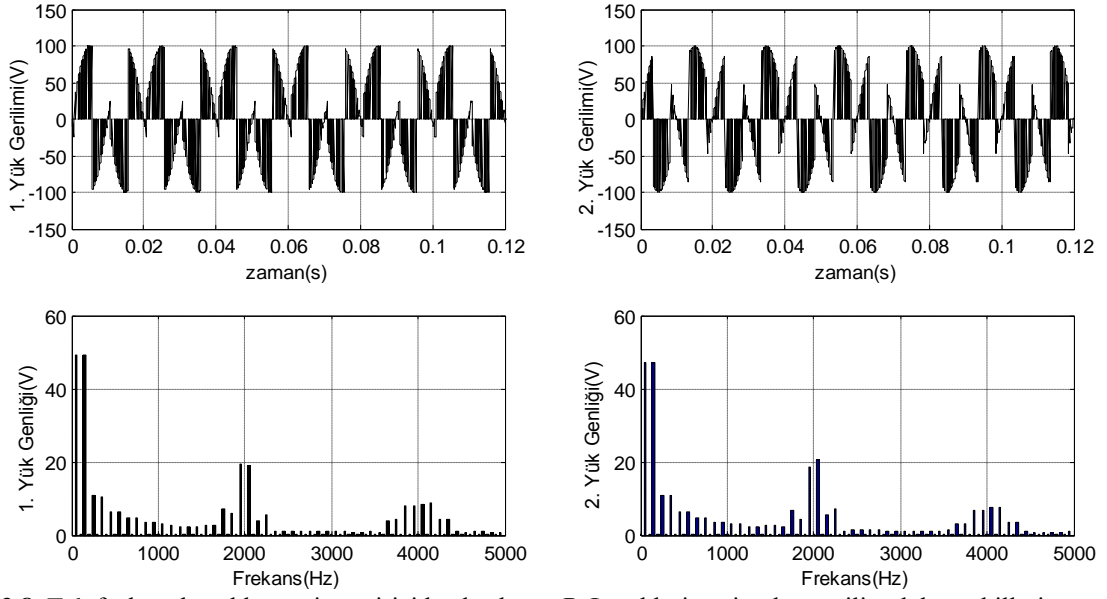
**Şekil 3.5.** Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış akım dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=10$  Hz)



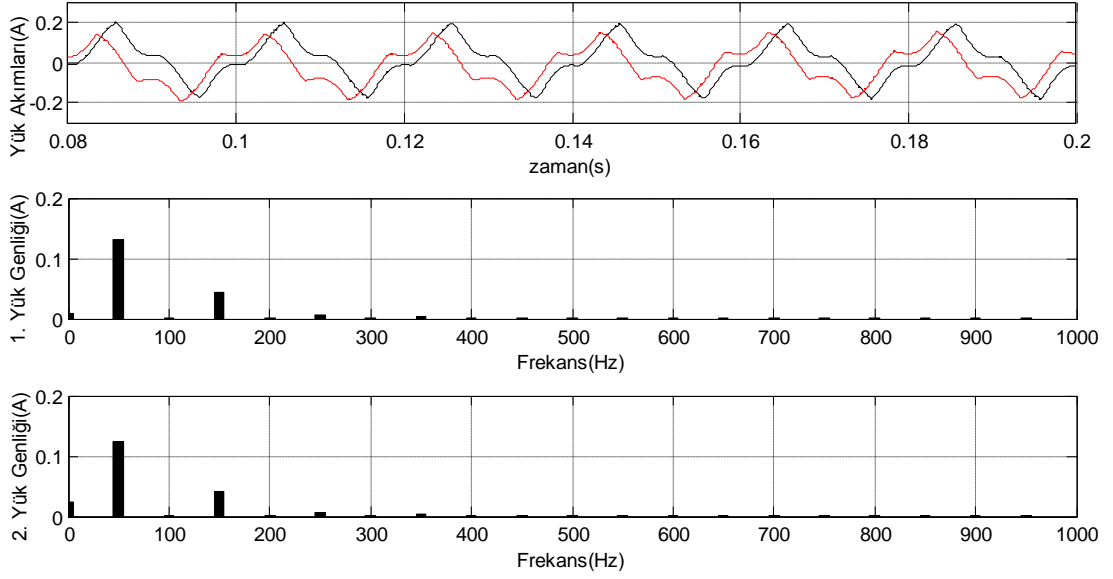
**Şekil 3.6.** Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış gerilim dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=30$  Hz)



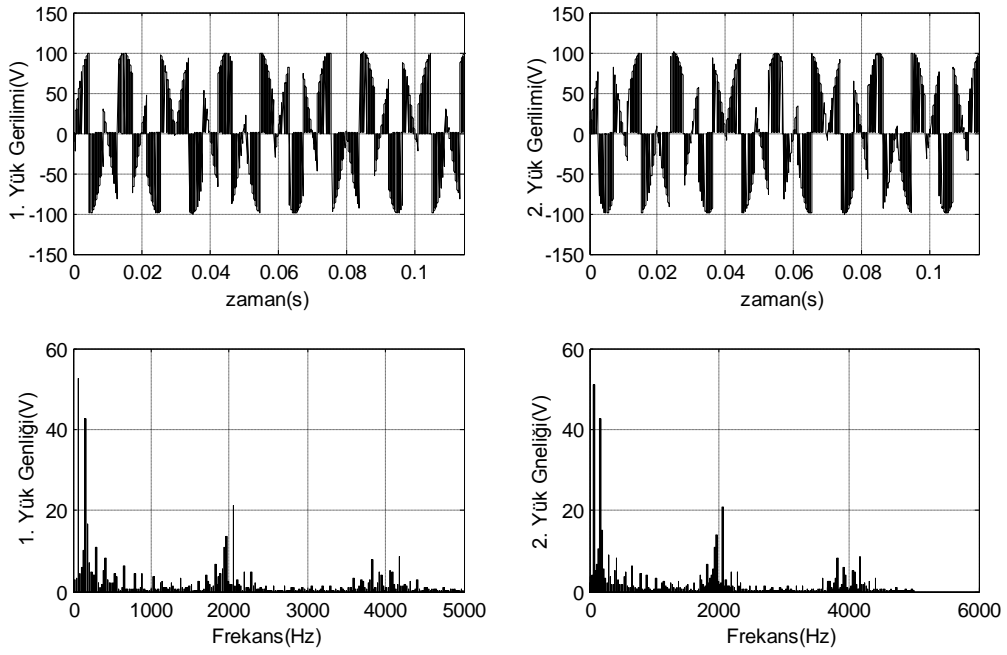
**Şekil 3.7.** Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış akım dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=30$  Hz)



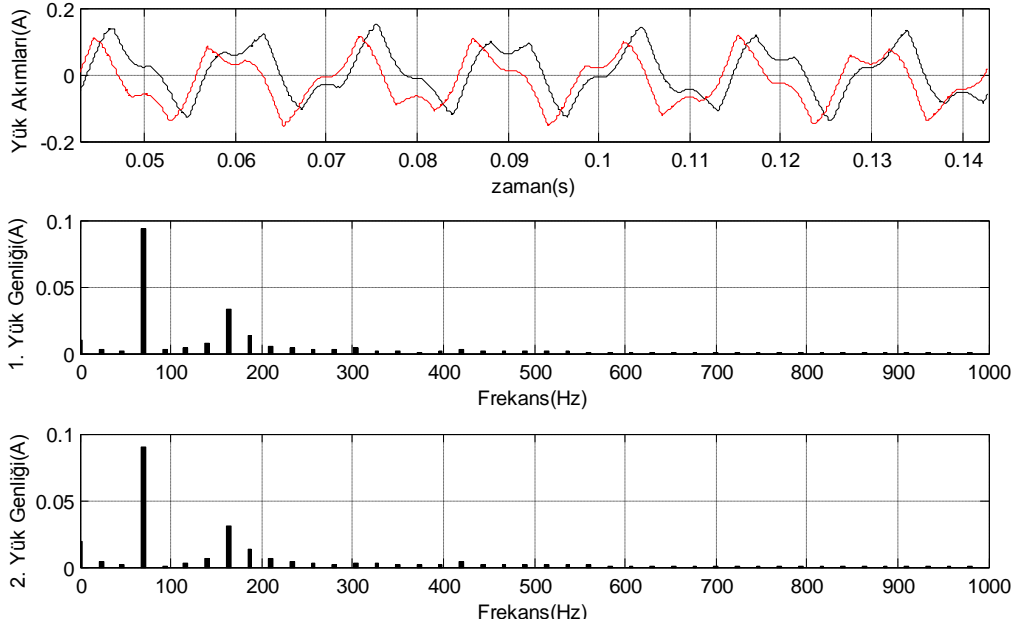
**Şekil 3.8.** Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış gerilim dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=50$  Hz)



**Şekil 3.9.** Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış akım dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=50$  Hz)



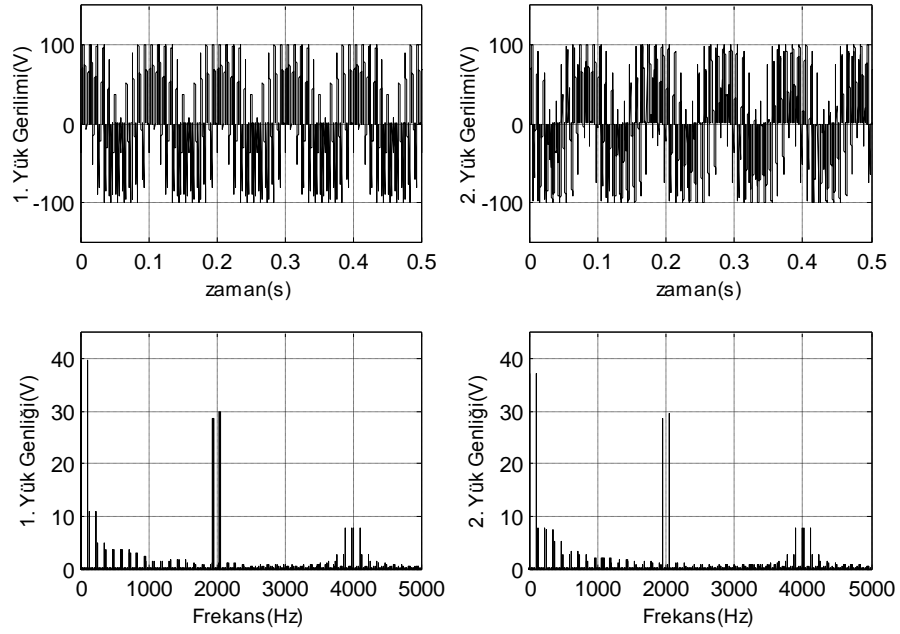
**Şekil 3.10.** Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış gerilim dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=70$  Hz)



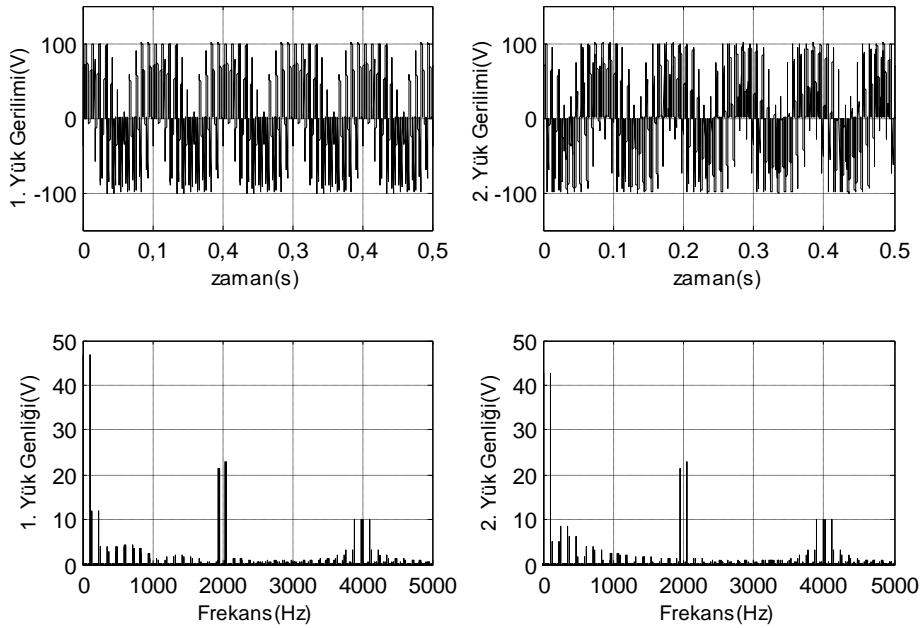
**Şekil 3.11.** Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış akım dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=70$  Hz)

Elde edilen akım dalga şekilleri incelendiğinde, tek fazlı üç bacaklı matris çeviricinin düşük frekanslarda oldukça kaliteli çıkış akım dalga şekilleri ürettiği, frekansın artması durumunda ise akım dalga şekillerinin bozulduğu gözlemlenmiştir. Bu durum harmonik analizi ile desteklenmiştir. Harmonik spektrumlarına bakıldığında da, 10 Hz'de her iki R-L yükünün akımlarındaki toplam harmonik distorsiyonu %9'larda iken, 70 Hz'de %40'lara

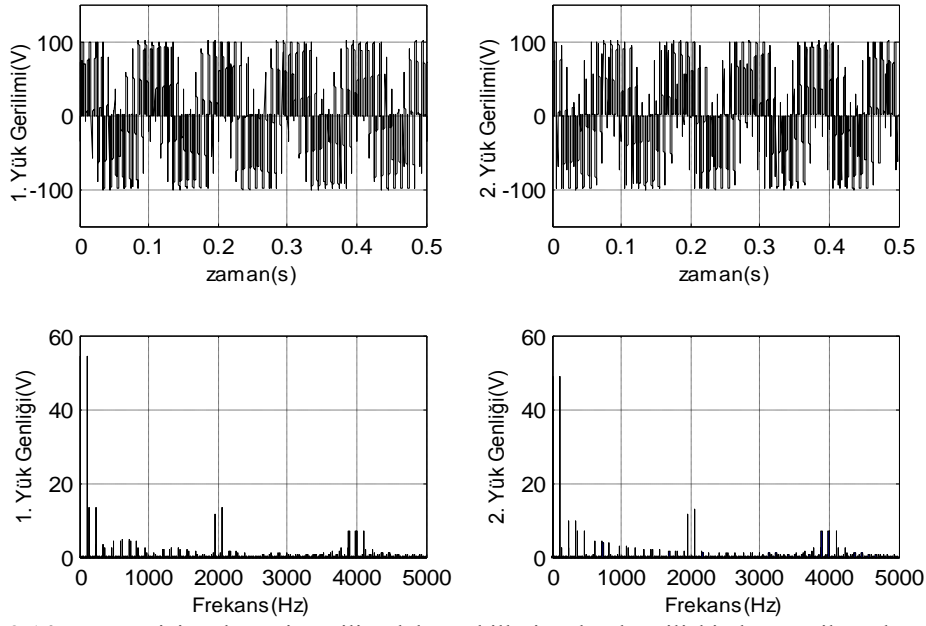
ulaştığı tespit edilmiştir. Ayrıca iki yük arasında amaçlanan  $90^{\circ}$  faz farkının elde edildiği görülmüştür.



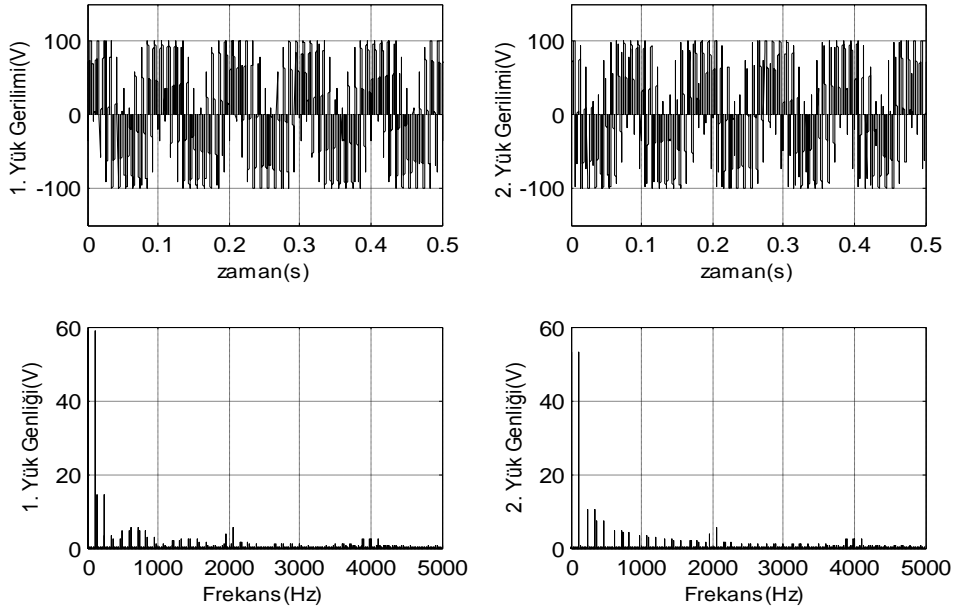
Şekil 3.12.  $m=0.25$  için çıkışa ait gerilim dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları



Şekil 3.13.  $m=0.5$  için çıkışa ait gerilim dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları



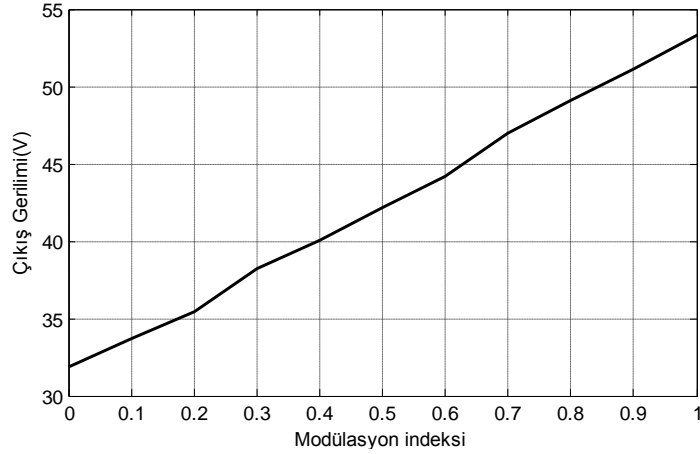
**Şekil 3.14.**  $m=0.75$  için çıkışa ait gerilim dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları



**Şekil 3.15.**  $m=0.9$  için çıkışa ait gerilim dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları

Şekil 3.12, 3.13, 3.14, 3.15’de 10 Hz’lik çıkış frekansında, farklı modülasyon indekslerinde R-L yükleri için çıkışa ait gerilim dalga şekilleri ve harmonik spektrumları elde edilmiştir. Bu dalga şekilleri incelendiğinde, ana harmoniğin tepe değerinin, modülasyon indeksindeki artışla lineer olmayan bir şekilde arttığı görülmüştür. Ayrıca toplam harmonik distorsiyonlarının da modülasyon indeksindeki artışla azaldığı gözlemlenmiştir.

Modülasyon indeksi ile çıkış geriliminin genliğinin nasıl değiştiğini görmek için benzetim 0.1'den 0.9'a kadar modülasyon indekleri için çalıştırılmış ve çıkış geriliminin ana harmonik geriliminin modülasyon indeksine göre değişimi Şekil 3.16'da gösterildiği gibi elde edilmiştir. Burada giriş geriliminin tepe değeri 100 V olarak sabit tutulmuştur. Çıkış geriliminin modülasyon indeksi ile hemen hemen doğrusal olarak değiştiği gözlemlenmiştir.



Şekil 3.16. Modülasyon indeksine göre çıkış gerilimi değişim eğrisi

Çıkış geriliminin genliği modülasyon dalga şeklinin sinüs yerine kare dalga seçilmesiyle daha da artırılabilir. Ancak bu durumda çevirici çıkışında kare dalganın harmonikleri de görülecektir.

Tablo 3.1. Farklı çıkış frekansları için üç bacağına ait akım değerleri

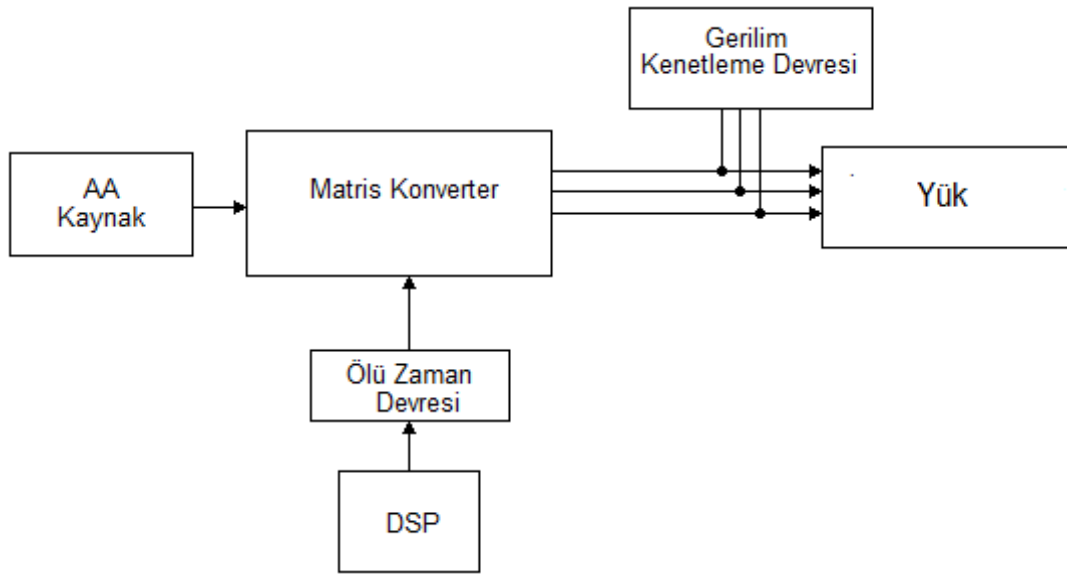
| Çıkış Frekansı | 1. Bacak<br>( $\hat{I}_{h1}$ ) | 2. Bacak<br>( $\hat{I}_{h1}$ ) | 3. Bacak<br>( $\hat{I}_{h1}$ ) |
|----------------|--------------------------------|--------------------------------|--------------------------------|
| 10 Hz          | 0.652 A                        | 1.111 A                        | 0.6071 A                       |
| 30 Hz          | 0.2189 A                       | 0.3755 A                       | 0.2045 A                       |
| 50 Hz          | 0.1306 A                       | 0.2245 A                       | 0.1238 A                       |
| 70 Hz          | 0.09353 A                      | 0.1611 A                       | 0.08993 A                      |

Matris çeviriciye ait kol akımlarının harmonik analizleri yapılarak 1. harmoniğin tepe değerleri 1., 2. ve 3. bacaklar için elde edilmiştir. 1. ve 3. bacaklara ait akımlar yaklaşık olarak eşittir. Ancak 2. bacak akımı; 1. ve 3. bacak akımlarının yaklaşık toplamı kadardır. Bundan dolayı orta bacak yarı iletken elemanların akım taşıma kapasitesilerinin diğer bacaklardaki elemanlara göre en az iki kat seçilmesi uygun olacaktır.

## 4. SÜRÜCÜ SİSTEMİN TASARLANMASI VE DENEYSEL SONUÇLAR

### 4.1. Donanımsal Tasarım

Bu çalışmada tasarlanan sürücü sistemi, güç devresi ve kontrol devresi olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. Güç devresi; tek fazlı şebeke, matris çevirici, gerilim kenetleme devresi ve yükten oluşmaktadır. Yük olarak da R-L yükü ve tek fazlı yardımcı sargılı asenkron motor kullanılmıştır. Kontrol devresi ise ölü zaman, ölçümler ve DSP'den oluşmaktadır. Güç ve kontrol devrelerini içeren blok şema Şekil 4.1'de gösterilmiştir.



Şekil 4.1. Sistemin blok şeması

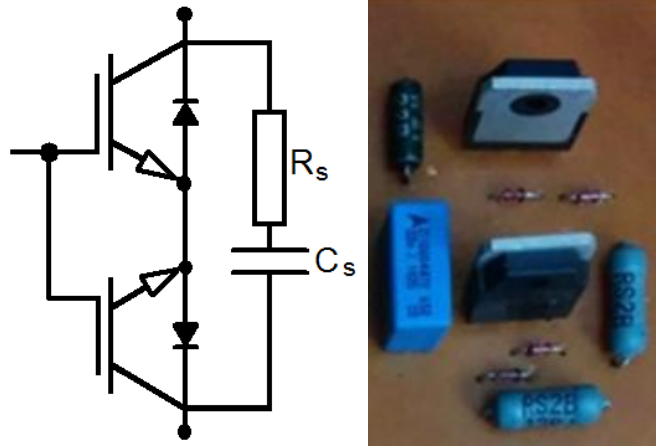
#### 4.1.1. Güç Devresi Tasarımı

Matris çeviricinin güç devresinde, 6 adet ortak emiterli çift yönlü anahtar, bu anahtarların güvenli çalışma alanı içinde çalışabilmeleri için bastırıcı (snubber) devreleri ve gerilim kenetleme devresi bulunmaktadır. Güç devresi Şekil 4.4'de gösterilmiştir.

Güç devresinde kullanılan IGBT'ler, maksimum 1200 V kolektör-emiter gerilimine ve 20A (100 °C'lik jonksiyon sıcaklığında) kolektör akımına dayanabilmektedir. IGBT jonksiyon-gövde termal direnci 0.43°C/W, diyotun jonksiyon-gövde termal direnci 0.43°C/W'dir.

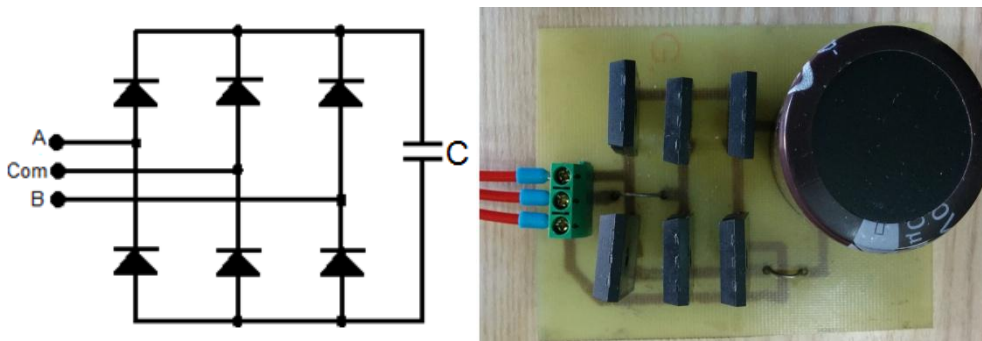
Güç devresindeki bastırıcı devreleri, koruma amaçlı kullanılmıştır. IGBT'ler güvenli çalışma alanı içinde çalışabilmeleri için birçok uygulamada bastırıcı devrelerine ihtiyaç

duyarlar. Matris çeviricilerde serbest dolaşım yolunun bulunmamasından dolayı bastırıcı devreleri kullanımı çok önemlidir. Bu yüzden giriş hatlarının kısa devresini engellemek için sürme sinyalleri arasına ölü zaman eklenmelidir. Matris çeviricide ölü zaman esnasında indüktif yük akımının çift yönlü anahtara Şekil 4.2’de gösterildiği gibi paralel bağlanacak bir RC bastırıcı devresinden akması sağlanır. Böylece çift yönlü anahtar üzerindeki gerilim uygun bir seviyede tutulur Burada  $C_s$  kondansatörünün deşarj olma süresine dikkat edilmelidir. Bu sürenin minimum darbe genişliğinden daha küçük olması sağlanmalıdır. Bu durumda  $R=22\ \Omega$  ve  $C=22\text{nF}$  olarak belirlenmiştir [1,21].

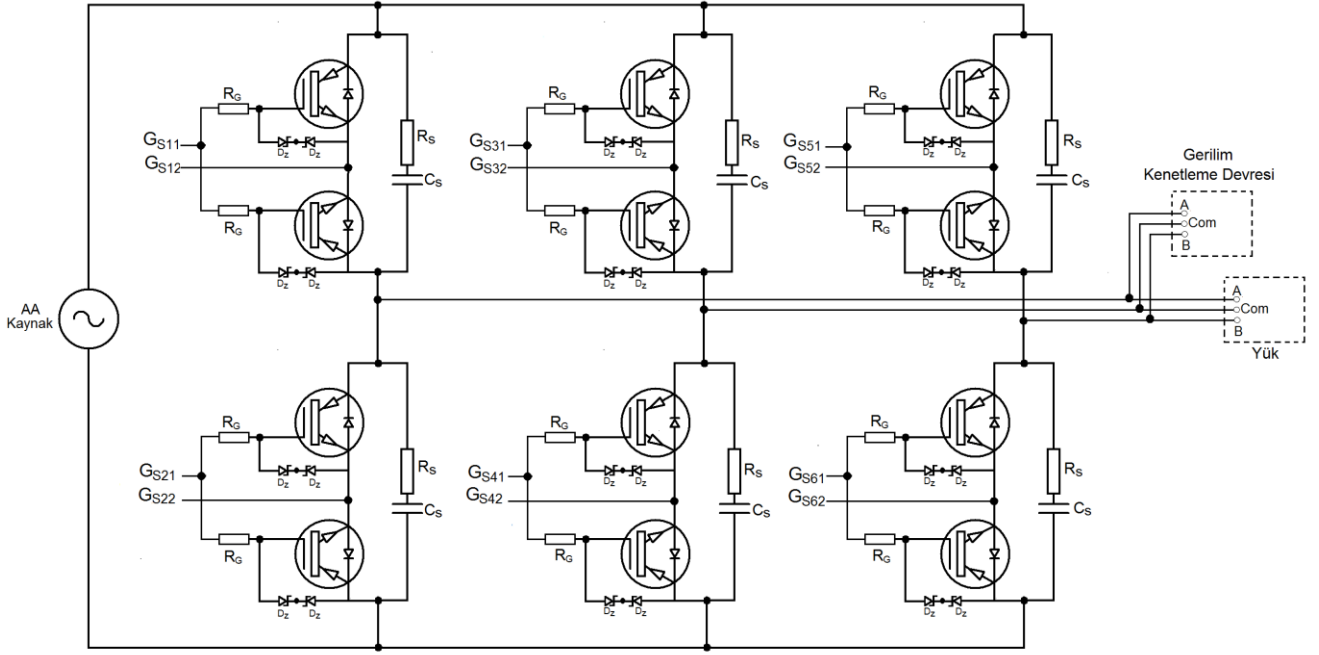


Şekil 4.2. RC bastırıcı devresi

Gerilim kenetleme devresi; tasarlanan matris çeviricide, aniden tüm anahtarların kesime gitmesi sonucunda indüktif yükün anahtarlara zarar verebilecek çok yüksek gerilimlere çıkmasını önlemek için kullanılan bir çözüm yöntemidir [1]. Kenetleme devresinde kullanılan kondansatör  $470\ \mu\text{F}$ ,  $450\ \text{V}$  değerindedir.



Şekil 4.3 Gerilim kenetleme devresi

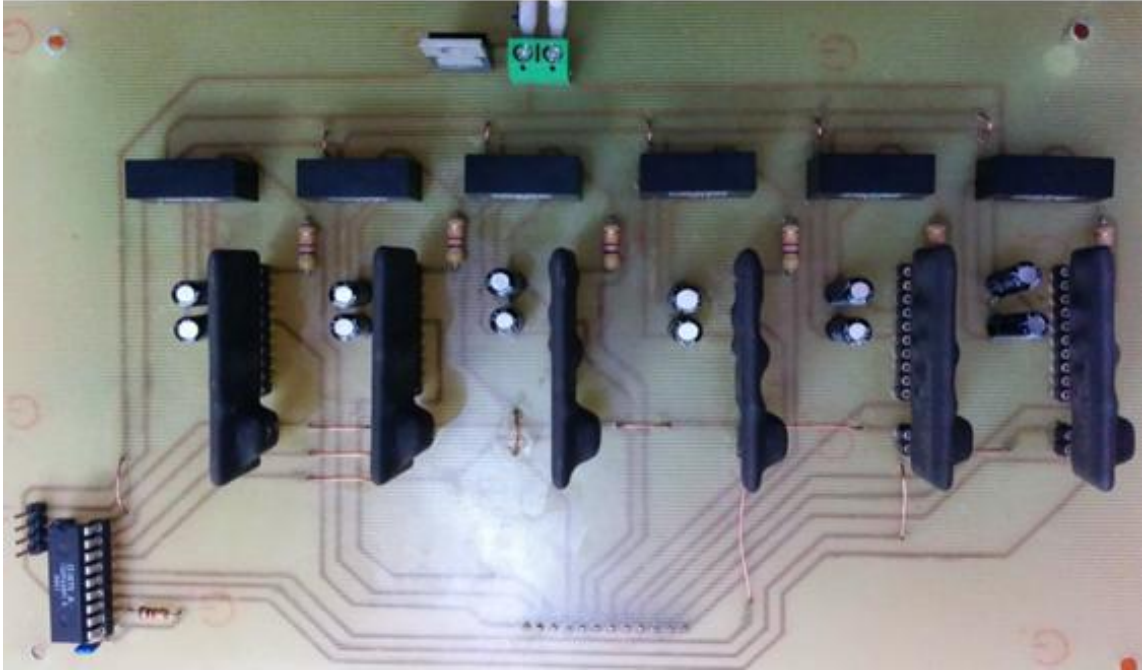
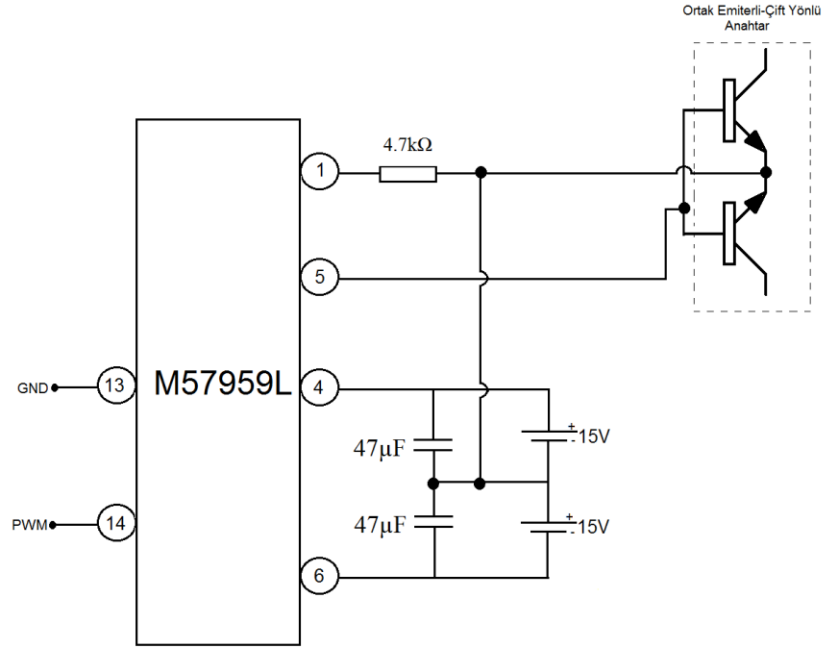


Şekil 4.4 Güç devresinin devre şeması ve fotoğrafı

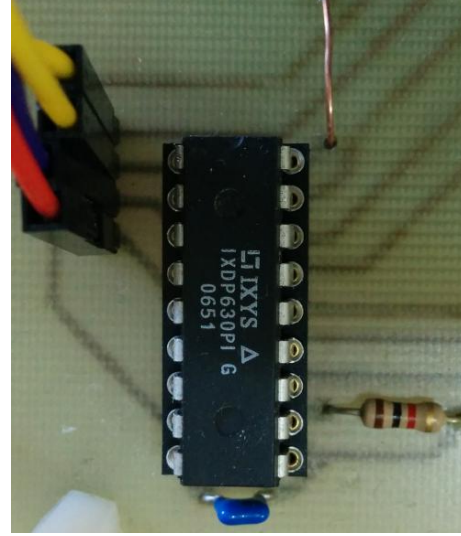
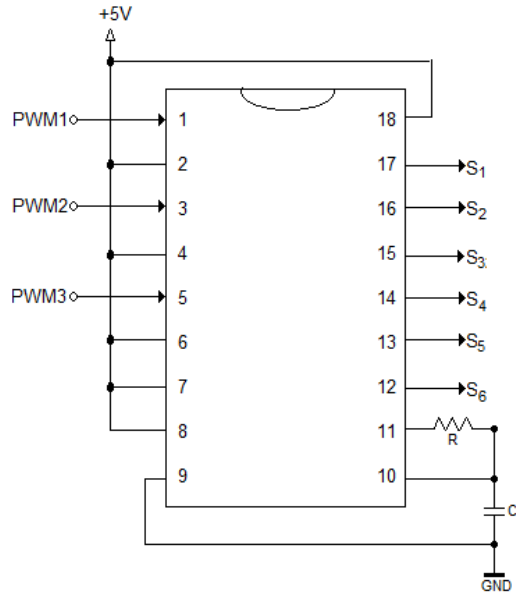
#### 4.1.2. IGBT Sürme Devresi Tasarımı

Sürme devresi, mikroişlemci ile IGBT arasında yer alan bir devredir. Matris çevirici içinde bulunan her bir IGBT anahtar ayrı bir sürme devresine ihtiyaç duyar. Ayrıca IGBT kapı-emiter arasına uygulanacak sinyalin pozitif ve negatif gerilim ihtiyacını sağlayabilecek bir sürücü tasarlamak gerekmektedir. Bu kartta tüm bu özellikleri tek bir entegrede kullanmak büyük bir avantaj olacağından dolayı 6 tane M57959L IGBT sürücü entegresi kullanılmıştır. IGBT sürücü entegresine ilişkin devre şeması Şekil 4.5’de verilmiştir.

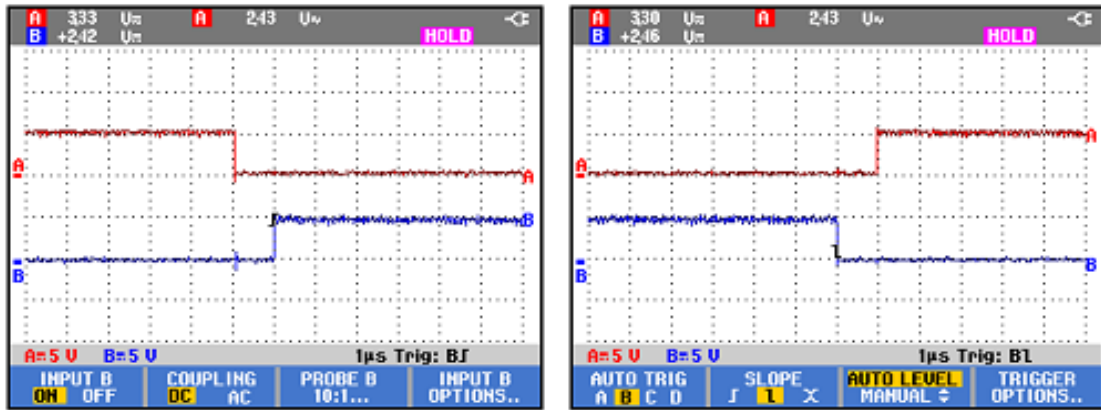
Bu sürme devresinde; ölü zaman devresinin ihtiyaç duyduğu 5V’luk gerilimi, 24 V’luk gerilim kaynağından 5V’luk gerilim elde eden LM7805 gerilim regülatörü sağlamıştır. Sürücü devresinde kullanılan ölü zaman entegresi koruma amaçlı kullanılmıştır. Matris çeviriciyi oluşturan IGBT’lerin iletme ve kesime girme gecikme zamanları, anahtarlama sırasında sağlıklı bir komutasyon gerçekleştirebilmeleri için oldukça önemlidir. Matris çeviricinin her bir bacağı oluşturulan anahtarların aynı anda iletimde olması durumunda, giriş fazları kısa devre olacaktır. Bu durumu önlemek için devreye ölü zaman entegresi eklenmiştir. Şekil 4.6’da IXDP630 ölü zaman entegresi gösterilmiştir.. Ölü zamanın seçimi kritiktir. Eğer olması gerekenden daha büyük bir zaman seçilirse belli bir süre aynı çıkış fazına bağlı anahtarlar açık kalacağından indüktif yük akımı bastırıcı devreleri üzerinden akmak zorunda kalacaktır. Bu da ilave kayıplara ve bastırıcı dirençlerinin fazla ısınmasına neden olacaktır [1]. Şekil 4.7’de gösterildiği gibi PWM sinyalinin yükselen ve düşen kenarlarında 1  $\mu$ s gecikme kullanılmıştır. Böylece anahtarların giriş fazını kısa devre etmeden konum değiştirebilmeleri sağlanmıştır.



Şekil 4.5. IGBT sürücü devresinin devre şeması ve fotoğrafı



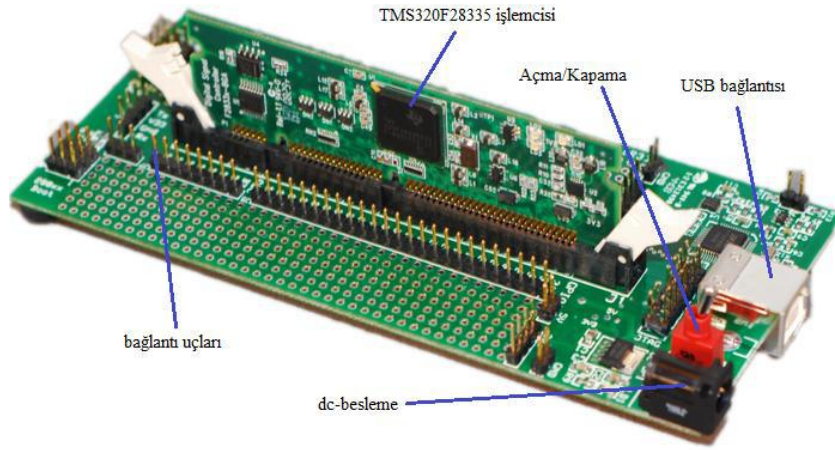
Şekil 4.6. Ölü zaman devresi



Şekil 4.7. 1 µs ölü zaman süresinin osiloskop ile ölçümü

### 4.1.3. Dijital Sinyal Denetleyicisi

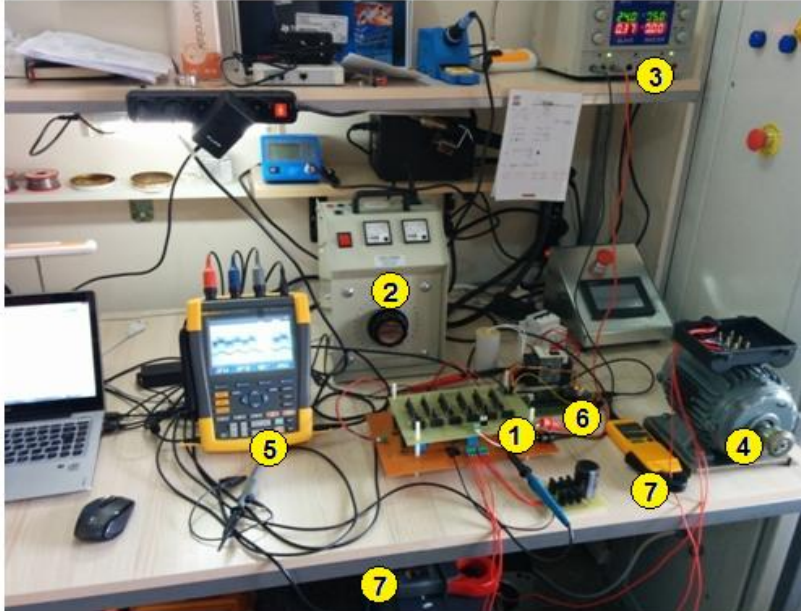
TMS320F28335 işlemcisine sahip olan ezDSP Delfino kartı Şekil 4.8’de gösterilmiştir. TMS320F28335 32-bitlik bir floating-point dijital işlemcidir. 150 MHz’lik bir osilatörle çalışan işlemci 512 KB flash hafıza, 68 KB RAM, 12-bit ADA, 12 adet PWM modülü ve 2 adet enkoder girişi gibi özelliklere sahiptir. Kart üzerinde USB bağlantılı XDS-100 emülatör bulunmaktadır. Bu sayede Code Composer Studio (CCS) editörü ile kullanıcı arayüzü ve gerekli değişkenlerin grafik çizimleri elde edilmektedir [1].



Şekil 4.8. ezDSP delfino-28335 kartının görünümü

## 4.2. Deneysel Sonuçlar

Deneysel sonuçlar Şekil 4.9’da gösterilen deney düzeneği ile elde edilmiştir. Giriş gücü kaynağını ayarlamak için Şekil 4.9(2)’de gösterilen AA varyak kullanılmıştır. DA Güç Kaynağı Şekil 4.9(3), IGBT sürme devresindeki DC-DC Konverterin ihtiyaç duyduğu 24 V’luk DA gerilimi sağlamıştır. Yük olarak Tek Fazlı Asenkron Motor (Şekil 4.9(4)) kullanılmıştır. Tasarlanan çeviricinin çıkışına ilişkin akım, gerilim dalga şekilleri, harmonik analizi ve hız grafikleri osiloskopta (Şekil 4.9(5)) gözlemlenmiştir.



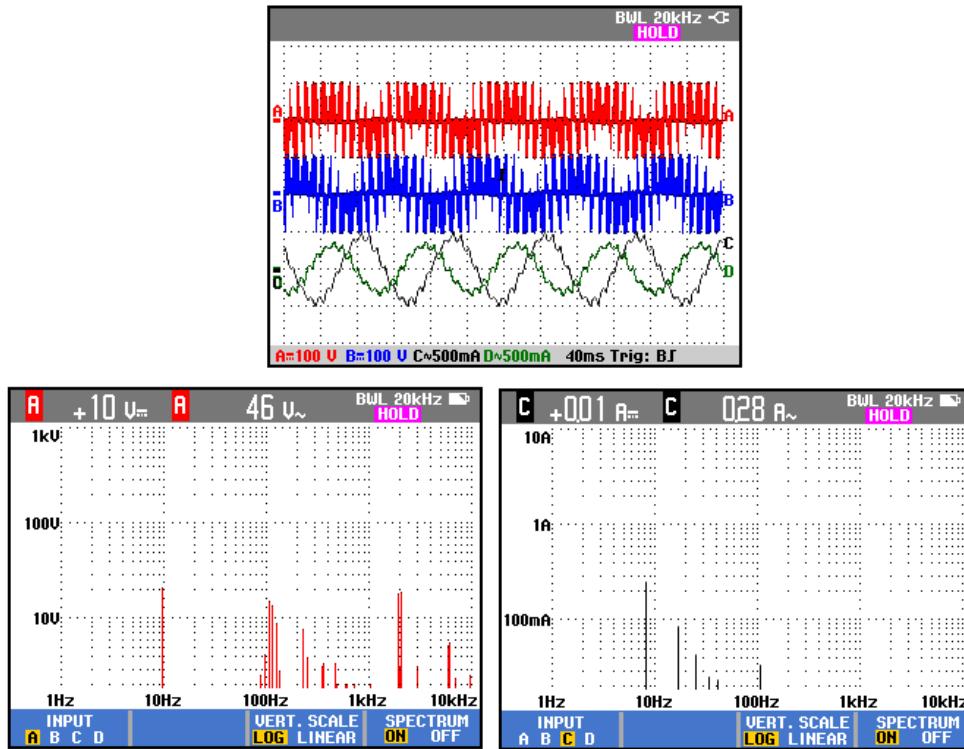
- 1- Matris Çevirici
- 2- AA Güç Kaynağı
- 3- DA Güç Kaynağı
- 4- Tek Fazlı Asenkron Motor
- 5- Osiloskop
- 6- DSP Kartı
- 7- Akım Probları

Şekil 4.9. Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciyle beslenen tek fazlı asenkron motor sürücü sisteminin deney düzeneği

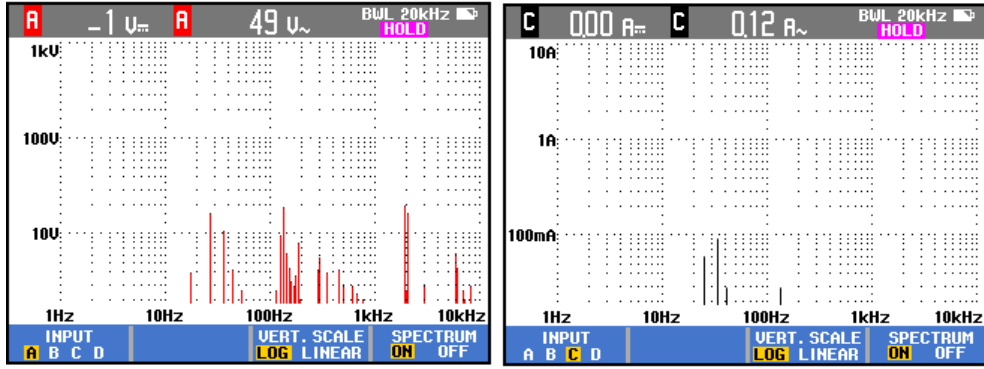
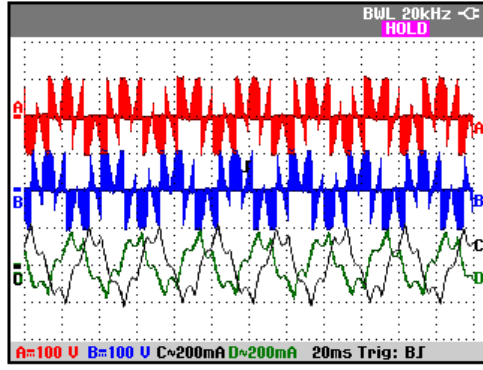
#### 4.2.1. R-L Yüğü İçin Elde Edilen Deneysel Sonuçlar

Tasarlanan tek fazlı üç bacaklı matris çeviricinin girişine frekansı 50 Hz olan 100 V'luk bir gerilim kaynağı bağlanmıştır. Matris çeviricinin anahtarlama frekansı 2kHz ve modülasyon indeksi 0.8'dir. Bu çeviricide kullanılan R-L yüklerinin değerleri,  $R=9.4 \Omega$  ve  $L=1.2 H$ 'dir. Çevirici pasif bir R-L yüküyle yüklenerek, farklı frekanslar için çıkışa ilişkin gerilim ve akım dalga şekilleri ve bu dalga şekillerine ait harmonik spektrumları da elde edilmiştir.

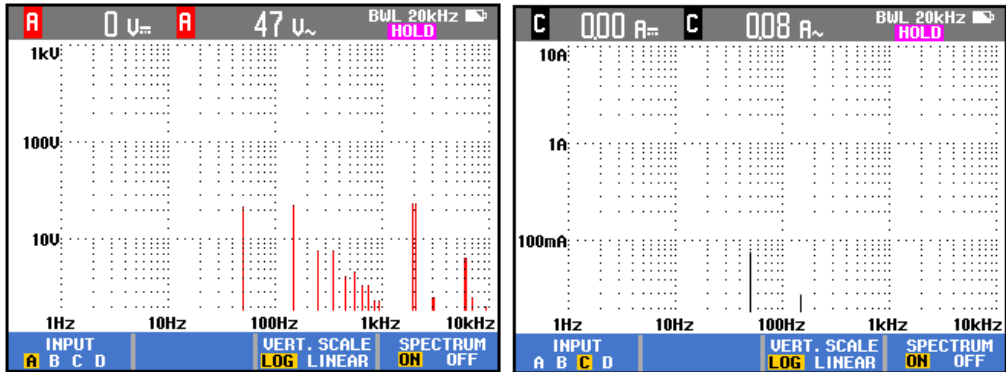
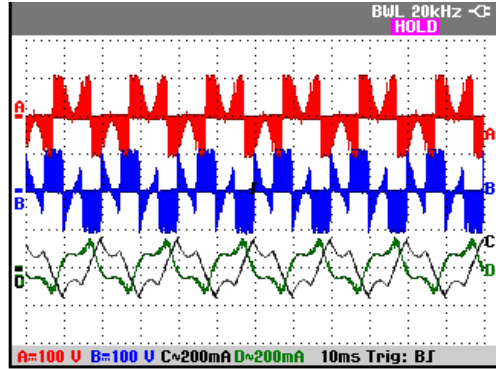
Şekil 4.10'da A ve B fazlarına ilişkin gerilim ve akım sonuçları elde edilmiştir. Elde edilen iki faz akımları arasında osiloskop görüntüsünde küçük bir fark gözlemlenmiştir. Bunun sebebi kullanılan akım problemlerinin aynı ölçüm kademesine sahip olmamasından dolayıdır. Ancak akım grafiklerinden iki faz arasında  $90^\circ$  faz farkının doğru bir şekilde elde edildiği görülmektedir. Ayrıca A fazına ilişkin gerilim ve akım sinyallerini harmonik spektrumları gösterilmiştir. Ana harmonikler, çıkış frekanslarında oluşmuştur. Gerilim için elde edilen sonuçta görüldüğü gibi anahtarlama frekansında da harmonikler gözlemlenmiştir.



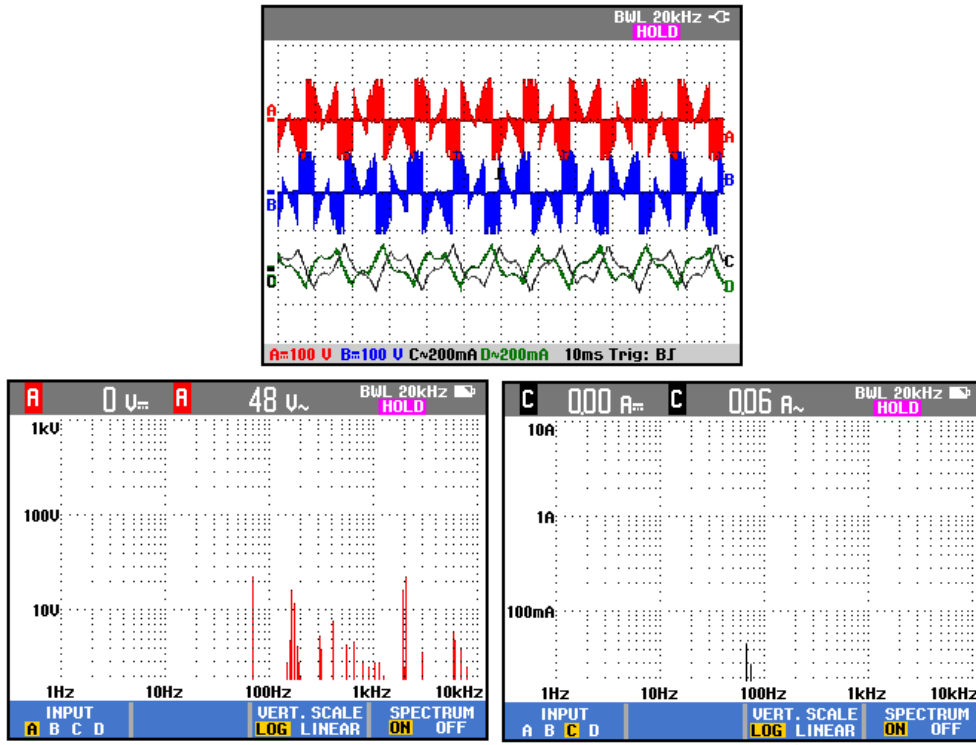
Şekil 4.10. Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış gerilim, akım dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları( $f_0=10$  Hz)



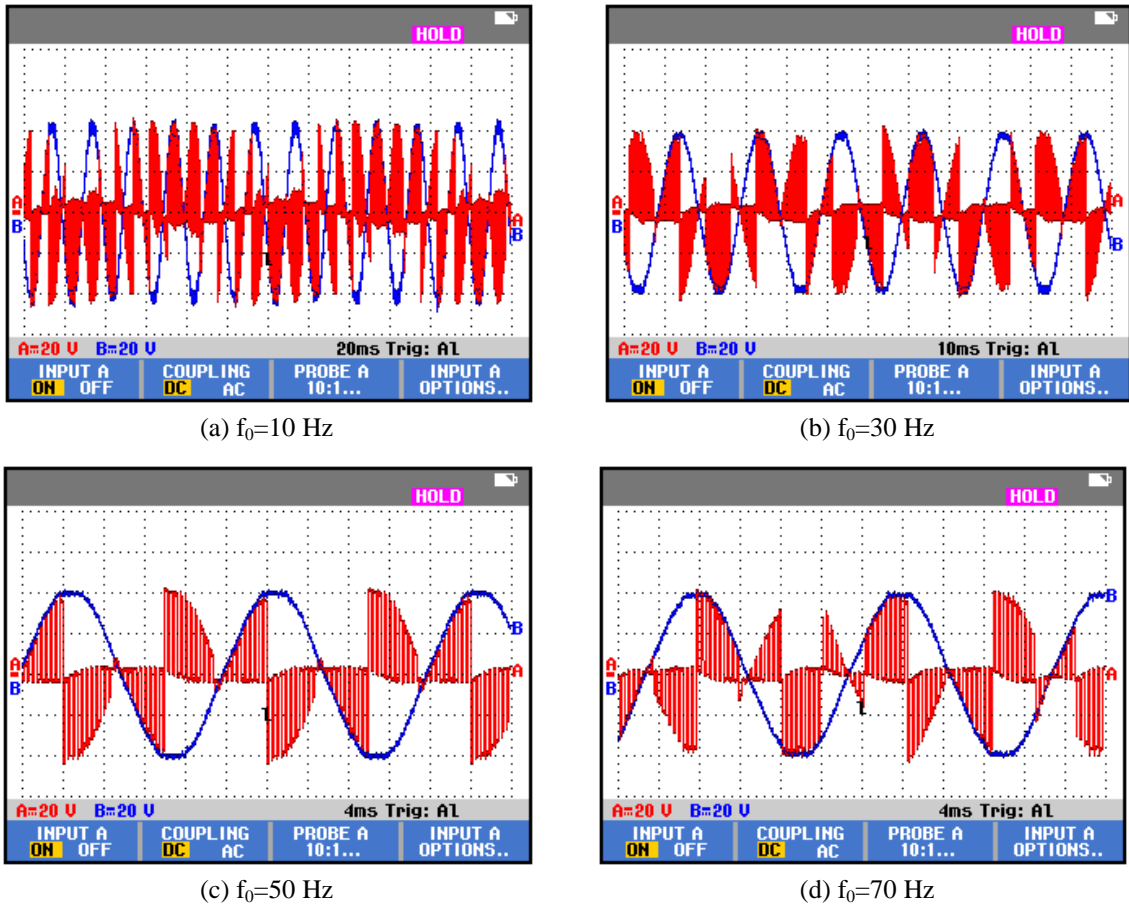
Şekil 4.11. Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış gerilim, akım dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=30$  Hz)



Şekil 4.12. Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış gerilim, akım dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=50$  Hz)



Şekil 4.13. Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen R-L yüklerine ait çıkış gerilim, akım dalga şekilleri ve bunlara ilişkin harmonik spektrumları ( $f_0=70$  Hz)



(a)  $f_0=10$  Hz

(b)  $f_0=30$  Hz

(c)  $f_0=50$  Hz

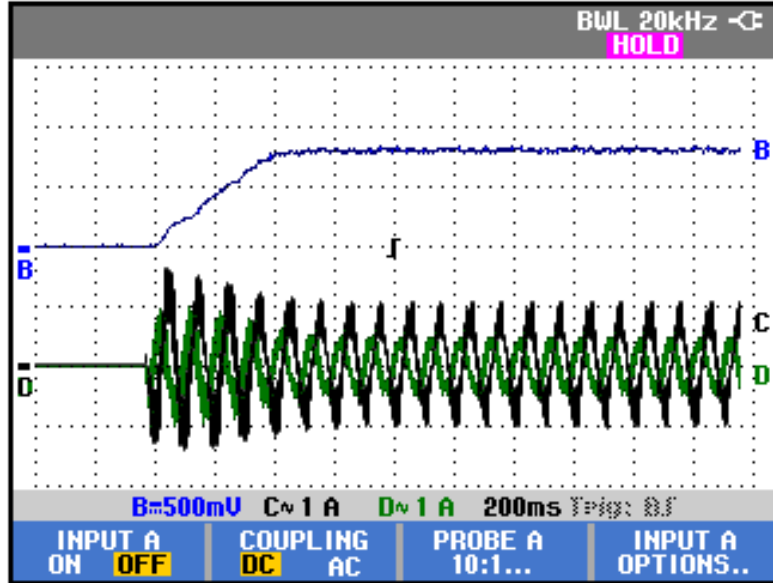
(d)  $f_0=70$  Hz

Şekil 4.14. Matris çevirici giriş/çıkış gerilim dalga şekilleri

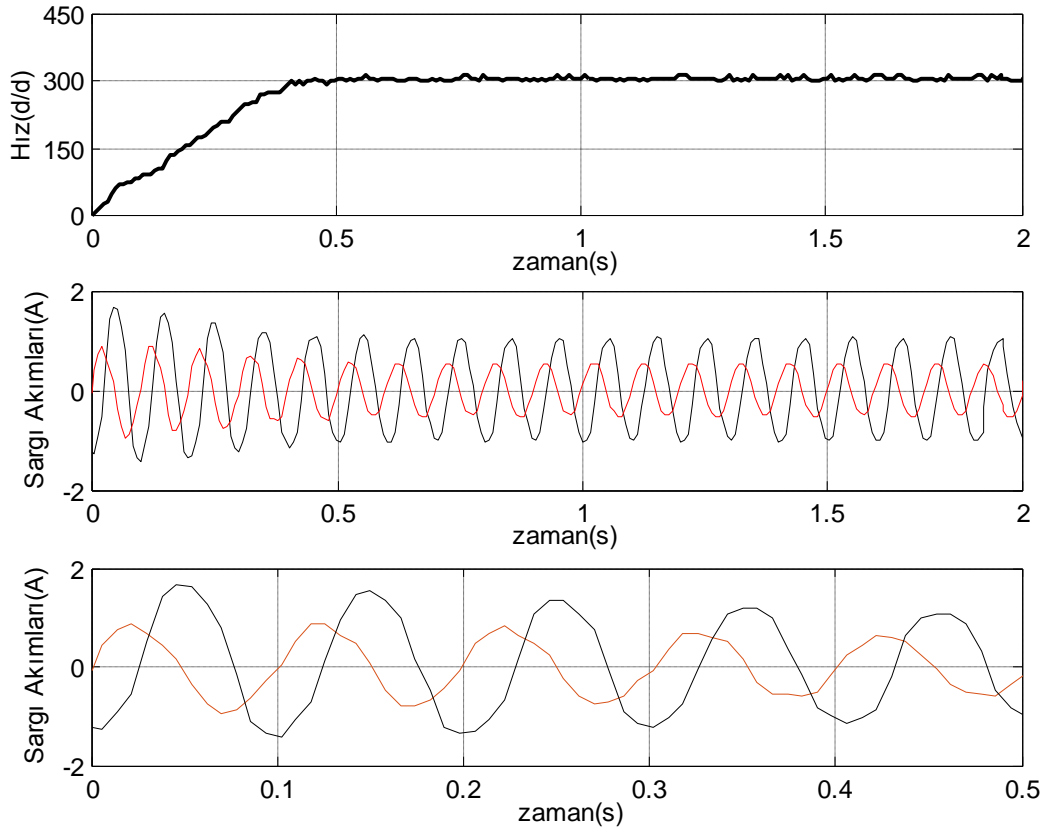
Sabit 50 Hz'lik giriş faz gerilimi, matris çevirici yardımıyla sentezlenerek çıkış faz gerilimi sırasıyla 10 Hz, 30 Hz, 50 Hz ve 70 Hz için elde edildiği Şekil 4.14'de gösterilmiştir.

#### 4.2.2. Tek Fazlı Asenkron Motor İçin Elde Edilen Deneysel Sonuçlar

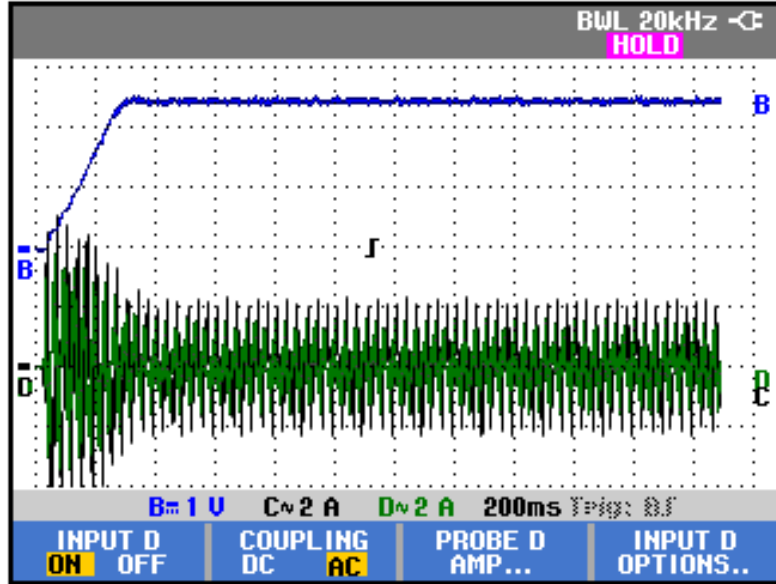
Çevirici R-L yükü testlerinden sonra tek-fazlı asenkron motor için test edilmiştir. Tek-fazlı asenkron motor çift-kondansatörlü olup bu uygulamada kondansatörler iptal edilerek sargılar arasındaki 90°'lik faz farkı çevirici vasıtasıyla elde edilmiştir. Gerilim/frekans oranı sabit tutularak motor 10Hz ve 30 Hz çıkış frekanslarında çalıştırılmış ve hız grafiği ile akım grafikleri Şekil 4.15 ve 4.16'da verilmiştir. Hız grafikleri tako-generatör ile alınmıştır. Ölçüm kalibrasyon değeri 375 rpm/V olarak hesaplanmıştır. Tako-generatör ile motor mili arasındaki bağlantıdan dolayı çok küçük mekanik titreşimlerin olduğu hız grafiğinde görülmektedir. Ana sargı ve yardımcı sargı akımları arasındaki faz farkının ayrıntılı olarak görülmesi için şekil verileri MATLAB ile yeniden çizdirilmiştir.



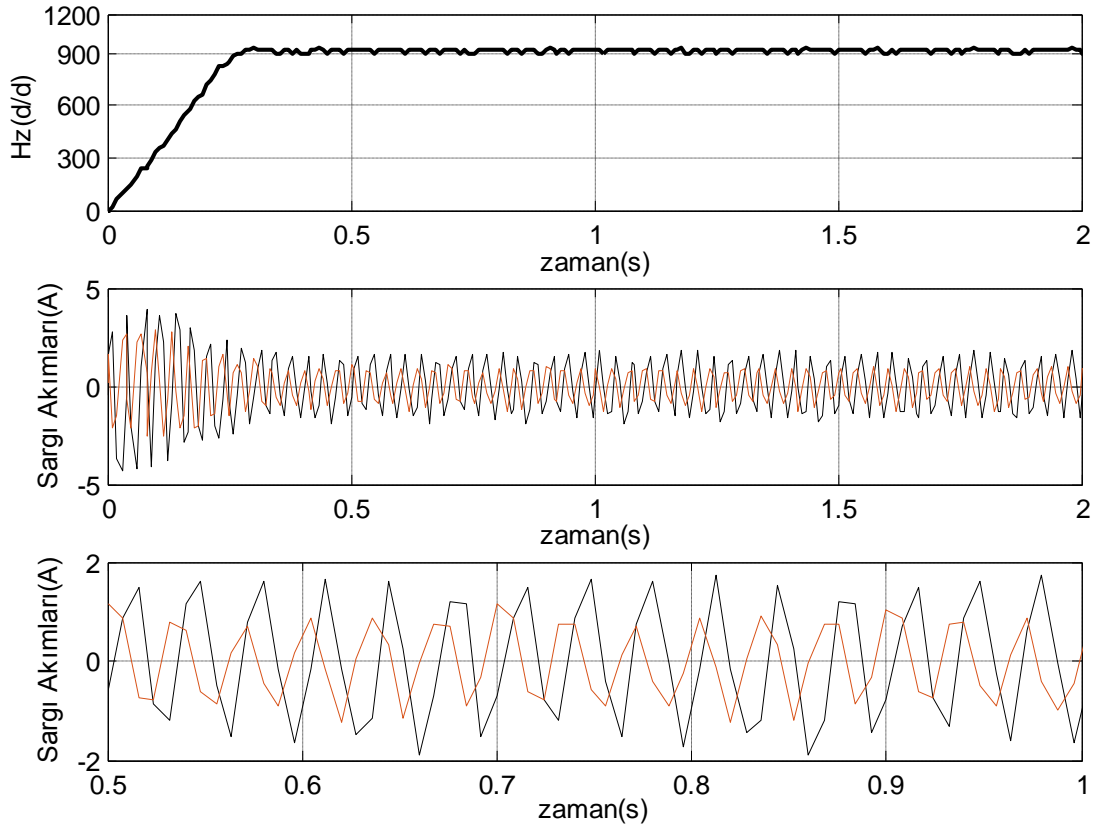
Şekil 4.15. Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen tek fazlı asenkron motorun çıkışına ait hız ve akım dalga şekilleri ( $f_0=10$  Hz)



Şekil 4.16. Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen tek fazlı asenkron motorun çıkışına ait hız ve akım dalga şekilleri ( $f_0=10$  Hz)



Şekil 4.17. Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen tek fazlı asenkron motorun çıkışına ait hız ve akım dalga şekilleri ( $f_0=30$  Hz)



**Şekil 4.18.** Tek fazlı üç bacaklı matris çeviriciden beslenen tek fazlı asenkron motorun çıkışına ait hız ve akım dalga şekilleri ( $f_0=30$  Hz)

## 5. SONUÇLAR

Bu tezde; sabit frekans ve genliğe sahip tek fazlı AA şebeke kullanılarak aralarında  $90^\circ$  faz farklı değişken frekans ve genliğe sahip iki fazlı gerilim dönüşümü gerçekleştirebilen bir çevirici yapısı tasarlanmıştır. Bu tezde önerilen çevirici yapısı AA-AA dönüşümünü DA-bara kullanmadan doğrudan gerçekleştirebilmektedir. Böylece DA-baralı eviricilerin bazı dezavantajlarını ortadan kaldırarak daha etkin bir dönüşüm gerçekleştirebilmektedir. Tasarlanan matris çevirici 12 adet IGBT ile 6 adet ortak-emiterli çift yönlü anahtar yapısı oluşturulmuştur. Önerilen bu yapı öncelikle MATLAB benzetim ortamında tasarlanmıştır. Anahtarlama algoritması test edilerek matris çeviricinin çıkış gerilim ve akım sinyalleri analiz edilmiştir. Sinyallerin FFT analizleri yapılmış ve istenilen çıkış gerilimleri aralarında  $90^\circ$  faz farkı olacak şekilde elde edilmiştir. Giriş frekansı sabit olarak 50 Hz olup çeviricinin çıkış frekansı sırasıyla 10 Hz, 30 Hz, 50 Hz ve 70 Hz olacak şekilde elde edilmiştir. Sonuçlar matris çevirici yapısının ve anahtarlama algoritmasının doğru bir şekilde uygulandığı göstermiştir.

Tezin ikinci aşamasında benzetim sonuçları göz önüne alınarak deneysel sonuçlar ile karşılaştırılabilmesi için matris çevirici güç ve kontrol kartları tasarlanmıştır. Matris çevirici; güç katı ve PWM katı olmak üzere iki bağımsız yapıda elde edilmiştir. PWM sinyalleri DSP tarafından üretilip donanımsal olarak ölü zaman entegresi ile sinyaller  $1\mu s$  geciktirilmiştir. IGBT kapı sinyalleri hazır kapı sürme entegreleri kullanılarak elde edilmiştir. Benzetim sonuçlarının paralelinde benzer olarak 10 Hz, 30 Hz, 50 Hz ve 70 Hz çıkış sinyalleri deneysel olarak elde edilmiştir. Elde edilen matris çevirici; sabit frekans ve genlikli tek fazlı gerilim kaynağından beslenerek iki fazlı R-L yükü için deneysel sonuçlar elde edilmiştir. Çevirici çıkış gerilimi, yük akımı, giriş gerilim sinyalleri ölçülmüştür. Deneysel sonuçlar ile benzetim sonuçlarının benzer olduğu gözlemlenmiştir. Sinyallerin harmonik spektrumu incelenmiş ve sonuçlar beklenildiği gibi elde edilmiştir. Ayrıca çıkış geriliminin modülasyon indeksi ile hemen hemen doğrusal olarak değiştiği gözlemlenmiştir. Bunun yanı sıra matris çeviriciye ait kol akımlarının harmonik analizi yapılarak, orta bacaktaki yarı iletken elemanların akım taşıma kapasitelerinin diğer bacaklardaki elemanlara göre en az iki kat seçilmesi uygun görülmüştür.

Tezin üçüncü aşamasında ise ana ve yardımcı sargıya sahip tek fazlı asenkron motor tasarlanan çevirici ile sürülmüştür. Tek fazlı asenkron motor daimi ve kalkış kapasitörlü olarak iki adet kondansatöre sahip bir yapıya sahiptir. Ancak bu tezde önerilen yapıda tek fazlı asenkron motorun kondansatörlere olan ihtiyacı ortadan kaldırılmıştır. Böylece, motor kondansatör olmadan kalkış yapabilmekte ve istenilen momenti aralarında  $90^\circ$  faz farkına sahip çıkış gerilimleri sayesinde daha etkili bir şekilde oluşturabilmektedir. Motor hız testleri 10 Hz ve 30 Hz olarak farklı frekans değerleri için V/f gerilim frekans oranı sabit tutularak elde edilmiştir.

Benzetim ve deneysel sonuçlar doğrultusunda tasarlanan motor sürücüsünün tek fazlı şebekeden çalışan tek fazlı motorlar için daha etkili bir sistem olduğu gösterilmiştir. Bu sistem sayesinde kondansatör, merkezkaç anahtarı gibi sistem ömrünü olumsuz olarak etkileyen gereksinimler ortadan kaldırılmıştır. Böylece sistem ömrü daha uzun olabilecek ve buna ilave olarak motor arzu hızlarda çalışabilecektir.

## KAYNAKLAR

- [1] **Aydoğmuş, Ö.**, 2011. Matris Çevirici ile Beslenen Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Sürücü Tasarımı ve Algılayıcısız Hız Denetimi, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi.
- [2] **Sünter, S., Aydoğmuş, Ö.**, 2008. Implementation of A Single-Phase Matrix Converter Induction Motor Drive, Electrical Engineering, Vol.90/6, pp.425-433.
- [3] **Khoei, A., Yuvarajan, S.**, 1989. Steady State Performance of A Single Phase Induction Motor Fed by A Direct AC-AC Converter, Conference Record IAS Annual Meeting, n. Pt 1, pp. 128-132.
- [4] **Özdemir, M., Sünter, S., Yurtseven, B., Önbilgin, G.**, 1999. PSPICE Simulation of Split Phase Induction Motor Fed by A Direct AC- AC Converter, ELECO'99, Bursa, Dec. 1-5, pp. 367-370.
- [5] **Blaabjerg F., Lugeanu F., Skaug K., Tonnes M.**, 2004. Two-Phase Induction Motor Drives, IEEE Industry Application Magazine, 1/4, pp.24–32.
- [6] Building Technologies, Office of Energy Efficiency and Renewable Energy, U.S. Department of Energy, Analysis of Energy Conservation Standards for Small Electric Motors, Jun. (2006).
- [7] **Bose B.K., 2009.** Power electronics and motor drives recent progress and perspective, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 56/2, pp.581–588.
- [8] **Özdemir, M., Sünter, S., Yurtseven, B.**, 1999. Modelling and Simulation of A split Phase Induction Motor Fed by Single-Phase AC- AC Converter, International Journal for Engineering Modelling, Vol.12, No.1-4, pp. 17-23,
- [9] **Özdemir, M., Sünter, S., Gümüş, B.**, 1998. The Transient and Stead State Performance of Single-Phase Induction Motor with Two Capacitor Fed by Matrix Converter International Journal of Computations & Mathematics in Electrical & Electronic Engineering, Vol.17, Issue 2, pp.296-301.
- [10] **Krause, P.C.**, 1987. Analysis of Electirc Machinery, McGraw Hill.
- [11] **Collins, E., Randolph, Jr.**, 1990. Torque and Slip Behavior of Single Phase Induction Motors Driven from Variable Frequency Supplies, Conference Record IAS Annual Meeting, pp.61-66.
- [12] **Yurtseven, B.**, 2000. AC-AC Konverterden Beslenen Tek Fazlı Asenkron Motorun Pspice Benzetimi, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, S.49.
- [13] **Külekcioğlu, A.**, 2003. Değişken Genlik ve Frekanslı Tek Fazlı AC-AC Çeviriciden Beslenen Asenkron Motor Sürücü Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi.

- [14] **Ebubekir, Erdem.,** 2007. Matris Çeviriciden Beslenen Bir Asenkron Motor Sürücüsünün Tasarımı ve Kontrol Algoritmalarının Uygulanmasında Yeni Bir Yaklaşım, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi.
- [15] **Sünter, S., Clare, J.C.,** 2000. Feedforward Indirect Vector Control of a Matrix Converter-Fed Induction Motor Drive, COMPEL, 19/4, pp:974-986.
- [16] **Wheeler, P., Clare, J., Empringham, L., Apap, M., Bland M.,** 2002. Matrix Converter, Power Engineering Journal, Vol. 16, No:6, pp:273-282.
- [17] **Alesina, A., Venturini, M.,** 1989. Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters, IEEE Trans. on Power Electronics, 101-112.
- [18] **Milanovic M., Dobaj B.,** 2000. Unity input displacement factor correction principle for direct AC to AC matrix converters based on modulation strategy, IEEE Trans. on Circuits and Systems., 221-230.
- [19] **Nielsen P., Blaabjerg, F. ve Pedersen, J.K.,** 1999. New protection issues of a matrix converter design considerations for adjustable-speed drives, IEEE Trans. on Industry Applications , 1150-1161.
- [20] **Klumpner, C., Blaabjerg, F.,** 2004. Short term braking capability during power interruptions for integrated matrix converter-motor drives, IEEE Trans. on Power .Electronics, 303-311.
- [21] **Sünter, S.,** 1995. A vector controlled matrix converter induction motor drive, PhD Thesis, University of Nottingham, U.K.
- [22] **L.Bonde, T., Fadnis, A.Y., ve Tutakane, D. R.,** 2014. Simulation of Two Phase Matrix Converter for Driving A Two Phase Induction Motor, Smart Electric Grid (ISEG), 2014, 1-6.
- [23] **Kudoh, Y., Otsuka, N., ve Mizutani, K.,** 2013. A Novel Single to Two Phase Matrix Converter for Driving A Symmetrically Designed Two-Phase Induction Motor, 2013 IEEE, 1133-1138.

## ÖZGEÇMİŞ

**Güllü BOZTAŞ**

Fırat Üniversitesi

Teknoloji Fakültesi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Elazığ

gboztas@firat.edu.tr

- 1989** Elazığ'da doğdu.
- 2007-2011** Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliğinden mezun oldu.
- 2013-** Fırat Üniversitesi Teknoloji Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaya devam etmektedir.