

**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ŞEBEKE BAĞLANTILI BİR RÜZGAR ENERJİ  
SİSTEMİNİN İNCELENMESİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Furkan BAŞKURT**

**Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Elektrik Mühendisliği Programı**

**HAZİRAN 2012**



**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ŞEBEKE BAĞLANTILI BİR RÜZGAR ENERJİ  
SİSTEMİNİN İNCELENMESİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Furkan BAŞKURT**

**504081014**

**Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Elektrik Mühendisliği Programı**

**Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Deniz YILDIRIM**

**Teslim Tarihi: 6 Temmuz 2012**



İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504081014 numaralı Yüksek Lisans öğrencisi Furkan BAŞKURT, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “ŞEBEKE BAĞLANTILI BİR RÜZGAR ENERJİ SİSTEMİNİN İNCELENMESİ” başlıklı tezini, aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

**Tez Danışmanı :**     **Yrd. Doç. Dr. Deniz YILDIRIM**     .....  
İstanbul Teknik Üniversitesi

**Jüri Üyeleri :**     **Prof. Dr. Belgin EMRE TÜRKEY**     .....  
İstanbul Teknik Üniversitesi

**Doç. Dr. A. Faruk BAKAN**     .....  
Yıldız Teknik Üniversitesi

**Teslim Tarihi :**     **4 Mayıs 2012**  
**Savunma Tarihi :**     **6 Haziran 2012**



*Aileme ve Sedam'a...*



## ÖNSÖZ

Gerek Yüksek Lisans eğitim ve tez yazım dönemimde, gerekse kendileriyle beraber çalıştığım süreler içerisinde benden yardımını ve desteğini hiçbir surette esirgemeyen danışmanım Yrd. Doç. Dr. Deniz YILDIRIM ve eski Araş. Gör. Şükrü ERTİKE, Detakom Telekomünikasyon Gereçleri firmasından Gen. Müd. Orhan ALTAŞ, Baran Elektronik Sistemleri firmasından Sayın Ahmet ÇABRİ ve Ertuğrul ERASLAN beylere, zorlu tez yazım günlerimde hayatıma neşe katan tüm arkadaşlarıma ve şahsıma verdikleri maddi ve manevi desteklerden dolayı aileme teşekkürü borç bilirim. Bunun yanında tezdeki devre çizimlerinde çok yardımı dokunan Ezgican ARZUM'a, güç elektroniği bilgisayar benzetim programı PLECS'i 3 aylığına kullanımına veren PLEXIM firmasına da ayrıca teşekkürlerimi gönderiyorum.

Temmuz, 2012

Furkan Başkurt  
Elektrik Mühendisi



## İÇİNDEKİLER

### Sayfa

|                                                     |       |
|-----------------------------------------------------|-------|
| ÖNSÖZ.....                                          | vii   |
| İÇİNDEKİLER .....                                   | ix    |
| KISALTMALAR .....                                   | xi    |
| ÇİZELGE LİSTESİ.....                                | xiii  |
| ŞEKİL LİSTESİ.....                                  | xv    |
| SEMBOL LİSTESİ .....                                | xix   |
| ÖZET.....                                           | xxiii |
| SUMMARY .....                                       | xxv   |
| 1. GİRİŞ .....                                      | 1     |
| 1.1 Güç Paylaşımı.....                              | 2     |
| 1.1.1 Paylaşım noktası .....                        | 6     |
| 1.1.1.1 AA noktada paylaşım.....                    | 6     |
| 1.1.1.2 DA noktada paylaşım.....                    | 7     |
| 1.2 Sistem Bileşenleri.....                         | 8     |
| 1.2.1 Doğrultucu .....                              | 8     |
| 1.2.2 DA güç çeviricisi .....                       | 8     |
| 1.2.3 Evirici .....                                 | 9     |
| 1.3 Tez çalışmasının amaç ve kapsamı .....          | 9     |
| 2. DOĞRULTUCU .....                                 | 11    |
| 2.1 Doğrultucu Türleri.....                         | 11    |
| 2.1.1 Kontrolsüz doğrultucu .....                   | 11    |
| 2.1.2 Kontrollü doğrultucu .....                    | 12    |
| 2.2 Mosfet Doğrultucu .....                         | 14    |
| 2.2.1 Çalışma prensibi .....                        | 15    |
| 2.2.2 İletim kaybı analizi .....                    | 17    |
| 2.2.2.1 Diyot iletim kaybı hesaplamaları .....      | 18    |
| 2.2.2.2 Mosfet iletim kaybı hesaplamaları .....     | 19    |
| 3. YÜKSELTİCİ ÇEVİRİCİ ANALİZİ.....                 | 23    |
| 3.1 Durum Uzay Modeli.....                          | 25    |
| 3.2 Büyük İşaret Analizi (DA Analiz).....           | 28    |
| 3.3 Küçük İşaret Analizi (AA Analiz).....           | 30    |
| 3.3.1 Küçük işaret devre modeli .....               | 31    |
| 3.3.2 Transfer fonksiyonlarının elde edilmesi ..... | 33    |
| 3.3.3 Geri besleme .....                            | 39    |
| 3.3.4 Kararlılık.....                               | 42    |
| 3.4 Kontrolör Tasarımı .....                        | 44    |
| 3.4.1 Tip II kontrolörü .....                       | 44    |
| 3.4.2 Tip III kontrolörü .....                      | 46    |
| 3.4.3 K-Faktörü Yaklaşımı .....                     | 48    |
| 4. TASARIM VE GERÇEKLEME .....                      | 49    |
| 4.1 Mosfet Doğrultucu Tasarımı .....                | 49    |

|                                                      |           |
|------------------------------------------------------|-----------|
| 4.1.1 Kontrol devresinin tasarımı .....              | 49        |
| 4.1.2 Güç devresinin tasarımı .....                  | 50        |
| 4.1.3 Mosfet Doğrultucu testi ve ölçümleri .....     | 51        |
| 4.1.4 Mosfet Doğrultucu etkin uygulama sınırı .....  | 54        |
| 4.2 Yükseltici Çevirici Tasarımı.....                | 56        |
| 4.2.1 Tasarım parametreleri .....                    | 56        |
| 4.2.2 Güç devresi .....                              | 58        |
| 4.2.3 Kontrol devresi .....                          | 60        |
| 4.2.3.1 Transfer fonksiyonlarının çizdirilmesi ..... | 60        |
| 4.2.3.2 Kontrolör tasarlanması .....                 | 64        |
| 4.2.4 Bilgisayar benzetimi ve sonuçlar .....         | 69        |
| 4.3 Güç Paylaşımı.....                               | 69        |
| 4.3.1 Baz istasyonu sisteminin tanıtımı .....        | 70        |
| 4.3.2 Uygulama yöntemleri .....                      | 71        |
| 4.3.3 Test düzeneğinin kurulumu .....                | 73        |
| 4.3.4 Testler ve ölçümler .....                      | 74        |
| <b>5. SONUÇLAR VE İLERİYE YÖNELİK FİKİRLER .....</b> | <b>79</b> |
| <b>KAYNAKLAR.....</b>                                | <b>83</b> |
| <b>EKLER.....</b>                                    | <b>85</b> |

## **KISALTMALAR**

|             |                                           |
|-------------|-------------------------------------------|
| <b>MPPT</b> | : Maximum Power Point Tracker             |
| <b>AA</b>   | : Alternatif Akım                         |
| <b>DA</b>   | : Doğru Akım                              |
| <b>IGBT</b> | : Insulated Gate Bipolar Transistor       |
| <b>VDSR</b> | : Voltage-Driven Synchronous Rectifiers   |
| <b>CDSR</b> | : Current-Driven Synchronous Rectifiers   |
| <b>DGM</b>  | : Darbe Genişlik Modülasyonu              |
| <b>PWM</b>  | : Pulse Width Modulation                  |
| <b>RHPZ</b> | : Right Half Plane Zero                   |
| <b>LHPZ</b> | : Left Half Plane Zero                    |
| <b>LED</b>  | : Light Emitting Diode                    |
| <b>BTS</b>  | : Base Transceiver Station                |
| <b>GSM</b>  | : Global System for Mobile Communications |
| <b>PFC</b>  | : Power Factor Correction                 |
| <b>CCM</b>  | : Continuous Conduction Mode              |



## ÇİZELGE LİSTESİ

### Sayfa

|                     |                                                                                                            |    |
|---------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Çizelge 3.1</b>  | : Hat-Çıkış transfer fonksiyonunun parametreleri.....                                                      | 35 |
| <b>Çizelge 3.2</b>  | : Kontrol-Çıkış transfer fonksiyonunun parametreleri.....                                                  | 38 |
| <b>Çizelge 3.3</b>  | : Çıkış Empedansı transfer fonksiyonunun parametreleri.....                                                | 39 |
| <b>Çizelge 4.1</b>  | : Yükseltici çeviricinin farklı durumları için çalışma oranları .....                                      | 57 |
| <b>Çizelge 4.2</b>  | : Çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için Kontrol-Çıkış transfer fonksiyonlarının parametreleri.....      | 60 |
| <b>Çizelge 4.3</b>  | : Çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için Hat-Çıkış transfer fonksiyonlarının parametreleri.....          | 61 |
| <b>Çizelge 4.4</b>  | : Çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için Çıkış Empedansı transfer fonksiyonlarının parametreleri.....    | 62 |
| <b>Çizelge 4.5</b>  | : Çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için açık çevrim transfer fonksiyonlarının parametreleri.....        | 64 |
| <b>Çizelge 4.6</b>  | : Test 1 – Rüzgar türbininin devreye girmesi durumu için ölçümler .                                        | 74 |
| <b>Çizelge 4.7</b>  | : Test 2 – Motor sürücü kontrol işareti artırılarak rüzgar hızının artması durumu için ölçümler .....      | 75 |
| <b>Çizelge 4.8</b>  | : Test 2 – Yükseltici çevirici çalışma oranı artırılarak rüzgar hızının artması durumu için ölçümler ..... | 75 |
| <b>Çizelge 4.9</b>  | : Test 3 – Rüzgar hızı sabitken talep edilen gücün artması durumu için ölçümler .....                      | 76 |
| <b>Çizelge 4.10</b> | : Test 4 – Türbin enerjisinin sıfırlanması durumu için ölçümler.....                                       | 76 |



## ŞEKİL LİSTESİ

|                                                                                                | <u>Sayfa</u> |
|------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------|
| Şekil 1.1 : Karma enerji sistemi örneği .....                                                  | 4            |
| Şekil 1.2 : Çoklu karma enerji sistemi örneği .....                                            | 4            |
| Şekil 1.3 : AA noktasında güç paylaşımı .....                                                  | 7            |
| Şekil 1.4 : DA noktasında güç paylaşımı .....                                                  | 8            |
| Şekil 2.1 : Üç fazlı kontrolsüz doğrultucu devresi .....                                       | 12           |
| Şekil 2.2 : Üç fazlı kontrollü doğrultucu devresi .....                                        | 13           |
| Şekil 2.3 : Güç faktörü düzenleyici bir Yükseltici DA çeviricisi .....                         | 14           |
| Şekil 2.4 : Üç fazlı kontrolsüz doğrultucu yapısında Mosfet kullanılması .....                 | 14           |
| Şekil 2.5 : İletim ve kesim durumlarında Mosfet akımının yönü .....                            | 15           |
| Şekil 2.6 : Mosfet Doğrultucuda akım ölçümüyle kapı işaretlerinin üretilmesi ...               | 17           |
| Şekil 2.7 : Tek fazlı yarım dalga doğrultucuda Mosfet Doğrultucu devresi .....                 | 17           |
| Şekil 2.8 : İdeal olmayan Diyot'un iletim durumundaki eşdeğer gösterimi .....                  | 18           |
| Şekil 2.9 : İdeal olmayan Mosfet'in iletim durumundaki eşdeğer gösterimi .....                 | 18           |
| Şekil 2.10 : Mosfet Doğrultucu için $T_1$ , $T_2$ ve $T_3$ zamanlarının tanımlanması .....     | 20           |
| Şekil 3.1 : Yükseltici çevirici devre şeması .....                                             | 23           |
| Şekil 3.2 : İdeal olmayan devre elemanlarıyla oluşturulmuş Yükseltici çeviricinin şeması ..... | 24           |
| Şekil 3.3 : Yükseltici çeviricinin birinci alt-devresi .....                                   | 27           |
| Şekil 3.4 : Yükseltici çeviricinin ikinci alt-devresi .....                                    | 27           |
| Şekil 3.5 : Yükseltici çeviricinin ideal olmayan küçük işaret devre modeli .....               | 33           |
| Şekil 3.6 : $\hat{d}(s)$ kaynaklarının sıfırlanmasıyla elde edilen küçük işaret devresi....    | 35           |
| Şekil 3.7 : $\hat{v}_g(s)$ kaynağının sıfırlanmasıyla elde edilen küçük işaret devresi .....   | 36           |
| Şekil 3.8 : Şekil 3.7b'deki devrede akım kaynağının devre dışı bırakılması durumu .....        | 37           |
| Şekil 3.9 : Şekil 3.7b'deki devrede gerilim kaynağının devre dışı bırakılması durumu .....     | 37           |
| Şekil 3.10 : Tüm kaynakları sıfırlanmış küçük işaret devre modeli.....                         | 39           |
| Şekil 3.11 : DA güç çeviricisi için giriş, çıkış ve bozucu işaretler .....                     | 39           |

|                                                                                                                                            |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Şekil 3.12</b> : Geri beslemeli DA güç çevirici sisteminin blok diyagramı .....                                                         | 40 |
| <b>Şekil 3.13</b> : Tip II kontrolörü bağlantı şeması .....                                                                                | 44 |
| <b>Şekil 3.14</b> : $\omega_{II,z}$ ve $\omega_{II,p}$ uzaklıklarına göre Tip II kontrolörü Bode diyagramları .....                        | 45 |
| <b>Şekil 3.15</b> : Tip III kontrolörü bağlantı şeması .....                                                                               | 46 |
| <b>Şekil 3.16</b> : $\omega_{III,z}$ ve $\omega_{III,p}$ uzaklıklarına göre Tip III Kontrolörü Bode diyagramları .....                     | 47 |
| <b>Şekil 4.1</b> : Tek fazlı yarım dalga doğrultucuda Mosfet Doğrultucu uygulaması ...                                                     | 51 |
| <b>Şekil 4.2</b> : Tek fazlı yarım dalga doğrultucu devresinde Diyot iletim durumu için akım – gerilim dalga şekli .....                   | 51 |
| <b>Şekil 4.3</b> : Diyot iletim durumu için noktasal akım – gerilim – güç eğrileri.....                                                    | 52 |
| <b>Şekil 4.4</b> : Tek fazlı yarım dalga doğrultucu devresinde Mosfet iletim durumu için akım – gerilim dalga şekli .....                  | 53 |
| <b>Şekil 4.5</b> : Mosfet iletim durumu için noktasal akım – gerilim – güç eğrileri .....                                                  | 54 |
| <b>Şekil 4.6</b> : Diyot ve Mosfet Doğrultucunun noktasal iletim gücü kaybı .....                                                          | 55 |
| <b>Şekil 4.7</b> : Diyot ve Mosfet Doğrultucu iletim kaybının yük akımıyla değişimi ...                                                    | 55 |
| <b>Şekil 4.8</b> : Verilen parametrelerle Yükseltici çevirici gerilim çevirme oranı eğrileri .....                                         | 57 |
| <b>Şekil 4.9</b> : Çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için $G_{vd}(s)$ Bode diyagramları ...                                              | 61 |
| <b>Şekil 4.10</b> : Çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için $G_{vg}(s)$ Bode diyagramları ...                                             | 62 |
| <b>Şekil 4.11</b> : Çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için $Z_o(s)$ Bode diyagramları .....                                              | 63 |
| <b>Şekil 4.12</b> : Çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için $T_u(s)$ Bode diyagramları .....                                              | 64 |
| <b>Şekil 4.13</b> : Minimum giriş gerilimi – maksimum çıkış akımı için $T_u(s)$ Bode diyagramı ve önemli frekans noktaları.....            | 65 |
| <b>Şekil 4.14</b> : Tip III kontrolörünün Bode diyagramı.....                                                                              | 67 |
| <b>Şekil 4.15</b> : PLECS programında kurulan devre .....                                                                                  | 69 |
| <b>Şekil 4.16</b> : Örnek bir baz istasyonu sisteminin tek hat şeması .....                                                                | 71 |
| <b>Şekil 4.17</b> : Uygulama Yöntemi 1 – bağlantı şeması .....                                                                             | 72 |
| <b>Şekil 4.18</b> : Uygulama Yöntemi 2 – bağlantı şeması .....                                                                             | 72 |
| <b>Şekil 4.19</b> : Rüzgar türbini sistemini laboratuvar ortamında temsil eden düzenek ..                                                  | 73 |
| <b>Şekil 4.20</b> : Kurulan güç paylaşım sistemi ve ölçüm noktaları .....                                                                  | 74 |
| <b>Şekil A.1</b> : Yükseltici çeviricide ideal olmayan devre parametrelerinin gerilim çevirme oranına etkileri .....                       | 86 |
| <b>Şekil A.2</b> : Yükseltici çeviricide ideal olmayan devre parametrelerinin verime etkileri .....                                        | 87 |
| <b>Şekil A.3</b> : Yükseltici çeviricide ideal olmayan devre parametrelerinin Hat-Çıkış transfer fonksiyonu $G_{vg}(s)$ 'ye etkileri ..... | 88 |

|                  |                                                                                                                                            |     |
|------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| <b>Şekil A.4</b> | : Yükseltici çeviricide ideal olmayan devre parametrelerinin Kontrol-Çıkış transfer fonksiyonu $G_{vd}(s)$ 'ye etkileri .....              | 89  |
| <b>Şekil A.5</b> | : Yükseltici çeviricide ideal olmayan devre parametrelerinin Çıkış Empedansı transfer fonksiyonu $Z_o(s)$ 'ye etkileri .....               | 90  |
| <b>Şekil A.6</b> | : Tasarlanan Yükseltici çeviricinin açık ve kapalı çevrim kazançları.....                                                                  | 91  |
| <b>Şekil A.7</b> | : Tasarlanan Yükseltici çeviricide Hat-Çıkış ve Kontrol-Çıkış transfer fonksiyonlarını zayıflatan $1/(1 + T(s))$ transfer fonksiyonu ..... | 91  |
| <b>Şekil A.8</b> | : Tasarlanan Yükseltici çeviricide Hat-Çıkış transfer fonksiyonu $G_{vg}(s)$ 'nin açık ve kapalı çevrim transfer fonksiyonu .....          | 92  |
| <b>Şekil A.9</b> | : Tasarlanan Yükseltici çeviricide Çıkış Empedansı transfer fonksiyonu $Z_o(s)$ 'nin açık ve kapalı çevrim transfer fonksiyonu .....       | 92  |
| <b>Şekil B.1</b> | : Güç paylaşım sistemindeki doğrultucu ve evirici modülleri ile bağlantı noktaları .....                                                   | 93  |
| <b>Şekil B.2</b> | : Rüzgar türbini sistemini temsil eden üç fazlı asenkron motor ve üç fazlı senkron generatör.....                                          | 93  |
| <b>Şekil B.3</b> | : Motor sürücü.....                                                                                                                        | 93  |
| <b>Şekil B.4</b> | : Baz istasyonu sistemini temsil eden direnç yükü grubu .....                                                                              | 94  |
| <b>Şekil B.5</b> | : Üç fazlı kontrolsüz doğrultucu ve Yükseltici DA güç çeviricisi .....                                                                     | 94  |
| <b>Şekil C.1</b> | : Farklı giriş gerilimlerinde çeviriciye enerji verilmesi (en yüksek çıkış akımı) .....                                                    | 95  |
| <b>Şekil C.2</b> | : Farklı giriş gerilimlerinde çeviriciye enerji verilmesi (en düşük çıkış akımı) .....                                                     | 96  |
| <b>Şekil C.3</b> | : Giriş gerilimi 20V iken ani yük darbesi durumundaki çıkış gerilimi ...                                                                   | 97  |
| <b>Şekil C.4</b> | : Giriş gerilimi 30V iken ani yük darbesi durumundaki çıkış gerilimi ...                                                                   | 98  |
| <b>Şekil C.5</b> | : Giriş gerilimi 40V iken ani yük darbesi durumundaki çıkış gerilimi ...                                                                   | 99  |
| <b>Şekil C.6</b> | : Giriş geriliminin ani değişimi durumundaki çıkış gerilimi .....                                                                          | 100 |
| <b>Şekil C.7</b> | : Tepeden tepeye 10V salınımlı giriş gerilimi durumundaki çıkış gerilimi .....                                                             | 101 |



## SEMBOL LİSTESİ

|              |                                                                |
|--------------|----------------------------------------------------------------|
| $P$          | : Güç                                                          |
| $\Delta P$   | : Güç değişimi                                                 |
| $\Sigma$     | : Toplam Sembolü                                               |
| $V$          | : Ortalama değer                                               |
| $v(t)$       | : Anlık değer                                                  |
| $\hat{v}(t)$ | : Çok küçük salınım                                            |
| $V_{ac}$     | : Alternatif Gerilim                                           |
| $V_{dc}$     | : Doğru Gerilim                                                |
| $\alpha$     | : Tristör ateşleme açısı                                       |
| $V_D$        | : Diyot sabit gerilim düşümü                                   |
| $R_D$        | : Diyot iç direnci                                             |
| $R_M$        | : Mosfet iç direnci                                            |
| $R_Y$        | : Yük direnci                                                  |
| $R_L$        | : Endüktans direnci                                            |
| $\omega$     | : Açısal hız                                                   |
| $\delta_1$   | : Mosfet doğrultucu için Mosfet'in iletme geçiş açısal zamanı  |
| $\delta_2$   | : Mosfet doğrultucu için Mosfet'in kesime geçiş açısal zamanı  |
| $\delta_M$   | : Mosfet doğrultucu için Mosfet'in toplam iletim açısal süresi |
| $t_{iletim}$ | : DGM yönteminde iletimde kalma süresi                         |
| $t_{kesim}$  | : DGM yönteminde kesimde kalma süresi                          |
| $T_s$        | : Anahtarlama periyodu                                         |
| $f_s$        | : Anahtarlama frekansı                                         |
| $D$          | : DGM yönteminde çalışma oranı                                 |
| $D'$         | : DGM yönteminde çalışma oranının 1'e tümleyeni                |
| $A, C$       | : Durum Uzay Modeli'nde durum değişkeni katsayı matrisleri     |
| $B, E$       | : Durum Uzay Modeli'nde bağımsız kaynak katsayı matrisleri     |
| $K$          | : Durum Uzay Modeli'nde durum değişkeni türevi katsayı matrisi |
| $x(t)$       | : Durum Uzay Modeli'nde durum değişkeni matrisi                |
| $u(t)$       | : Durum Uzay Modeli'nde bağımsız kaynak matrisi                |
| $i_L(t)$     | : Endüktans akımı                                              |

|                  |                                                             |
|------------------|-------------------------------------------------------------|
| $v_C(t)$         | : Kondansatör gerilimi                                      |
| $V_o$            | : Çıkış gerilimi                                            |
| $V_g$            | : Giriş gerilimi                                            |
| $I_o$            | : Çıkış akımı                                               |
| $I_g$            | : Giriş akımı                                               |
| $P_o$            | : Çıkış gücü                                                |
| $P_g$            | : Giriş gücü                                                |
| $R_X$            | : İdealsizlik direnci                                       |
| $V_X$            | : İdealsizlik gerilimi                                      |
| $F$              | : İdealsizlik katsayısı                                     |
| $\eta$           | : Verim                                                     |
| $G_{vd}(s)$      | : Kontrol-çıkış transfer fonksiyonu                         |
| $G_{d0}(s)$      | : Kontrol-çıkış transfer fonksiyonu sıfır frekans kazancı   |
| $G_{vg}(s)$      | : Giriş-çıkış transfer fonksiyonu                           |
| $G_{g0}(s)$      | : Giriş-çıkış transfer fonksiyonu sıfır frekans kazancı     |
| $Z_o(s)$         | : Çıkış empedansı transfer fonksiyonu                       |
| $Z_0(s)$         | : Çıkış empedansı transfer fonksiyonu sıfır frekans kazancı |
| $G_{pwm}(s)$     | : PWM modülatör kazancı                                     |
| $G_s(s)$         | : Geri besleme kazancı                                      |
| $G_c(s)$         | : Kontrolör kazancı                                         |
| $T(s)$           | : Kapalı çevrim kazancı                                     |
| $T_u(s)$         | : Açık çevrim kazancı                                       |
| $Q$              | : Kalite faktörü                                            |
| $\omega_0$       | : Rezonans açısal frekansı                                  |
| $\omega_{RHPZ}$  | : Sağ yarı düzlem sıfırı ( <i>RHPZ</i> ) açısal frekansı    |
| $\omega_c$       | : Kesim açısal frekansı                                     |
| $\omega_{Z_o}$   | : Çıkış empedansı eşdeğer sıfır açısal frekansı             |
| $\omega_{II,z}$  | : Tip II Kontrolör sıfır açısal frekansı                    |
| $\omega_{II,p}$  | : Tip II Kontrolör kutup açısal frekansı                    |
| $\omega_{II,o}$  | : Tip II Kontrolör orta açısal frekansı                     |
| $K_{II}$         | : Tip II Kontrolör kazancı                                  |
| $\omega_{III,z}$ | : Tip III Kontrolör çift sıfıra açısal frekansı             |
| $\omega_{III,p}$ | : Tip III Kontrolör çift kutup açısal frekansı              |
| $\omega_{III,o}$ | : Tip III Kontrolör orta açısal frekansı                    |

|             |                                               |
|-------------|-----------------------------------------------|
| $K_{III}$   | : Tip III Kontrolör kazancı                   |
| $\varphi$   | : Faz değeri                                  |
| $\varphi_m$ | : Faz payı                                    |
| $\varphi_a$ | : Faz artışı                                  |
| $k_{II}$    | : Tip II kontrolörü için K-faktörü katsayısı  |
| $k_{III}$   | : Tip III kontrolörü için K-faktörü katsayısı |
| $k_{hall}$  | : Akım algılayıcısı gerilim/akım kazancı      |
| $M$         | : <i>RHPZ</i> yakınlık faktörü                |



## ŞEBEKE BAĞLANTILI BİR RÜZGAR ENERJİ SİSTEMİNİN İNCELENMESİ

### ÖZET

Makineleşme, şehirleşme ve insanların yaşam refahlarının artması durumu beraberinde enerji ihtiyacının da fazlasıyla artmasını getirmiştir. Son iki-üç yüzyıldır enerji ihtiyacımızın büyük bir çoğunluğunu sağlayan fosil yakıtlar çevreye duyarlı olmamaları gibi bir dezavantaja ve rezervlerinin tükenmesi gibi bir tehlikeye sahiptir. Bu noktadan hareketle son yıllarda yenilenebilir enerji kaynakları konusunda büyük bir atılım gerçekleştirilmiş, yenilenebilir kaynaklara olan ilgi üst düzeye çıkmıştır. Özellikle de güç elektroniği alanında yaşanan teknolojik yenilikler yenilenebilir enerji kaynaklarının verimli ve etkili kullanımını artırmışlardır.

Tüm avantajlarının yanında yenilenebilir enerji kaynaklarının düzensiz olma ve tahmin edilebilme oranlarının oldukça düşük olması bir takım zorlukları ortaya koymaktadır. Yenilenebilir enerji kaynaklarının bu zorlukları, karma enerji sistemlerini ortaya çıkarmıştır. Bu enerji sistemlerinde bir veya birden fazla yenilenebilir kaynak, şebeke bağlantılı veya akü yedeklemeli olarak çalışmakta, böylece enerji düzensizliği ortadan kaldırılmaktadır.

Karma enerji sistemlerinin ortaya çıkması güç paylaşımı konusunu gündeme getirmiştir. Bir karma enerji sisteminde hangi kaynaktan ne miktarda güç talep edileceği, yükün güç talebi değişikliklerinde hangi enerji kaynağının bu değişikliği karşılayacağı konuları genel olarak güç paylaşımının ilgi alanındadır.

Karma enerji sistemleri şebeke bağlantısız olarak kurulabileceği gibi şebeke bağlantılı olarak da kurulabilirler. Şebeke bağlantısız sistemlerde yenilenebilir kaynaklardan üretilen enerjinin tümü yerel sistemde harcanmalıdır. Düzensizliğin karşılanması amacıyla şebeke bağlantısız sistemler akü yedeklemesi ile kurulurlar. Şebeke bağlantılı sistemlerde ise farklı çözümler söz konusudur. Yenilenebilir kaynaktan üretilen enerji tamamen yerel sistemde harcanabileceği gibi, talep fazlası üretimde şebekeye enerji verilebilir veya üretimdeki eksiklik şebeke tarafından karşılanabilir. Böylece şebeke enerjisi çift yönlü bir regülatör gibi çalışarak karma enerji sisteminin düzenliliğini sağlar.

Bu tez çalışmasının konusu ise şebeke bağlantılı bir rüzgar enerji sisteminde güç paylaşımını gerçekleştirmektir. Şebeke bu sistemde çift yönlü değil sadece sisteme enerji sağlamak üzere tek yönlü düşünülmüştür. Yani rüzgar türbini sisteme sağlayabileceği maksimum gücü sağlayacak, talep fazlası enerji varsa suni yükte harcanırken, talepten az üretim varsa ekstra enerji şebekeden sağlanacaktır.

Bir karma enerji sisteminde farklı elektrik enerjisi formlarının bulunması çok olasıdır. Tüm enerji formlarının ortak bir noktada paylaşılması için bu sistemde birçok güç elektroniği çeviricisi bulunmalıdır. Tez çalışması kapsamında doğrultucular ve Yükseltici DA/DA çevirici incelenmiştir.

Rüzgar türbininden üretilen enerji üç faz değişken genlik ve frekansa sahiptir. Bu enerji formu bir doğrultucu ile doğru gerilime dönüştürülmek istenmiştir. Bu noktada basitliğinden ötürü üç fazlı kontrolsüz doğrultucu tercih edilmiş ancak verim olarak iyileştirme sağlamak amacıyla iletim kayıplarının azaltılması için kontrolsüz doğrultucuda Diyot yerine Mosfet kullanılması düşünülmüştür. Önerilen bu yöntem tek fazlı yarım dalga bir doğrultucuda konsept olarak gerçekleştirilmiş ve deneysel sonuçlar sunulmuştur.

Rüzgar türbini çıkışındaki gerilimin doğrultulmasının ardından paylaşım noktasına uygun bir genliğe getirilmesi için bir DA/DA çeviriciye ihtiyaç duyulmuştur. Doğrultulmuş rüzgar türbini çıkış geriliminin paylaşım noktası gerilimine göre düşük kalmasından dolayı Yükseltici çevirici tercih edilmiştir. Yükseltici çeviricinin matematiksel analizi, 4 adet idealsizlik parametresi eşliğinde yapılmış, böylece devre yapısındaki ideal olmayan durumların sistemin davranışına olan etkileri uygun araçlar yardımıyla sunulmuştur. Matematiksel analizin ardından bir güç çeviricisi sisteminin geri besleme kontrolü için gereken bilgi ve bağıntılar verilerek kontrolör tasarımında K-Faktörü yaklaşımından bahsedilmiştir.

Çalışmanın son bölümünde ise laboratuvar ortamında bir karma enerji sistemi oluşturularak, baz istasyonu uygulaması için testler yapılmış ve farklı durumlarda karma enerji sisteminin güç paylaşımı incelenmiştir.

## **EXAMINATION OF A GRID-CONNECTED WIND ENERGY SYSTEM**

### **SUMMARY**

Industrial revolution, civilization, modernization and the increase of life quality caused the energy demand increase dramatically. For two-three centuries nearly all energy demand is supplied by fossil fuels. They are not environment friendly and beside this their reserve is running short. From this point, renewable energy sources are very popular and everyone is interested with them. Especially the technological innovation at power electronic converters boosted the use of renewable energy systems more efficiently.

Beside all advantages, renewable energy sources are lack of regularity and predictability, so that it is not recommended that to use only one renewable energy source at a system. Nearly all renewable systems are operating with battery back-up or grid connection. This regulates the system. When the power of renewable energy source is less than load demand, utility power or batteries regulates the load. And vice versa when the power of renewable energy source is greater than the load demand, extra energy is stored at batteries or send to utility. These systems are named as hybrid energy systems. In hybrid energy systems, power share is a topic that analysis the coordination between different sources in the system.

There are some grid-connected hybrid systems and also some islanded hybrid systems. If there is no grid connection available at the system all of the power must be consumed in the local system. Non grid-connected systems usually operate with battery back-up.

Grid-connected hybrid systems have two options: the utility power can work bi-directional or uni-directional. If the system is bi-directional grid-connected, the utility power helps the renewable source when the power generated from renewable source is less than the load demand.

Also if the power generated from the renewable source is greater than the load demand, the utility transfers the extra energy to the utility side. If the system is uni-directional grid-connected, the utility only supply energy to the system.

In this work, a hybrid system is analyzed which is uni-directional grid-connected with wind power. Therefore, the wind turbine will supply all of its maximum power to the system and if extra demand occurs the grid will help the system.

It's so normal that there may be lots of energy forms in the hybrid system. For example wind turbines generate three phase variable amplitude and frequency alternative energy form and photovoltaic arrays generate pure DC voltage. So that in a hybrid system there must be power electronic converters which try to tie all of the energy sources into a common bus. This work is interested with rectifiers and DC/DC converters.

After presenting the power share system basic, a rectifier design chapter comes after. Three phase rectifiers are interested in this work because the wind turbine output voltage is three phase alternative. At this point, an un-controlled 3 phase diode rectifier is decided but an improvement is done on the standard rectifier circuit. Diodes are removed and Mosfets are put into the rectifier.

By this way, it is wanted to use Mosfet for low impedance current path. Diodes have forward voltage and a resistor when it is conducting. But Mosfet only shows a resistance to the current. This is the basic reason why Mosfet is preferred for a rectifier application.

To use Mosfet as rectifier, it is put into circuit where its Body Diode is at the same direction with Diodes in rectifiers. Even though the Mosfet is not driven, this circuit will operate as rectifier because of the Body diode. Main purpose is to sense when the Body Diode starts and stops conducting.

There are two control schemes to sense Body Diode is conducting or not. One of the methods is current sense of Mosfet and the other is voltage drop sense on Mosfet. If the Body Diode is conducting, there must be a flowing current on Mosfet. And also if the Body Diode is conducting, there must be a low voltage on Drain-Source legs of Mosfet.

Current sensing method is expensive but it is topology independent and is applicable to all systems. Voltage sensing method is cheaper but it is topology dependent and not applicable to all systems.

A Diode and a Mosfet is tested on a half wave single phase rectifier and results are given. It is seen that there is not a big efficiency gain with Mosfet rectification. Because the on-resistance of Mosfet is higher than Diode on-resistance. And when the application requires high current, voltage drop on Mosfet reaches the voltage drop on Diode. To obtain higher efficiency from Mosfet rectifier circuit, the on-resistance of Mosfet must be much lower than Diode on-resistance.

After rectifying the output voltage of the wind turbine, resultant DC voltage must be increased to some other voltage, because the share point of the hybrid energy system has a higher voltage than the rectified output voltage of the wind turbine. Therefore a Boost converter is decided to be analyzed. Mathematical model of the Boost converter is done with 4 non-idealities at circuit parameters. Large signal and small signal quantities are obtained with non-ideal components.

It is clearly seen that non-ideal parameters give chance to the system to be more controllable system. The ideal DC/DC converters show great resonances near the double pole frequency but the non-ideal components attenuates the system near the double pole frequency.

All of the transfer functions of the Boost Converter is obtained and analyzed. After that a feedback controller is designed for the converter. Two type of controllers is introduced and Type III controller is used for high phase gain.

Base stations are important for energy efficient applications. Because a lot of base stations are located at rural and windy areas. They are suitable for wind farms and low power wind turbines. When a base station system is supported by a wind turbine, the system becomes a grid-connected wind energy system. In this system all of the wind power must be extracted from the turbine and used locally. There is no way to send power to the utility, because this system is designed as uni-directional.

At the end of the work, a hybrid system is installed at laboratory with a base station case study. Some tests done: power up of the wind turbine with same load, power down of the wind turbine with same load, wind turbine acceleration with same load and load change when the wind turbine is fixed at some power...



## 1. GİRİŞ

Enerji ihtiyacı, insanlığın varlığıyla beraber başlayan en temel ihtiyaçlardandır. Dünya nüfusunun artması, sanayi devrimi ve buna bağlı olarak makineleşmenin gelişmesi, refah ve lüksün yaygınlaşması ile enerji ihtiyacı oldukça artmış ve artmaya da devam etmektedir.

Enerji ihtiyacının büyük bir kısmının fosil yakıtlar ile sağlanmasına karşın bu yakıtların rezervlerinin tükenmekte oluşu, çevreye kötü etkileri ve maliyetlerinin yüksek olması gibi nedenlerle yenilenebilir enerji kaynaklarına ilgi artmıştır (Dali ve diğ., 2008, Bölüm 1).

Yenilenebilir enerji kaynakları, rezervlerinin tükenmemesi, temiz ve maliyetlerinin düşük olması dolayısıyla fosil yakıtlara göre üstünlük sağlamaktadır. Yenilenebilir enerji kaynaklarından özellikle rüzgâr ve güneş enerjisi kolay uygulanabilirlik, uzun hizmet süresi ve enerji yoğunluğu açılarından daha öne geçmiş olup gittikçe de yaygınlığını artırmaktadır.

Yenilenebilir enerji kaynakları, bu avantajlarının yanında düzensiz enerji kaynağı oluşları gibi bir dezavantaja sahiptir. Örneğin yıl içerisinde güneş ışığı şiddeti ve rüzgâr hızı günlere göre homojen bir dağılım göstermediği gibi gün içinde de bu parametreler oldukça değişkendir. Bulutlu günlerde ve geceleri güneş panellerinden enerji üretilmediği gibi, talep fazlası enerji üretiminde de enerjinin depolanması problemi ortaya çıkar (Wei, 2009, Bölüm 1). Bu konuda sadece belirli bir bölge için geçmişe dönük analizler yapılarak istatistiki olarak belirli bu bölgenin alacağı ortalama güneş ışığı veya bu bölgedeki rüzgâr şiddeti tahmin edilebilir. Dolayısıyla belirli bir sistemin tek bir yenilenebilir enerji kaynağından beslenmesi verimli ve güvenilir olmayabilir (Dali ve diğ., 2008, Bölüm 1).

Tahmin edilebilirlik düzeyinin düşük olmasından dolayı yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımında bazı yöntemler geliştirilmiştir. Şebekeden bağımsız uygulamalarda yenilenebilir enerji kaynaklarının akü yedeklemesi ile kullanılması bu konudaki en yaygın çözümdür (Tan ve diğ., 2010; Yu ve Qian, 2009). Düzensiz

enerji kaynağından gelen enerji güç elektroniği çeviricileri ile aküye uygun hale getirilerek depolanır. Aküde depolanan enerji ise yine güç elektroniği çeviricileri ile yüke uygun hale getirilerek yük beslemesi sağlanır.

Düzensiz enerjiye çözüm olarak geliştirilmiş bir diğer yöntem ise birden fazla yenilenebilir enerji kaynağının birlikte kullanılmasıdır. Buna göre yenilenebilir enerji kaynaklarının farklı avantajları bir araya getirilmiş ve bazı dezavantajlarından arındırılmış olur. Bu sistemlere karma enerji sistemi (*hybrid energy system*) adı verilmektedir (Dali ve diğ., 2008, Bölüm 1).

Karma enerji sistemleri, şebeke bağlantılı veya şebeke bağlantısız olarak gerçekleştirilebilirler. Şebeke bağlantısız karma enerji sistemlerinde yenilenebilir kaynaklardan gelen enerji yük sisteminde yerel olarak kullanılırken talep fazlası enerji olması durumunda akü yedeklemesi veya enerjinin suni yükte (*dump load*) yöntemlerine başvurulur. Şebeke bağlantısız karma enerji sistemlerinde rüzgâr, güneş ve hidrojen enerjisi sistemlerinin beraber kullanılması oldukça yaygındır (Senjyu ve diğ., 2005; Yu ve Qian, 2009). Bu sistemler özellikle şebeke enerjisinin ulaşmadığı kırsal kesimlerde kullanılır.

Şebeke bağlantılı sistemlerde ise şebeke enerjisi, yenilenebilir enerji sisteminin enerji düzenine katkıda bulunmak üzere kullanılabileceği gibi, yenilenebilir kaynaklardan talep fazlası enerji üretimi durumunda talep fazlası enerjinin şebekeye verilmesi de söz konusu olabilir. Bu konuda uygulanmakta olan birçok sistem mevcuttur (Giraud ve Salameh, 2001; Liu ve diğ., 2010).

## 1.1 Güç Paylaşımı

Düzensiz yenilenebilir enerji kaynakları olan güneş ve rüzgâr enerjisi kaynaklarının, karma enerji sistemlerinde akü yedeklemesi, hidrojen yakıt pilleri veya şebeke bağlantılı olarak kurulması yaygın bir durumdur.

Enerji düzensizliği sorununu çözmek amacıyla uygulanan karma enerji sistemleri, mevcut kaynaklardan gelen enerjinin koordine edilmesi gibi bir konuyu ortaya çıkarmıştır. Hangi enerji kaynağından ne kadar enerji alınacağı konusu güç paylaşımı (*load share – power share*) olarak adlandırılır.

Akü, hidrojen yakıt pili ve şebeke ideal kaynak olarak modellenilebilirler. İdeal enerji kaynakları, sadece yük talebi kadar enerji üretir. Yük tarafından enerji üretimi söz

konusu olduğunda ideal kaynaklara enerji vermek de mümkündür. Ancak rüzgâr türbini veya güneş paneli gibi enerji kaynakları, içinde bulunduğu çevresel koşullara veya yük empedansına bağımlı olarak enerji üretirler.

Örneğin bir güneş panelinin akım-gerilim eğrisi göz önüne alındığında en yüksek güç üretiminin belirli bir noktada olduğu görülür. Söz konusu panelin çıkışında bulunan yüke mümkün olan en yüksek gücü aktarabilmesi, tek bir empedans değerinde mümkündür. Yük empedansı, güneş panelini en yüksek güç durumunda çalıştıracak değerden farklı olduğu sürece güneş panelinden en yüksek gücü elde etmek mümkün değildir.

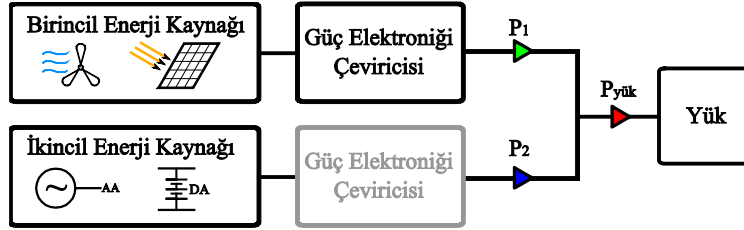
Rüzgâr ve güneş enerjisi sistemlerinin bu durumlarına çözüm olarak Maksimum Güç Noktası İzleyici (*Maximum Power Point Tracker - MPPT*) yöntemi önerilmiştir. Buna göre rüzgâr veya güneş enerjisi sistemi yükü doğrudan değil, bir güç elektroniği çeviricisi aracılığıyla besler. Bu güç elektroniği çeviricisinin kontrol işareti *MPPT* kontrolörü tarafından üretilir. *MPPT* kontrolörü, üzerinde etkin olduğu sistemin içinde bulunduğu koşulları sürekli olarak inceler. Rüzgar enerji sisteminde *MPPT* kontrolörü, türbinin hızı ve elektro-manyetik momentini bulunduğu durum içinde maksimum gücü üretmeye zorlayacak kontrol işaretini üretir (Hamzaoui ve diğ., 2011, Özet). Güneş enerji sisteminde ise *MPPT* kontrolörü, panel çıkışındaki gerilim ve akım değerinin panelin içinde bulunduğu çevresel koşullarda maksimum gücü üretecek şekilde olmasını sağlayacak işareti üretir.

Karma enerji sistemlerinde, birincil kaynak olan rüzgâr ve güneş enerjisi kaynakları en yüksek güç noktasında çalışmaya zorlansalar bile çevresel koşullardan dolayı besledikleri yükün talep ettiği güç değerini üretemeyecek durumda olabilirler. Yine aynı şekilde, rüzgâr ve güneş enerjisi kaynaklarından üretilen güç, yükün talep ettiği değer üzerinde de olabilir. Bu iki durumun etkilerinden kurtulmak amacıyla karma enerji sistemini ikincil kaynak olarak ideal enerji kaynağı gibi davranabilecek olan şebeke, akü veya hidrojen yakıt pili ile desteklemek uygun bir davranış olacaktır.

Şekil 1.1’de bir adet birincil ve bir adet ikincil kaynağa sahip bir güç paylaşım sistemi verilmiştir. Birincil kaynağın çıkışında bir güç elektroniği çeviricisi bulunur ve bu çevirici vasıtasıyla paylaşım noktasına ulaşılır. İkincil kaynağın çıkışında ise güç elektroniği çeviricisinin bulunması zorunlu değildir. Eğer paylaşım noktasının parametreleri ile ikincil kaynağın parametreleri denk ise ikincil kaynağın çıkışında

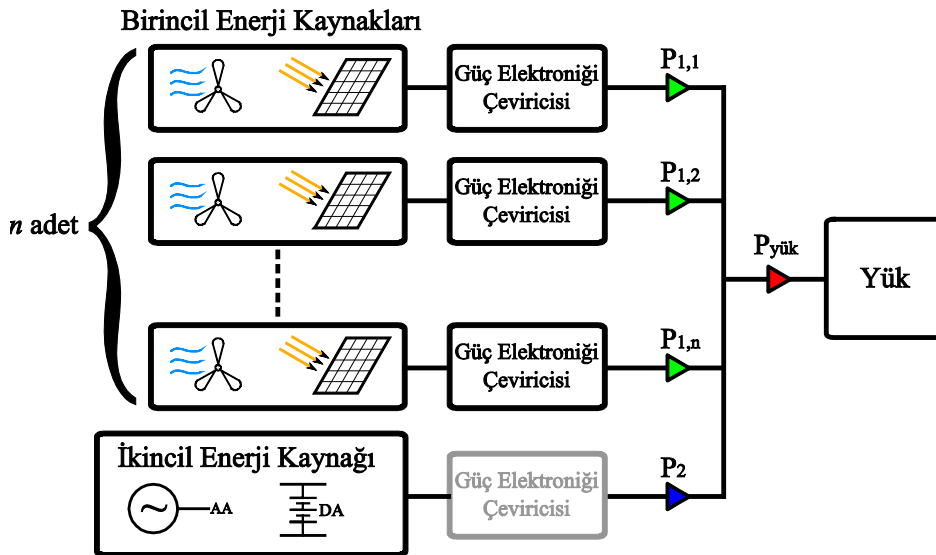
güç elektroniği çeviricisinin bulunmayabilir. Şekil 1.1’de birincil enerji kaynağından üretilen güç  $P_1$ , ikincil enerji kaynağından üretilen güç  $P_2$ , yük tarafından talep edilen güç ise  $P_{yük}$  olarak tanımlanmıştır. Buna göre tanımlanan güçler arasındaki ilişki verilmiştir (1.1).

$$P_{yük} = P_1 + P_2 \quad (1.1)$$



Şekil 1.1: Karma enerji sistemi örneği.

Güç paylaşımının yapıldığı bir karma enerji sisteminde yenilenebilir enerji kaynaklarının sayısı birden fazla olabilir. Tüm birincil kaynaklar, *MPPT* kontrollü güç elektroniği çeviricileri aracılığıyla çevresel koşullarına göre sağlayabileceği en yüksek gücü yüke iletirken, yük talebindeki veya çevresel koşullardaki değişimler sadece tek bir ikincil kaynağın bağlanması ile dengelenebilir.



Şekil 1.2: Çoklu karma enerji sistemi örneği.

Şekil 1.2’de  $n$  adet birincil ve bir adet ikincil kaynağa sahip bir çoklu güç paylaşım sistemi verilmiştir. Birincil kaynaklardan üretilen güçler sırasıyla  $P_{1,1}, P_{1,2}, \dots, P_{1,n}$  ve ikincil kaynaktan üretilen güç  $P_2$  olarak tanımlandığında, yük tarafından talep edilen güç  $P_{yük}$  kaynak güçleri cinsinden ifade edilebilir (1.2).

$$P_{yük} = \left( \sum_{k=1}^n P_{1,k} \right) + P_2 \quad (1.2)$$

Bir güç paylaşımı sisteminde birincil enerji kaynakları olarak tanımlanan yenilenebilir enerji kaynakları bulundukları çevresel koşullarda üretebilecekleri en yüksek gücü yüke aktarırken, yük talebinde veya çevresel koşullardaki değişimler sonucunda oluşan fark ikincil kaynaktan sağlanacaktır **(1.3)**.

$$P + \Delta P_{yük} = P + \Delta \left( \sum_{k=1}^n P_{1,k} \right) + \Delta P_2 \quad (1.3)$$

Bu sistemde çevre koşullarının sabit olması durumunda birincil enerji kaynaklarından elde edilen güç sabit olduğundan **(1.3)**'te verilen birincil kaynak üretimindeki değişim sıfır olur. Dolayısıyla çevresel koşullar sabitken yük talebinde meydana gelen değişimler ikincil enerji kaynağından karşılanır **(1.4)**.

$$P + \Delta P_{yük} = P + \underbrace{\Delta \left( \sum_{k=1}^n P_{1,k} \right)}_{=0} + \Delta P_2 \rightarrow \Delta P_2 = \Delta P_{yük} \quad (1.4)$$

Yine aynı sistemde yük talebinin sabit olması durumunda **(1.3)** ifadesindeki  $\Delta P_{yük}$  ifadesi sıfır olur. Bu durumda çevresel koşullarda meydana gelen bir değişim sonucunda birincil kaynaklardan elde edilen güç değerindeki değişimler ikincil enerji kaynağından karşılanır **(1.5)**.

$$P + \underbrace{\Delta P_{yük}}_{=0} = P + \Delta \left( \sum_{k=1}^n P_{1,k} \right) + \Delta P_2 \rightarrow \pm \Delta P_2 = \mp \Delta \left( \sum_{k=1}^n P_{1,k} \right) \quad (1.5)$$

Görüldüğü gibi güç paylaşımı sisteminin uygulandığı bir karma enerji sisteminde ikincil kaynak olarak isimlendirilen şebeke veya akü grubu, sistemde enerji regülasyonu yapmakta, yük talebini karşılamak için sağladığı güç değerini değiştirmektedir.

Güç paylaşım sisteminin uygulanması için tüm kaynakların bir noktada birleşmesi gerekmektedir. Bu paylaşım noktasının özelliklerine göre güç paylaşım sistemleri farklılık gösterirler.

### **1.1.1 Paylaşım Noktası**

Karma enerji sistemindeki birincil ve ikincil enerji kaynaklarının ürettikleri enerji veya yük tarafından talep edilen enerjinin formu birbirinden farklı olabilir. Örneğin kalıcı mıknatıslı senkron generatöre sahip olan rüzgar türbinleri üç fazlı değişken genlik ve frekansta alternatif gerilim üretirken, güneş panellerinden doğru gerilim elde edilir. Yine aynı şekilde akü grubundan saf doğru gerilim elde edilirken, şebeke enerjisi üç fazlı sabit genlik ve frekansta alternatif gerilim sağlar.

Enerji kaynaklarının haricinde sistemde bulunan yüklerin de ihtiyaçları göz önünde bulundurulmalıdır. Özellikle telekomünikasyon cihazları ve elektronik elemanlar saf doğru gerilim ile çalışırken klima, aydınlatma cihazları veya elektrik makineleri üç veya tek fazlı alternatif gerilimle çalışmaktadır.

Görüldüğü gibi güç paylaşımının gerçekleştirileceği karma enerji sisteminde elektrik enerjisinin farklı formlarının bulunması çok olasıdır. Güç paylaşımının temel unsuru, bu farklı formdaki enerji kaynaklarının ortak bir noktayı besleyebilecek duruma getirilmeleri olduğundan sistem içerisinde ortak bir nokta belirlenmeli ve paylaşım o noktada gerçekleştirilmelidir.

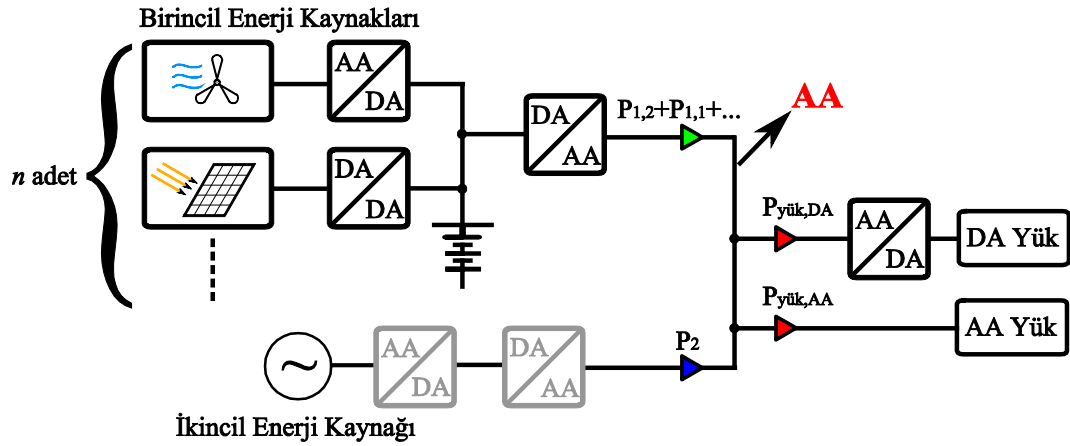
Paylaşımın yapılacağı noktanın elektriksel formu düşünüldüğünde iki seçenek söz konusudur. Bunlardan ilki paylaşımın alternatif akım (AA) üzerinden diğeri ise doğru akım (DA) üzerinden gerçekleştirilmesidir.

#### **1.1.1.1 AA noktasında paylaşım**

Güç paylaşımının AA noktasında olmasını sağlamak için birincil ve ikincil enerji kaynaklarının çıkış enerji formları güç elektroniği çeviricileri vasıtasıyla alternatif akıma dönüştürülmelidir. Öncelikle paylaşımın yapılacağı noktadaki AA parametreleri olan genlik, frekans, faz açısı ve faz sırası belirlenmeli ve tüm güç elektroniği çeviricileri bu parametrelere göre tasarlanmalıdır. İki veya daha fazla alternatif kaynağın aynı noktayı besleyebilmesi için tüm parametrelerinin birbirine eşit olması gerekir.

Aynı şekilde paylaşım noktasının parametreleri ile yük tarafından talep edilen enerjinin parametreleri de uyum içerisinde olmalıdır. AA noktasında gerçekleştirilen paylaşım alternatif akımla beslenen yükler için uygunken, doğru akım ihtiyacı duyan yükler için bir güç elektroniği çeviricisi daha gereklidir.

Şekil 1.3'te AA noktasında güç paylaşımı yapan bir karma enerji sistemi verilmiştir. Görüldüğü üzere bütün enerji kaynaklarından üretilen gerilimler paylaşım noktasının parametrelerini sağlamak amacıyla çeşitli çeviriciler aracılığıyla ortaklanmıştır. Alternatif akım yükleri doğrudan paylaşım noktasından beslenirken doğru gerilim yükleri talep ettikleri enerjiyi paylaşım noktasından bir çevirici vasıtasıyla almaktadır.



**Şekil 1.3:** AA noktasında güç paylaşımı.

Paylaşım noktasının AA olması sistemde bulunan eviricilerin paralel çalışmasını ve çıkış gerilimlerinin genlik, frekans ve faz açısı değerlerinin ortak olmasını gerektirmektedir. Eviricilerin paralel çalıştırılması konusu literatürde de incelenmiş, farklı kontrol yöntemleri öne sürülmüştür (Shan ve diğ., 2007; Jiarong ve Shaojun, 2006). Paylaşım noktasında karşılanması gereken şartların zorluğu ve paralel olarak besleyecek evirici sayısının artmasıyla paylaşımın kontrolünün zorlaşması dolayısıyla alternatif noktada paylaşım tercih edilmez.

#### 1.1.1.2 DA noktasında paylaşım

Güç paylaşımının doğru akım (DA) noktada olmasını sağlamak için birincil ve ikincil enerji kaynaklarının çıkış enerji formları güç elektroniği çeviricileri vasıtasıyla doğru akıma dönüştürülmelidir. Doğru akımda güç paylaşımının yapılabilmesi için tek şart gerilim değerlerinin aynı olmasıdır.

DA noktasında paylaşım yapılan bir sistemde, doğru akım yükleri paylaşım noktasından beslenebilirken, alternatif akım yükleri için paylaşım noktasından evirici vasıtasıyla alternatif akım elde edilmelidir. Şekil 1.4'te DA noktasında güç paylaşımı yapan bir karma enerji sistemi verilmiştir. Doğru akım kaynakları arasında güç

## 1.2 Sistem Bileşenleri

### 1.2.1 Doğrultucu

### 1.2.2 DA güç çeviricisi

8

olmasından bağımsız olarak Şekil 1.3 ve Şekil 1.4'ten görüldüğü gibi sistemde DA güç çeviricisine ihtiyaç vardır. Çünkü sistemde bulunan doğru akım noktalarının genlikleri birbirinden farklı olabilir. Ayrıca şebeke ve rüzgar türbininden gelen enerjinin de doğrultulduktan sonra paylaşım noktasının parametresine göre DA güç çeviricisi ile genliği değiştirilebilir.

### **1.2.3 Evirici**

Evirici yapısı, doğru akımdan alternatif akıma dönüşüm yapan güç elektroniği devresidir. Güç paylaşımının alternatif veya doğru akım olmasından bağımsız olarak Şekil 1.3 ve 1.4'ten de görüldüğü gibi bir güç paylaşımı sisteminde evirici yapısına ihtiyaç vardır. Paylaşım noktasının alternatif akım olması durumunda her bir kaynak bloğunu ile paylaşım noktası arasında bir evirici bulunurken, paylaşım noktasının doğru akım olması durumunda alternatif gerilim talep eden yüklerin beslenmesi için paylaşım noktası ile yük arasında evirici yapısı kullanılmaktadır.

### **1.3 Tez çalışmasının amaç ve kapsamı**

Bu tez çalışmasının amacı, şebeke bağlantısı olan bir rüzgar enerjisi sisteminde güç paylaşımının incelenmesi ve gerçekleştirilmesidir. Güç paylaşımının uygulanacağı karma enerji sisteminde birincil kaynak olarak rüzgar enerjisi, ikincil kaynak olarak ise şebeke enerjisi kullanılmıştır. Sistemdeki güç paylaşım noktası, sağladığı kolaylık göz önünde bulundurularak DA olarak seçilmiştir. Sistemde şebeke tarafına enerji verilmesi söz konusu değildir, mevcut enerji yük sisteminde yerel olarak kullanılmıştır. Bu çalışmada incelenen ve gerçekleştirilen karma enerji sisteminde akü grubu bulunmamaktadır. Rüzgar türbini gücünün yük talebinden büyük olduğu durumlarda, talep fazlası güç suni bir yük üzerinde tüketilmiştir.

Bölüm 1.2'de belirtilen sistem bileşenlerinden doğrultucu ve DA güç çeviricisi devreleri yine bu tez çalışmasının kapsamındadır. Bölüm 2'de doğrultucu yapıları incelenerek verimsel iyileştirme amacıyla bir çalışma gerçekleştirilmiştir. Bölüm 3'te ise DA güç çeviricisi incelenerek analizi gerçekleştirilmiştir. Bölüm 4'te doğrultucu ve DA güç çeviricisi sistemleri tasarlanarak güç paylaşımı sistemi gerçekleştirilmiş ve Bölüm 5'te sonuçlar ve ileriye yönelik fikirler sunulmuştur.



## **2. DOĞRULTUCU**

Temel güç elektroniği devrelerinden doğrultucu yapısı bu tez çalışması kapsamında gerçekleştirilen uygulamanın da temel birimlerindendir. Pozitif ve negatif alternanslar arasında değişim gösteren elektrik enerjisini sadece pozitif veya negatif alternansta çalışmak üzere dönüştüren devrelere genel olarak doğrultucu adı verilir.

Tasarımı yapılmış olan güç paylaşımı sisteminde birincil kaynak olarak rüzgar türbini kullanılırken ikincil kaynak olarak şebeke kullanılmıştır. Güç paylaşım noktası olarak doğru gerilim seçildiğinden, iki kaynağın da çıkış gerilimleri doğrultulmalı ve belirli bir doğru gerilim seviyesine getirilmelidir.

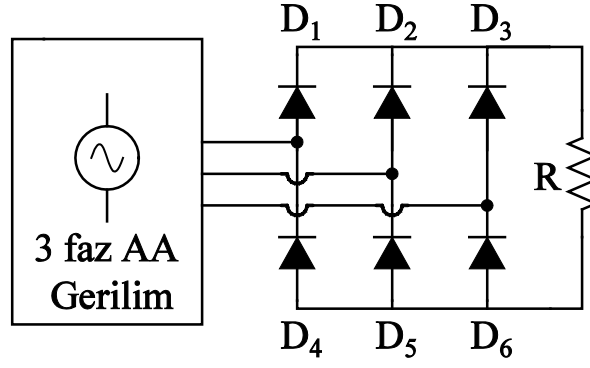
Rüzgar türbini üç fazlı değişken genlik ve frekanslı alternatif gerilim üretirken şebeke enerjisi üç fazlı sabit genlik ve frekanslı alternatif gerilimdir. Şebeke tarafındaki doğrultucu tez konusunun kapsamı dışında tutulmuş, sadece rüzgar türbini çıkışındaki doğrultucu incelenmiştir.

### **2.1 Doğrultucu Türleri**

Doğrultucu devresinin kullanılacağı yerin elektriksel özellikleri farklı türde doğrultucu yapılarının doğmasına neden olmuştur. Örneğin doğrultulacak alternatif gerilimin genliği ve frekansı değişken olabileceği gibi sabit de olabilir. Aynı şekilde düzensiz bir alternatif gerilimden düzenli ve sabit bir doğru gerilim elde edilmesi gerekebilir. Uygulanacağı noktanın gerektirdiği parametrelere göre doğrultucular kontrollü ve kontrolsüz olmak üzere ikiye ayrılırlar.

#### **2.1.1 Kontrolsüz doğrultucu**

Diyot ile kurulan doğrultucu yapıları kontrolsüz doğrultucular olarak adlandırılırlar. Üç fazlı kontrolsüz bir doğrultucu şeması Şekil 2.1’de verilmiştir. Çoğu doğrultucu uygulamasında kontrolsüz doğrultucular kolaylığından ötürü tercih edilir. Ancak kontrolsüz doğrultucularda çıkış gerilimi ortalamasının kontrol edilmesi ve kaynak tarafına güç aktarılması mümkün değildir (Mohan, 2003, Bölüm 5-3).



**Şekil 2.1:** Üç fazlı kontrolsüz doğrultucu devresi.

Kaynak geriliminde meydana gelen genlik değişimleri ortalama çıkış gerilimini de değiştirecektir. Ayrıca giriş akımlarının sinüs dalga şeklinden uzaklaşarak bozulmuş olması da kontrolsüz doğrultucuların dezavantajlarındanır.

Üç fazlı tam dalga kontrolsüz doğrultucular için faz-nötr geriliminin tepe değeri  $V_{max}$  olmak üzere  $V_{3,ort}$  olarak kısaltılan çıkış geriliminin ortalama değeri (2.1) ifadesiyle verilmiştir (Motto, 1977, Bölüm 2).

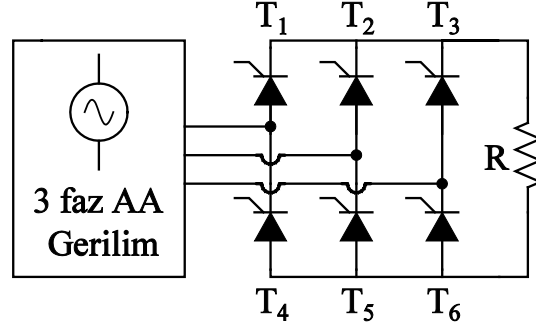
$$V_{3,ort} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cdot V_{max} \quad (2.1)$$

Tek fazlı tam dalga doğrultucuda çıkış geriliminin dalgalılık frekansı kaynak gerilimi frekansının iki katıyken, üç fazlı tam dalga doğrultucuda çıkış geriliminin dalgalılık frekansı giriş gerilimi frekansının altı katı olur (Motto, 1977, Bölüm 2). Dolayısıyla 50Hz bir kaynak için tek fazlı tam dalga doğrultucu çıkışında 100Hz dalgalılık görülürken, üç fazlı tam dalga doğrultucu çıkışında 300Hz dalgalılık görülür. Bu durum üç fazlı kontrolsüz doğrultucu çıkışının daha kolayca filtrelenebileceğini gösterir. Ayrıca üç fazlı kontrolsüz doğrultucu çıkışındaki gerilim, kaynak gerilimi tepe değerinin  $\sqrt{3}$  katı ile 1,5 katı arasında değişir. Dolayısıyla üç fazlı doğrultucu çıkış gerilimi doğru gerilime daha yakındır.

### 2.1.2 Kontrollü doğrultucu

Doğrultma işleminde kullanılan yarıiletken anahtarların Tristör, Mosfet veya IGBT olduğu ve kontrol yöntemleriyle doğrultucunun parametrelerinin değiştirildiği doğrultuculara kontrollü doğrultucular adı verilir. Bu devrelerde doğrultucunun giriş ve çıkış parametreleri algılanarak uygun kontrol yapılarıyla doğrultucunun belirli bir amaç için çalışması sağlanabilir.

Şekil 2.1’de verilen kontrolsüz doğrultucu devresinde Diyot yarıiletken elemanının yerine kontrol edilebilme özelliği olan tristör kullanılırsa Şekil 2.2’deki üç fazlı tristör kontrollü doğrultucu devresi elde edilir.



**Şekil 2.2:** Üç fazlı kontrollü doğrultucu devresi.

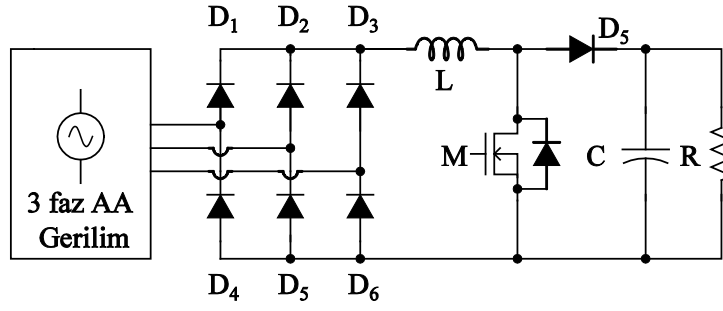
Tristör kontrollü doğrultucularda çıkış geriliminin ortalamasının değiştirilmesi mümkündür. Ayrıca tristör ateşleme açısının kontrolü ile doğrultucunun evirici modunda çalıştırılarak yük ucunda negatif gerilim de elde edilebilir. Tristör kontrollü doğrultucular her ne kadar çıkış geriliminin ortalamasını değiştirebilseler de bunu kaynak gerilimini kırarak gerçekleştirdiklerinden kaynaktan bozunumu yüksek olan akımlar çekerler ve çıkış ucunda filtrelemeye ihtiyaç duyarlar.

Üç fazlı tam dalga tristör kontrollü doğrultucular için faz-nötr geriliminin tepe değeri  $V_{max}$  ve tristör tetikleme açısı  $\alpha$  olmak üzere  $V_{3,ort}$  olarak kısaltılan çıkış geriliminin ortalama değeri (2.2) ifadesiyle verilmiştir (Motto, 1977, Bölüm 2).

$$V_{3,ort} = \frac{3\sqrt{3} \cdot V_{max}}{2 \cdot \pi} \cdot \cos \alpha \quad (2.2)$$

Kontrollü doğrultucu yapıları çıkış geriliminin dalgalılığını düzeltme işlevi görmemekte, sadece kontrol işareti ile giriş geriliminin değişiminde çıkış gerilim ortalama değerinin sabitlenmesini sağlayabilmektedir.

Kontrolsüz ve tristör kontrollü doğrultucular uygulama ve teori açısından basit olduğundan tercih edilmektedir ancak günümüzdeki doğrultucular bir devreden çok sistem olarak görülmelidir (Erickson, 1997, Bölüm 16). Özellikle anahtarlama güç kaynakları ve kontrol yöntemlerinin gelişmesiyle güç faktörü düzenleyici görevi gören, yüksek verimli ve düşük harmonik içeriğe sahip doğrultucular uygulanmaya başlamıştır. Örneğin Şekil 2.3’te verilmiş doğrultucu yapısı güç faktörü düzenleyici Yükseltici çevirici tabanlı bir doğrultucudur.

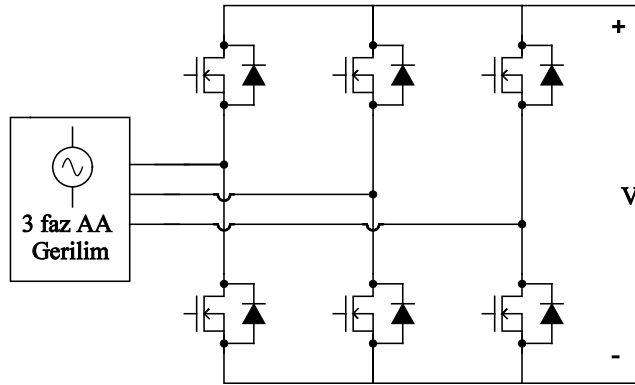


**Şekil 2.3:** Güç faktörü düzenleyici bir Yükseltici DA çeviricisi.

Bu doğrultucu yapısında çıkış gerilimi saf doğru gerilimdir ve doğrultucunun giriş akımı giriş gerilimi ile aynı fazda olduğundan güç faktörü düzenleyici olarak çalışır. Bu doğrultucu yapısı aynı zamanda giriş gerilim ve frekansının değişmesine de duyarlıdır, belirli bir aralıktaki gerilim ve frekanstaki her alternatif gerilimi çıkışına sabit doğru gerilim olarak verir.

## 2.2 Mosfet Doğrultucu

Tez çalışmasında söz konusu olan güç paylaşımı sisteminde rüzgâr türbini yenilenebilir enerji kaynağı olarak kullanılacağından doğrultucu tarafından doğrultulacak gerilim üç fazlı değişken genlik ve frekanstaki alternatif gerilimdir. Paylaşım noktasının doğru gerilim olduğu düşünüldüğünde üç fazlı bir doğrultucuya ihtiyaç vardır.

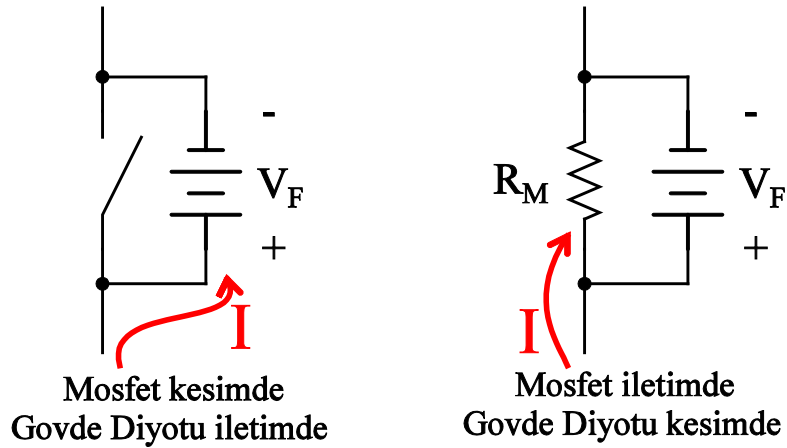


**Şekil 2.4:** Üç fazlı kontrolsüz doğrultucu yapısında Mosfet kullanılması.

Güç devresinin basitliği ve çıkış geriliminin doğru gerilime yakınlığı göz önüne alınarak tez çalışmasında üç fazlı kontrolsüz doğrultucunun kullanılması ancak bu doğrultucunun tasarlanmasında verim açısından iyileştirme yapılması ve iletim kayıplarının azaltılması için Diyot anahtarların yerine Mosfet kullanılması düşünülmüştür. Buna uygun bir devre şeması Şekil 2.4’te verilmiştir.

Mosfet'in iletim kaybı daha yüksek olan Diyot yerine kullanılması literatürde de araştırılmış bir konudur. Yüksek frekans ve düşük gerilimli DA/DA çevirici uygulamalarında Mosfet'in Diyot yerine kullanımı oldukça yaygındır (Zhong ve diğ., 2012; Kim ve diğ., 2006). Senkron doğrultucu (*synchronous rectifier*) adı da verilen Mosfet Doğrultucu uygulamasının özellikle düşük gerilim-orta güç seviyesi uygulamalarında verimi artırdığı, iç direnci düşük bir Mosfet'in ters paralel bağlanmış standart bir Diyot'la beraber "ideal Diyot" olarak kontrol edilebileceği belirtilmiştir (Mihaiu, 2008, Özet).

Mosfet Doğrultucu olarak önerilen devrede amaç, Şekil 2.5'te de görüldüğü gibi doğrultma işlemi gerçekleşirken yük akımının Diyot üzerinden değil iletim kayıpları Diyot'a göre daha az olan Mosfet üzerinden geçmesi, iletim kayıplarının azaltılmasıdır. Bu noktada Mosfet yapısında bulunan Gövde Diyotu faydalı olmuş, Mosfet için iletme ve kesime geçme noktalarının belirlenmesinde kullanılmıştır.



**Şekil 2.5:** İletim ve kesim durumlarında Mosfet akımının yönü.

### 2.2.1 Çalışma prensibi

Diyot, Anot-Katot gerilimi pozitif olduğunda iletme geçen, akımı belirli bir seviyenin altına düşmedikçe iletimde kalan bir yarıiletken anahtardır. Mosfet ise kontrol gerilimiyle iletme geçen ve o gerilimin sıfırlanmasıyla kesime giden bir yarıiletken elemandır. Bir doğrultucuda Mosfet'in Diyot yerine kullanılabilmesi için, bir kontrol devresiyle ölçümler alınarak Mosfet'in Diyot gibi davranması sağlanmalıdır. Herhangi bir doğrultucu yapısında Gövde Diyotu'nun yönü de dikkate alınarak Diyot yerine Mosfet bağlanır ve Mosfet'in iletme geçmesi engellenirse, doğrultma işlemi Gövde Diyotu'ndan gerçekleşir ve doğrultucunun işlevinde herhangi bir değişiklik görülmez.

Mosfet Doğrultucu uygulamasında gövde diyotunun iletimde olduğu noktalar tespit edilebilirse Mosfet için de kapı işaretlerinin üretilmesi mümkündür. Bu konuda literatürdeki çalışmalar iki nokta üzerine yoğunlaşmaktadır.

Mosfet gerilim ölçümü yöntemiyle kapı işaretlerinin üretildiği Mosfet Doğrultucu'lar gerilim sürmeli senkron doğrultucu (*voltage-driven synchronous rectifiers - VDSR*) olarak adlandırılmaktadır (Mihaiu, 2008). Bu yöntemde Mosfet kapı işaretlerinin üretilmesi için Mosfet Savak-Kaynak bağlantıları arasındaki gerilim ölçülür. Gövde Diyotu iletimde olduğu durumda bu iki bağlantı arasında diyot gerilim düşümü kadar negatif gerilim görülürken, Gövde Diyotu kesimde iken kaynak gerilimi kadar bir pozitif gerilim görülür.

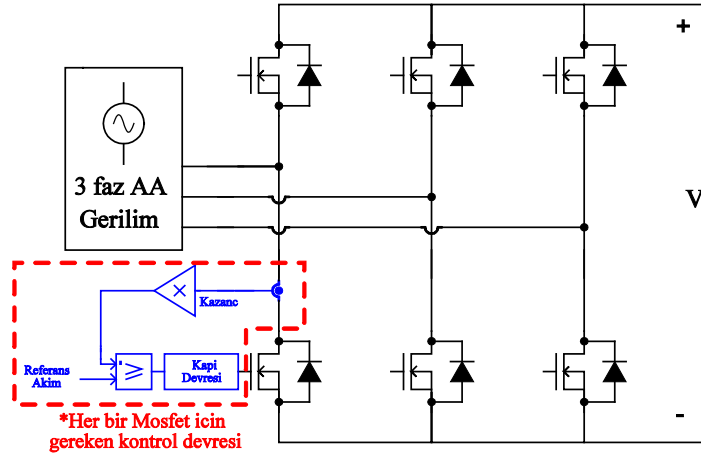
Dolayısıyla bir gerilim karşılaştırıcısı yardımıyla Savak-Kaynak geriliminin belirli bir seviyenin altına düşüp düşmediği kontrol edilerek Mosfet kapı işaretleri üretilebilir ve böylece yük akımının Gövde Diyotu üzerinden değil, daha düşük empedansa sahip olan Mosfet üzerinden akması sağlanabilir.

Mosfet Doğrultucularda gerilim ölçme yöntemiyle kapı işaretlerinin üretilmesi basit devreler gerektirmesi avantajının yanında farklı devre yapıları için farklı kontrol devreleri gerektirmesi ve sürme devresi geriliminin giriş gerilimine bağlı olması gibi dezavantajlara sahiptir (Xie ve diğ., 2001, Bölüm 1).

Mosfet akım ölçümü yöntemiyle kapı işaretlerinin üretildiği Mosfet Doğrultucu'lar akım sürmeli senkron doğrultucu (*current-driven synchronous rectifiers - CDSR*) olarak adlandırılmaktadır (Xie ve diğ., 2001, Bölüm 1). Bu yöntemde Mosfet kapı işaretlerinin üretilmesi için Mosfet akımı ölçülür. Gövde Diyotu iletime geçtiği anda Mosfet akımı Kaynak bağlantısından Savak bağlantısına doğru akmaya başlar, Gövde Diyotu kesime geçmek üzereyken ise akım sıfıra yaklaşır.

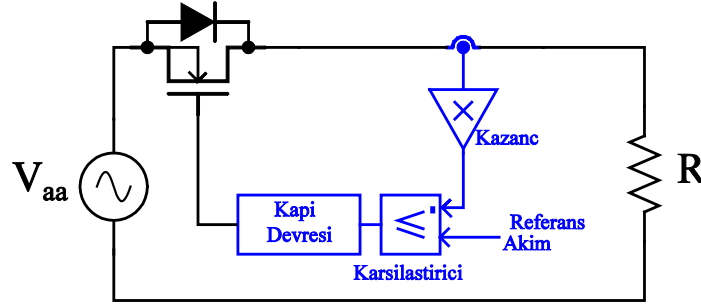
Dolayısıyla Mosfet akım değeri ölçülerek belirli bir değerin üzerine çıktığında Mosfet iletime sokulur ve akım için daha düşük empedanslı bir yol sağlanmış olur.

Bu tez çalışmasında gövde diyotunun iletim durumunu gözlemek için Mosfet akımının ölçülmesi çözüm olarak düşünülmüştür. Bu noktada Mosfet kapı işaretinin üretilmesi için gövde diyotundan akım geçip geçmediği ölçülebileceği gibi, akım değerinin belirli bir referans değeri aşıp aşmadığı da kontrol edilebilir. Buna göre Mosfet Doğrultucu kontrol devresinin blok diyagramı Şekil 2.6'da üç fazlı bir kontrolsüz doğrultucu üzerinde tek bir Mosfet için gösterilmiştir.



**Şekil 2.6:** Mosfet Doğrultucuda akım ölçümüyle kapı işaretlerinin üretilmesi.

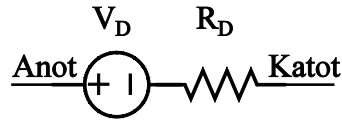
Tez çalışmasında Mosfet Doğrultucu devresi basitlik açısından Şekil 2.7’de verilen tek fazlı yarım dalga doğrultucu devresinde denenmiştir.



**Şekil 2.7:** Tek fazlı yarım dalga doğrultucuda Mosfet Doğrultucu devresi.

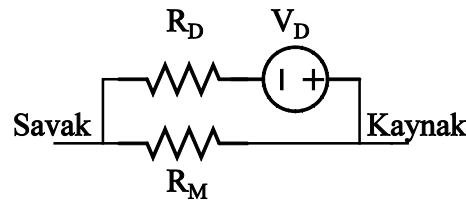
### 2.2.2 İletim kaybı analizi

Diyot Doğrultucu ve Mosfet Doğrultucu devrelerinin iletim kayıpları bu bölümde matematiksel olarak ifade edilmiştir. Matematiksel ifadelerin basitleştirilmesi açısından direnç yükü ile yüklü tek fazlı yarım dalga doğrultucu devresi göz önüne alınmıştır. Diyot iletme geçmek için Anot-Katot arasında sabit gerilim düşümü eşik değerinin aşılmasını bekler. Bu gerilim, Diyot iletme geçtikten sonra da mevcuttur ve Diyot akımı ile çarpıldığında iletim kaybının bir kısmını oluşturur. Diyot sabit gerilim düşümü tez çalışmasında  $V_D$  olarak isimlendirilmiş ve Diyot akımından bağımsız olduğu kabul edilmiştir. Diyot’un bir diğer iletim durumundaki idealsızlık parametresi de iç direncidir. Diyot akımının iç direnç üzerinde düşürdüğü gerilim,  $V_D$  gerilimine ek olarak bir gerilim düşümü daha oluşturur. Diyot iç direnci tez çalışmasında  $R_D$  olarak isimlendirilmiş ve Diyot akımından bağımsız olduğu kabul edilmiştir. Bu bilgiler ışığında ideal olmayan bir Diyot’un iletim durumundaki eşdeğer gösterimi Şekil 2.8’de verilmiştir.



**Şekil 2.8:** İdeal olmayan Diyot'un iletim durumundaki eşdeğer gösterimi.

Mosfet gerilim kontrollü bir yarıiletken ve üç bağlantı noktasına sahiptir. N-kanallı bir Mosfet için Kapı-Kaynak gerilimi eşik değerin üzerindeyken Mosfet iletimdedir, kısa devreyken kesimdedir. Mosfet iletime geçtiğinde tamamen kısa devre olmaz ve Savak-Kaynak uçları arasında bir direnç gösterir. Mosfet akımı bu direnç üzerinde bir gerilim düşürür ve iletim kayıplarına yol açar. Mosfet iç direnci tez çalışmasında  $R_M$  olarak isimlendirilmiş ve Mosfet akımından bağımsız olduğu kabul edilmiştir. Mosfet aynı zamanda yarıiletken yapısından kaynaklanan bir gövde diyotunu da barındırmaktadır. Tez çalışmasında Gövde Diyotu'nun iletim parametrelerinin Şekil 2.8'de verilen Diyot parametreleri ile aynı olduğu kabul edilmiştir. Dolayısıyla ideal olmayan bir Mosfet'in iletim durumundaki eşdeğer gösterimi Şekil 2.9'da gösterildiği gibi olur.



**Şekil 2.9:** İdeal olmayan Mosfet'in iletim durumundaki eşdeğer gösterimi.

Bu kısımda tek fazlı yarım dalga doğrultucu için Diyot ve Mosfet kullanılan durumlar için iletim kaybı hesabı yapılmıştır. Dikkat edilmesi gereken husus iki hesabın da aynı koşullarda yapılmış olması ve Mosfet gövde diyotunun parametreleri ile testi yapılan diyotun parametrelerinin aynı kabul edilmesidir. Bu kısmın sonunda iletim kayıpları hem anlık hem de ortalama olarak formüle edilmiştir.

### 2.2.2.1 Diyot iletim kaybı hesaplamaları

Kaynak geriliminin sinüzoidal olduğu tek fazlı bir yarım dalga doğrultucuda yük akımını belirleyen parametreler yük direnci ( $R_Y$ ), maksimum kaynak gerilimi ( $V_{max}$ ),  $R_D$  ve  $V_D$  olarak verilir (2.3).

$$i_D = \frac{V_{max} \cdot \sin \omega t - V_D}{R_D + R_Y} \quad (2.3)$$

Akım ifadesinden bir Diyot'un iletim durumu için anlık güç kaybı elde edilir (2.4).

$$\begin{aligned}
p_D &= i_D \cdot \left( \underbrace{\frac{V_{max} \cdot \sin \omega t - V_D}{R_D + R_Y} \cdot R_D + V_D}_{i_D \cdot R_D + V_D} \right) \\
p_D &= \left( \underbrace{\frac{V_{max} \cdot \sin \omega t - V_D}{R_D + R_Y}}_{i_D} \right) \cdot \left( \frac{V_{max} R_D \cdot \sin \omega t + V_D R_Y}{R_D + R_Y} \right) \quad (2.4) \\
p_D &= \underbrace{\left( \frac{V_{max}^2 R_D}{(R_D + R_Y)^2} \right)}_{A_1} \sin^2 \omega t + \underbrace{\left( \frac{V_{max} V_D (R_Y - R_D)}{(R_D + R_Y)^2} \right)}_{A_2} \sin \omega t - \underbrace{\left( \frac{V_D^2 R_Y}{(R_D + R_Y)^2} \right)}_{A_3}
\end{aligned}$$

Anlık kayıp güç değerini veren (2.4) ifadesindeki her bir terimin  $0 - \pi$  arasında integrali alınır ve  $2\pi$  olan tüm periyot zamanına bölünürse ortalama kayıp güç elde edilir (2.5).

$$\begin{aligned}
\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi A_1 \cdot \sin^2 \omega t \cdot d\omega t &= \frac{A_1}{2\pi} \cdot \left[ \frac{2\omega t - \sin 2\omega t}{4} \right]_0^\pi = \frac{A_1}{4} \\
\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi A_2 \cdot \sin \omega t \cdot d\omega t &= \frac{A_2}{2\pi} \cdot [-\cos \omega t]_0^\pi = \frac{A_2}{\pi} \\
\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi -A_3 \cdot d\omega t &= -\frac{A_3}{2\pi} \cdot [\omega t]_0^\pi = -\frac{A_3}{2} \quad (2.5)
\end{aligned}$$

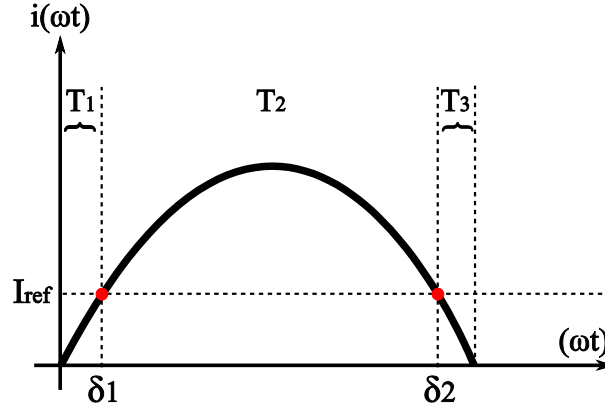
$$P_D = \frac{A_1}{4} + \frac{A_2}{\pi} - \frac{A_3}{2} = \frac{\left( \frac{V_{max}}{2} \right)^2 R_D + \frac{V_{max} V_D (R_Y - R_D)}{\pi} - \frac{V_D^2 R_Y}{2}}{(R_D + R_Y)^2}$$

### 2.2.2.2 Mosfet iletim kaybı hesaplamaları

Mosfet doğrultucu devresinde iletim kaybı için yapılacak hesaplamalarda zaman tanımlamaları yapmak gereklidir. Çünkü belirlenen akım referans değeri olan  $I_{ref}$  değerine göre Mosfet iletim ve kesim zamanları değişmektedir ve bu durumlara göre üç farklı bölge tanımlanmış ve Şekil 2.10'da gösterilmiştir. Şekil 2.10'daki zaman tanımlamalarına göre,  $T_1$  ve  $T_3$  süreleri boyunca Gövde Diyotu iletimdeyken  $T_2$  süresi boyunca Mosfet iletimdedir.  $\delta_1$  açısı, Gövde Diyotu iletime geçtikten sonra akım değerinin referans akım değerine gelene kadar geçen süreyi,  $\delta_2$  açısı ise yine Gövde Diyotu'nun iletime geçmesinden sonra Mosfet'in kesime gitmesine kadar

geçen süreyi açı olarak tanımlar. Mosfet'in iletimde kaldığı süre ise bu iki açının farkı olarak tanımlanır ve  $\delta_M$  olarak isimlendirilmiştir (2.6).

$$\delta_M = \delta_2 - \delta_1 \quad (2.6)$$



**Şekil 2.10:** Mosfet Doğrultucu için  $T_1$ ,  $T_2$  ve  $T_3$  zamanlarının tanımlanması.

$\delta_1$  açısının belirlenmesi için  $T_1$  bölgesinde geçerli olan anlık yük akımı ifadesi (2.7a) referans akım değerine eşitlenir ve çözülür (2.7b).

$$i_{T_1} = I_{ref} = \frac{V_{max} \cdot \sin \omega t - V_D}{R_D + R_Y} \quad (2.7a)$$

$$\delta_1 = \sin^{-1} \left( \frac{I_{ref}(R_D + R_Y) + V_D}{V_{max}} \right) \quad (2.7b)$$

$\delta_2$  açısının belirlenmesi için  $T_2$  bölgesinde geçerli olan anlık yük akımı ifadesi (2.8a) referans akım değerine eşitlenir ve çözülür (2.8b).

$$i_{T_2} = I_{ref} = \frac{V_{max} \cdot \sin \omega t}{R_M + R_Y} \quad (2.8a)$$

$$\delta_2 = \pi - \sin^{-1} \left( \frac{I_{ref}(R_M + R_Y)}{V_{max}} \right) \quad (2.8b)$$

$\delta_1$  ve  $\delta_2$  açılarının belirlenmesinin ardından Mosfet Doğrultucu için anlık ve ortalama kayıp güç hesaplamaları yapılabilir. Hesaplamalar öncelikle gövde diyotunun iletimde olduğu  $T_1$  ve  $T_3$  zamanları için gerçekleştirilmiştir. Ortalama kayıp güç değeri, Bölüm 2.2.4.1'de elde edilmiş olan Diyot güç kaybı ifadesinin (2.5)  $T_1$  ve  $T_2$  zamanları için integralinin alınıp bir tam periyot zamanına bölünmesi ile bulunabilir.

$$\frac{A_1}{2\pi} \cdot \left( \int_0^{\delta_1} \sin^2 \omega t \cdot d\omega t + \int_{\delta_2}^{\pi} \sin^2 \omega t \cdot d\omega t \right)$$

$$\frac{A_1}{2\pi} \cdot \left( \frac{\delta_1 - \delta_2}{2} + \frac{\sin 2\delta_2 - \sin 2\delta_1}{4} + \frac{\pi}{2} \right) \quad (2.9)$$

$$\frac{A_1 \cdot (\pi - \delta_M + \sin \delta_M \cdot \cos(2\delta_1 + \delta_M))}{4\pi}$$

$$\frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{\delta_1} A_2 \cdot \sin \omega t \cdot d\omega t + \int_{\delta_2}^{\pi} A_2 \cdot \sin \omega t \cdot d\omega t \right)$$

$$\frac{A_2}{2\pi} \cdot (-\cos \delta_1 + 1 + 1 + \cos \delta_2) = \frac{A_2 \cdot (2 + \cos \delta_2 - \cos \delta_1)}{2\pi} \quad (2.10)$$

$$\frac{A_2 \cdot \left( 1 - \sin \left( \delta_1 + \frac{\delta_M}{2} \right) \cdot \sin \left( \frac{\delta_M}{2} \right) \right)}{\pi}$$

$$\frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{\delta_1} -A_3 \cdot d\omega t + \int_{\delta_2}^{\pi} -A_3 \cdot d\omega t \right) \quad (2.11)$$

$$-\frac{A_3 \cdot (\delta_1 - \delta_2 + \pi)}{2\pi} = \frac{A_3 \cdot (\delta_2 - \delta_1 - \pi)}{2\pi} = \frac{A_3 \cdot (\delta_M - \pi)}{2\pi}$$

Denklem (2.9), (2.10) ve (2.11)'de elde edilen üç ayrı parametrenin toplanmasıyla Mosfet üzerinde  $T_1$  ve  $T_3$  zamanlarında oluşan kayıp ifadesi bulunmuş olur (2.12).

$$P_{T_1 \& T_3} = \frac{A_1 \cdot (\pi - \delta_M + \sin \delta_M \cdot \cos(2\delta_1 + \delta_M))}{4\pi} + \frac{A_2 \cdot \left( 1 - \sin \left( \delta_1 + \frac{\delta_M}{2} \right) \cdot \sin \left( \frac{\delta_M}{2} \right) \right)}{\pi} + \frac{A_3 \cdot (\delta_M - \pi)}{2\pi} \quad (2.12)$$

Mosfet'in iletimde olduğu durum olan  $T_2$  süresince meydana gelen kayıp güç ise  $T_2$  bölgesindeki yük akımına ait ifadenin (2.13) karesi ile  $R_M$  değerinin çarpımıyla elde edilir.  $T_2$  bölgesi için anlık kayıp güç ifadesi (2.14) ve ortalama kayıp güç ifadesi elde edilmiştir (2.15).

$$i_{T_2} = i_M = \frac{V_{max} \cdot \sin \omega t}{R_M + R_Y} \quad (2.13)$$

$$p_M = i_M^2 \cdot R_M = \frac{V_{max}^2 R_M \cdot \sin^2 \omega t}{(R_M + R_Y)^2} = \underbrace{\frac{V_{max}^2 R_M}{(R_M + R_Y)^2}}_{A_4} \cdot \sin^2 \omega t \quad (2.14)$$

$$P_{T_2} = \frac{A_4}{2\pi} \int_{\delta_1}^{\delta_2} \sin^2 \omega t \cdot d\omega t = \frac{A_4}{2\pi} \cdot \left[ \frac{2\omega t - \sin 2\omega t}{4} \right]_{\delta_1}^{\delta_2} \quad (2.15)$$

$$P_{T_2} = \frac{A_4}{2\pi} \cdot \left( \frac{\delta_2 - \delta_1}{2} + \frac{\sin 2\delta_1 - \sin 2\delta_2}{4} \right)$$

$$= \frac{A_4 (\delta_M - \sin \delta_M \cdot (\cos 2\delta_1 + \delta_M))}{4\pi}$$

$T_1$ ,  $T_2$  ve  $T_3$  için ortalama kayıp güç değerleri (2.12) ve (2.15) toplandığında bir Mosfet Doğrultucu yapısının iletim kayıp gücü var olan parametreler cinsinden elde edilir (2.16).

$$P_{MD} = \frac{A_1 \cdot (\pi - \delta_M + \sin \delta_M \cdot \cos(2\delta_1 + \delta_M))}{4\pi}$$

$$+ \frac{A_2 \cdot \left(1 - \sin\left(\delta_1 + \frac{\delta_M}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\delta_M}{2}\right)\right)}{\pi} + \frac{A_3 \cdot (\delta_M - \pi)}{2\pi} \quad (2.16)$$

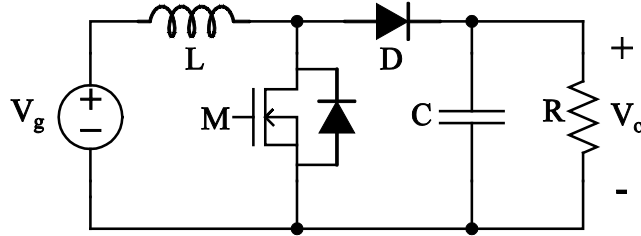
$$+ \frac{A_4 \cdot (\delta_M - \sin \delta_M \cdot (\cos 2\delta_1 + \delta_M))}{4\pi}$$

Tasarım yöntemi ve iletim kaybı analizi yapılan Mosfet Doğrultucu devresi Bölüm 4 içerisinde gerçekleştirilmiş, kayıp analizlerinin sonuçları elde edilmiş ve gerekli ölçümler sunulmuştur.

### 3. YÜKSELTİCİ ÇEVİRİCİ ANALİZİ

Tez çalışması kapsamında uygulanan güç paylaşımı sisteminde rüzgâr türbininden gelen üç fazlı değişken gerilim ve frekanslı alternatif gerilim üç fazlı kontrolsüz doğrultucu ile doğrultulmuştur. Dolayısıyla doğrultucu çıkışında giriş geriliminin değerine bağlı ve dalgalılığı olan bir doğru gerilim elde edilmiştir. Bu gerilimin paylaşım noktasına uygun hale getirilmesi için ara düzenleyici olarak bir DA güç çeviricisi düşünülmüştür.

Rüzgar türbinini temsil etmek üzere kullanılan senkron generatörün doğrultulmuş çıkış gerilimi, paylaşım noktasının gerilimine göre düşük olduğundan gerilim yükseltmesi yapabilecek bir DA güç çeviricisine ihtiyaç olmuştur. Farklı çevirici seçenekleri arasından uygulamanın izolasyon gerektirmemesi ve basitliği nedeniyle Şekil 3.1’de şeması verilen Yükseltici çevirici seçilmiştir.



Şekil 3.1:Yükseltici çevirici devre şeması.

Yükseltici çeviricisi Darbe Genişlik Modülasyonu(*PWM*) ile kontrol edilir. *PWM* yönteminin DA güç çeviricilerinde uygulanması uzun yıllar boyu söz edilen bir konu olsa da bu yöntemle kontrol edilen çeviricilerin yaygınlaşması 1970’lerin ortalarında olmuştur (Brown, 2001, p.21). Bu yöntemde kontrol edilen yarıiletken anahtarın iletimde kalması için işaretin uygulandığı süreye iletim süresi ( $t_{iletim}$ ) adı verilirken, kesimde kalması için işaretin uygulanmadığı süreye kesim süresi ( $t_{kesim}$ )adı verilir. Bu iki süre birbirini sürekli olarak takip eder ve bu iki sürenin toplamı anahtarlama periyodu ( $T_s$ ) olarak tanımlanır ve anahtarlama frekansını ( $f_s$ ) belirler(3.1).

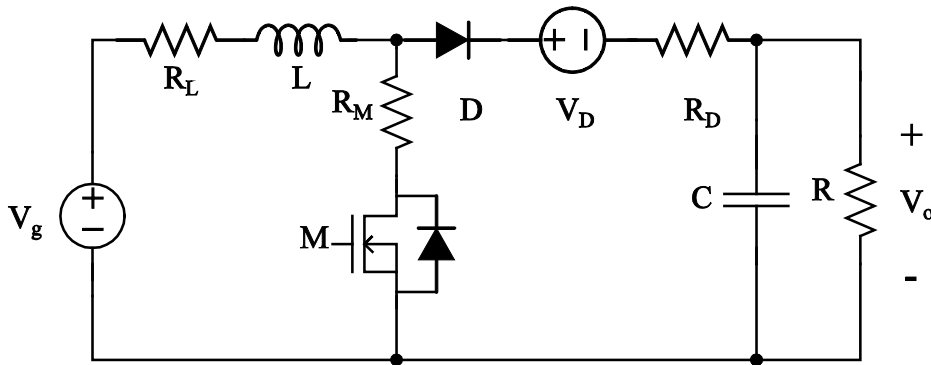
$$t_{kesim} + t_{iletim} = T_s = 1/f_s \quad (3.1)$$

İletim süresinin periyota oranı çalışma oranı olarak tanımlanır ve  $D$  olarak kısaltılır.  $PWM$  yöntemiyle çalışan güç çeviricilerini kontrol eden değişken, çalışma oranıdır. Değeri 0 ile 1 arasında değişen çalışma oranının tamamlayıcısı ise matematiksel olarak tanımlanması gereken bir diğer değişkendir, kesimde kalma süresinin periyota oranı olarak tanımlanır ve  $D'$  olarak kısaltılır. Buna göre  $D$  ve  $D'$  arasındaki ilişki tanımlanabilir (3.2).

$$D = t_{iletim}/T_s \quad , \quad D' = t_{kesim}/T_s \quad \rightarrow \quad D + D' = 1 \quad (3.2)$$

Tez kapsamında incelenen çeviricide sürekli hal durumunda endüktans akımının sıfır olmadığı, dolayısıyla çeviricinin sürekli akım durumunda ( $CCM$ ) çalıştığı göz önünde bulundurulmuştur. Bu bilgiler ışığında  $D \cdot T_s$  süresince Mosfet iletimde kalmakta ve endüktansa pozitif gerilim uygulanarak enerji depolanması sağlanmaktadır. Bu anda Diyot Anot gerilimi devrenin nötr noktasına anahtarlandığından kesimdedir ve çıkış yükü sadece kondansatör tarafından beslenir.  $D' \cdot T_s$  süresince ise Mosfet kesimde kalır, endüktans akımının devamı için Diyot iletime geçer ve endüktansta depolanan enerji çıkışa aktarılır.

Bu çalışmada Yükseltici çeviricinin devre elemanlarının ideal olmayan parametreleri de hesaba katılmıştır. Buna göre Mosfet ve Diyot yarıiletkenleri kesimde olduğunda ideal durumdaki gibi açık devre özelliği göstermelerine rağmen, iletim durumunda Mosfet bir iletim direnci ile modellenir ve bu direnç çalışma süresince  $R_M$  olarak kısaltılmıştır. Aynı şekilde Diyot da iletim durumunda kısa devre olarak değil, sabit gerilim düşümü ve iletim direnci ile modellenmiş, bu parametreler sırasıyla  $V_D$  ve  $R_D$  olarak kısaltılmıştır. Endüktansın iç direnci de çalışma süresince  $R_L$  ile gösterilmiştir. Şekil 3.2'de ideal olmayan elemanlar ile kurulmuş bir Yükseltici çevirici verilmiştir.



**Şekil 3.2:** İdeal olmayan devre elemanlarıyla oluşturulmuş Yükseltici çeviricinin şeması.

Yükseltici çeviricinin analizinin yapılması ve geri besleme sistemiyle kontrolünün sağlanması, çevirici sisteminin dinamik modelinin elde edilmesi ile mümkündür. DA güç çeviricilerinin modellenmesi için Durum Uzay Ortalama (*State Space Averaging*) ve Anahtar Ortalama (*Switch Averaging*) yöntemleri kullanılmaktadır (Erickson, 1997, p. 192). Bu tez çalışmasında devrenin modellenmesi Durum Uzay Ortalama Modeli (*State Space Averaging Model*) yöntemiyle gerçekleştirilmiştir.

Analiz boyunca yapılacak tüm işlemlerde bahsi geçen elemanların ideal olmayan parametreleri hesaba katılmıştır. Elde edilen tanımlamalar, ifadeler ve formüllerde bu etkiler gösterilmiş, ideal ifadeler ise gerekli noktalarda bu parametrelerin sıfırlanmasıyla elde edilmiş ve sunulmuştur.

### 3.1 Durum Uzay Modeli

Bir DA güç çeviricisinin modellenmesi, devrenin fiziksel davranışının matematiksel yolla ifade edilmesi olarak tanımlanır. Güç çeviricisi sisteminde düşük salınım içeren dalga şekillerinin ortalaması alınırsa ortalama devre modeli elde edilmiş olur (Erickson, 1997, p. 189). Aynı şekilde Durum Uzay Modeli de anahtarlama güç kaynaklarının modellenmesinde kullanılmış yöntemlerdendir. 1976 yılında R. D. Middlebrook ve Slobodan Cuk “Ortalama Devre Modeli” ve “Durum Uzay Modeli” yöntemlerini birleştirmiş ve Durum Uzay Ortalama Modeli’ni (*State Space Averaged Model*) oluşturmuşlardır (Middlebrook ve Cuk, 1976). Dinamik sistemlerin çözümünde kullanılan bu yöntemle, bir sistemin davranışı matrislere ifade edilir. Doğrusal bir sistemde, durum değişkenlerinin türevleri durum değişkenlerinin kendileri ve bağımsız girişlerin doğrusal bileşimiyle ifade edilebilir (Erickson, 1997, p. 213). Bir sistemdeki durum değişkeni sayısı, o sistemdeki enerji depolama elemanlarının sayısına eşittir (Middlebrook ve Cuk, 1976, p. 75).

$$\mathbf{K} \cdot \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(t) \quad (3.3)$$

Durum Uzay Modeli formunun temel matris gösterimi (3.3) ifadesinde verilmiştir (Erickson, 1997). Bu ifadeye göre  $\mathbf{K}, \mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{E}$  katsayı matrisleri iken,  $\mathbf{x}(t)$  durum değişkeni,  $\mathbf{u}(t)$  bağımsız kaynaklar matrisidir.

Yükseltici çeviricide endüktans ve kondansatör olmak üzere iki adet enerji depolama elemanı bulunduğu için iki adet durum değişkeninden söz edilebilir. Durum uzay

modelinde durum değişkenlerinin türevleri hem sistemdeki bağımsız girişler hem de durum değişkenlerinin kendileri tarafından doğrusal ifadelerde oluşturulmalıdır. Endüktans akımı ve kondansatör gerilimi Yükseltici çeviricideki durum değişkenleridir, çünkü türevleri olarak ifade edilebilen endüktans gerilimi ve kondansatör akımı, hem kendileri hem de bağımsız kaynaklar yoluyla elde edilebilmektedir. Devrenin bağımsız kaynakları ise giriş gerilimi ve diyot gerilim düşümüdür (3.4).

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} v_g(t) \\ v_D(t) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Sürekli akım durumunda çalışan bir Yükseltici çeviricide anahtarların iletim veya kesim durumunda olmalarına göre değişen iki farklı alt-devre söz konusudur. Dolayısıyla bu sistemin doğrusallaştırılması ve analizinin doğrusal sistem davranışı üzerinden yapılması gereklidir. Söz konusu alt-devreler birbirini takip ettiğinden, bir periyot boyunca ortalaması alınarak doğrusal hale getirilebilir.

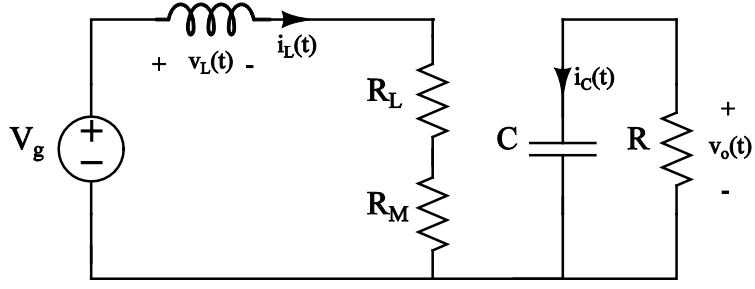
Mosfet'in iletimde bulunduğu süre olan  $D \cdot T_s$  süresince birinci alt-devre geçerliyken, Mosfet'in kesimde olup Diyot'un iletimde bulunduğu süre olan  $D' \cdot T_s$  süresince ikinci alt-devre geçerlidir. Sistemin bir periyot boyunca ortalamasının alınmasının sonucu olarak ilk alt-devre  $D$ , ikinci alt-devre  $D'$  kadar geçerli olur. Her iki alt-devreye ait katsayı ve durum değişkeni matrisleri kendilerine ait olan çalışma oranı ile çarpılır ve toplanırsa, sistem doğrusallaştırılmış olur (Middlebrook ve Cuk, 1976). Örnek bir katsayı matrisi için doğrusallaştırma işlemi verilmiştir (3.5).

$$\begin{array}{c} \text{ilk alt-devreye} \\ \text{ait katsayı matrisi} \end{array} \quad \widetilde{\mathbf{A}}_1 \cdot D + \begin{array}{c} \text{ikinci alt-devreye} \\ \text{ait katsayı matrisi} \end{array} \quad \widetilde{\mathbf{A}}_2 \cdot D' = \mathbf{A} \quad (3.5)$$

Katsayı matrislerinin bulunması açısından iki alt-devre ayrı ayrı incelenmiş ve sonuçlar sunulmuştur. Şekil 3.3'te verilen birinci alt-devre için durum değişkeni ifadeleri yazılmıştır (3.6).

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_g - i_L(t) \cdot (R_L + R_M) \quad (3.6)$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_o(t)}{dt} = -\frac{v_o(t)}{R}$$



**Şekil 3.3:** Yükseltici çeviricinin birinci alt-devresi.

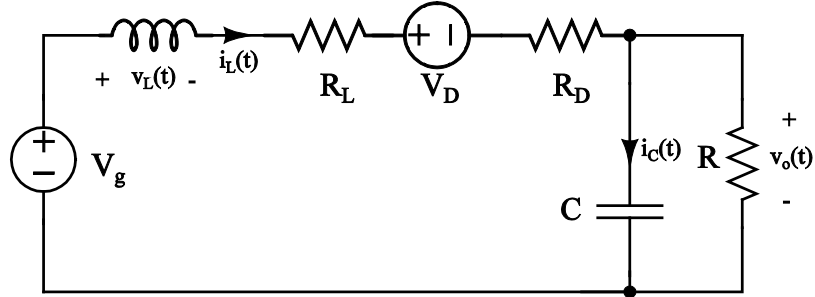
Denklem (3.6)'da verilen ifadeler matris formuna dönüştürülür (3.7).

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(R_L + R_M) & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g \\ V_D \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Şekil 3.4'te verilen ikinci alt-devre için durum değişkeni ifadeleri yazılmıştır (3.8).

$$v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} = V_g - V_D - v_o(t) - i_L(t) \cdot (R_L + R_D) \quad (3.8)$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_o(t)}{R}$$



**Şekil 3.4:** Yükseltici çeviricisinin ikinci alt-devresi

Denklem (3.8)'de verilen ifadeler matris formuna dönüştürülür (3.9).

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(R_L + R_D) & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g \\ V_D \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Her iki alt-devreye ait katsayı matrisleri kendilerine ait çalışma oranı olan  $D$  ve  $D'$  değerleriyle çarpılarak toplanmış ve katsayı matrisleri elde edilmiştir (3.10).

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{D} + \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{D}' = \begin{bmatrix} -\overbrace{(R_L + R_M D + R_D D')}^{R_X} & -D' \\ D' & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_X & -D' \\ D' & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{D} + \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{D}' = \begin{bmatrix} 1 & -D' \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$\mathbf{A}$  matrisinin içerisinde bulunan  $R_L + R_M D + R_D D'$  ifadesi, endüktans, Mosfet ve Diyot iletim dirençlerinin topluca görüldüğü bir ifadedir ve analiz boyunca birçok yerde kullanıldığından  $R_X$  olarak tanımlanmış ve kısaltılmıştır (3.11).

$$R_X = R_L + R_M D + R_D D' \quad (3.11)$$

### 3.2 Büyük İşaret Analizi (DA Analiz)

Kararlı ve sürekli hal durumunda çalışan bir DA güç çeviricisi sisteminde devrenin giriş parametrelerindeki değişimler sistemin anahtarlama frekansına göre oldukça yavaştır. Sürekli hal durumunda çalışan bir güç çeviricisinde volt-saniye ve amper-saniye bağıntılarından hareketle endüktans akımı ve kondansatör geriliminin periyot başındaki ve sonundaki net değişimi sıfırdır. Çevirici sistemi bir periyot boyunca doğrusallaştırıldığından, endüktans akımı ve kondansatör geriliminin sürekli hal durumunda saf doğru bileşenler olduğu söylenebilir. Dolayısıyla sistemdeki durum değişkenlerinin türevleri de sıfır olmalıdır (Erickson, 1997, p. 217). Buna göre durum değişkenlerinin sürekli haldeki değerleri, katsayı ve bağımsız kaynak matrisleri cinsinden ifade edilebilir (3.12).

$$\mathbf{K} \cdot \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{0} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} \quad (3.12)$$

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{X} = -\mathbf{B} \cdot \mathbf{U} \quad \rightarrow \quad \mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}$$

(3.12)ifadesinde bilinenler yerleştirilirse durum değişkenleri endüktans akımı ve kondansatör geriliminin sürekli hal değerleri bulunur. Yükseltici çeviricinin devre yapısında endüktans akımının giriş akımına, kondansatör geriliminin de çıkış gerilimine eşit olduğu görülmektedir. Buna göre Yükseltici çeviricinin çıkış gerilimi ve giriş akımı, devre parametreleri cinsinden matris formunda yazılmıştır (3.13).

$$\begin{aligned}
& - \begin{bmatrix} -R_X & -D' \\ D' & -1/R \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -D' \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_g \\ V_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} \\
& \frac{1}{\left( \frac{R_X/R + D'^2}{F} \right)} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{R} & -D' \\ D' & R_X \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_g - D' \cdot V_D \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} \tag{3.13}
\end{aligned}$$

$$\frac{1}{F} \cdot \begin{bmatrix} (V_g - D' \cdot V_D)/R \\ D' \cdot (V_g - D' \cdot V_D) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix}$$

Aynı denklem içerisinde bulunan  $(R_X/R) + D'^2$  ifadesi analiz boyunca kullanıldığından  $F$  olarak kısaltılmıştır **(3.14)**.

$$F = \frac{R_X}{R} + D'^2 = \frac{R_L + R_M D + R_D D'}{R} + D'^2 \tag{3.14}$$

Matris formunda ifade edilen **(3.13)**'ten çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı, yani Yükseltici çeviricinin gerilim çevirme oranı elde edilmiştir **(3.15)**.

$$\begin{aligned}
& \frac{D' \cdot (V_g - D' \cdot V_D)}{F} = V_o \quad \rightarrow \quad V_g - D' \cdot V_D = \frac{V_o \cdot F}{D'} \\
& V_g - D' \cdot \frac{V_D}{V_g} \cdot V_g = \frac{V_o \cdot F}{D'} \quad \rightarrow \quad V_g \cdot \left( 1 - D' \cdot \frac{V_D}{V_g} \right) = \frac{V_o \cdot F}{D'} \tag{3.15} \\
& \frac{V_o}{V_g} = \frac{D' \cdot \left( 1 - D' \cdot \frac{V_D}{V_g} \right)}{F} = \frac{D' \cdot \left( 1 - D' \cdot \frac{V_D}{V_g} \right)}{\left( \frac{R_L + R_M D + R_D D'}{R} \right) + D'^2}
\end{aligned}$$

Örnek bir Yükseltici çeviricide ideal olmayan devre parametrelerinin gerilim çevirme oranına ayrı ayrı etkisi farklı çıkış akımı durumlarında elde edilmiş ve sonuçlar EK A bölümünde Şekil A.1'de sunulmuştur. Buna göre ideal olmayan gerilim çevirme oranı hakkında şu sonuçlara varılabilir:

- Çevirme oranı üzerinde en büyük etkiyi gösteren devre parametreleri endüktans ve Mosfet dirençleriyken, Diyot direnci ve gerilim düşümünün etkisi düşüktür.
- Yüksek çıkış akımında ideal olmayan devre parametrelerinin etkisi artmaktadır.

- Diyot gerilim düşümünün gerilim çevrim oranına etkisi düşük gerilim uygulamalarında belirginleşmektedir.

Yükseltici çeviricinin giriş akımı da devre parametreleri cinsinden ifade edilebilir. İdeal olmayan parametrelerle oluşturulmuş giriş akımı ifadesi verilmiştir (3.16).

$$I_L = \frac{(V_g - D' \cdot V_D)}{F \cdot R} = \frac{V_g \cdot \left(1 - D' \cdot \frac{V_D}{V_g}\right)}{R_L + R_M D + R_D D' + D'^2 \cdot R} \quad (3.16)$$

Yükseltici çeviricide ideal olmayan devre parametrelerinin çeviricinin verimine olan etkileri de gösterilebilir (3.17).

$$\eta = \frac{V_o \cdot I_o}{V_g \cdot I_L} = \frac{V_o \cdot V_o \cdot D' \cdot R}{V_g \cdot R \cdot V_o} = D' \cdot \frac{V_o}{V_g} = \frac{D'^2 \cdot \left(1 - D' \cdot \frac{V_D}{V_g}\right)}{\left(\frac{R_L + R_M D + R_D D'}{R}\right) + D'^2} \quad (3.17)$$

Örnek bir Yükseltici çeviricide ideal olmayan devre parametrelerinin verime ayrı ayrı etkisi farklı çıkış akımı durumlarında elde edilmiş ve sonuçlar EK A bölümünde Şekil B.1’de sunulmuştur. Buna göre çeviricinin çalışma oranı ve çıkış akımı arttıkça ideal olmayan devre parametrelerinin verimi azaltma yönündeki etkileri artmaktadır. Çevirici verimine kötü yönde en büyük etkide bulunan idealsizlik parametreleri endüktans direnci ile Mosfet direnciyken, Diyot direnci ve gerilim düşümünün etkisi küçüktür.

### 3.3 Küçük İşaret Analizi(AA Analiz)

Bir güç çeviricisinin giriş gerilimi, çıkış yükü, kontrol değişkeni gibi giriş parametreleri bulunmaktadır. Bu parametreler uygulamada doğru bileşenlerin üzerine küçük salınımlar içerirler. Ayrıca bu parametreler anlık olarak büyük değişikliklere de uğrayabilirler. Örneğin yarı yükte çalışan bir çevirici anlık olarak tam yükle yüklenebilir veya giriş geriliminde anlık olarak önemli bir düşme gerçekleşebilir. Bu gibi durumlar bir güç çeviricisinin girişindeki her türlü değişime karşı bağımsızlık kazanması için bir geri besleme yapısıyla kontrol edilmesini gerektirir. Geri besleme yapısının uygulanabilmesi için ise çeviricinin dinamik modeli elde edilmelidir. Bu model sayesinde çeviriciyi kontrol eden parametrelerdeki değişim veya idealden uzaklıkların çevirici çıkışına olan etkisi gözlenebilecektir.

Büyük işaret analizi, Yükseltici çeviricinin dinamik modeli elde edilirken kullanılamaz çünkü bu analizde çeviricinin sürekli hal durumunda kararlı bir şekilde çalıştığı ve çalışma şartlarının değişmediği kabul edilmekteydi. Oysa bir sistemin dinamik davranışı söz konusu iken, sistemi kontrol eden parametrelerdeki en küçük değişiklikler bile önemlidir. Dinamik davranışın yorumlanabilmesi için sistemin küçük işaret modeli oluşturulmalı ve devreye küçük işaret analizi uygulanmalıdır.

Bu analiz kapsamında, Yükseltici çevirici sisteminin büyük işaret analizinde saf doğru olarak kabul edilen parametreler (giriş gerilimi, endüktans akımı, kondansatör gerilimi, vb.) sahip olmaları gereken doğru bileşen değer civarında küçük genlikli alternatif salınımlarla ifade edilirler (Erickson, 1997). Buna göre Yükseltici çevirinin giriş gerilimi, kontrol değişkeni ve çıkış gerilimi parametreleri tanımlanmıştır **(3.18)**.

$$\begin{aligned} v_g(t) &= V_g + \hat{v}_g(t) \quad , \quad v_o(t) = V_o + \hat{v}_o(t) \\ d(t) &= D + \hat{d}(t) \quad , \quad d'(t) = D' - \hat{d}(t) \end{aligned} \quad (3.18)$$

### 3.3.1 Küçük işaret devre modeli

Küçük işaret analizinde işaretlerde bulunan salınımlar da hesaba katılacaktır. Bir sistem doğrusal olmayan bileşenler içerse de belirli bir çalışma noktasının civarında doğrusal duruma getirilebilir. Büyük işaret analizine benzer olarak durum değişkenleri olan endüktans akımı ve kondansatör geriliminin bir periyot içerisinde net değişiminin sıfır olduğu kabul edilerek doğrusal hale getirilebilir **(3.19)**.

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} &= \mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s} &= \mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}(t) \\ \mathbf{A} &= \mathbf{A}_1 \cdot \langle d(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{A}_2 \cdot \langle d'(t) \rangle_{T_s} \\ \mathbf{B} &= \mathbf{B}_1 \cdot \langle d(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B}_2 \cdot \langle d'(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Durum uzay modeline göre sistemdeki durum değişkenlerinin türevleri, bağımsız kaynaklar ve durum değişkenlerinin kendileri cinsinden ifade edilebilir **(3.20)**.

$$\mathbf{K} \cdot \frac{d\langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \mathbf{A} \cdot \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + \mathbf{B} \cdot \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s} \quad (3.20)$$

Yukarıda elde edilen (3.18) ve (3.19) ifadeleri, (3.20)'in içerisinde yerleştirilir (3.21).

$$\begin{aligned}
& \mathbf{K} \cdot \frac{d(\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t))}{dt} \\
&= \left( \mathbf{A}_1 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{A}_2 (D' - \hat{d}'(t)) \right) \cdot (\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t)) \\
&+ \left( \mathbf{B}_1 (D + \hat{d}(t)) + \mathbf{B}_2 (D' - \hat{d}'(t)) \right) \cdot (\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}(t))
\end{aligned} \tag{3.21}$$

Verilen (3.21) ifadesi doğru bileşen ve küçük genlikli alternatif bileşenlerden oluşmaktadır. İfadenin sol tarafında bulunan doğru bileşenin türevi sıfır olduğundan, sağ tarafındaki doğru bileşenler de sıfır olmalıdır. Doğru ve alternatif bileşenlerin çarpımı birinci dereceden alternatif bileşenleri oluştururken, alternatif iki bileşenin çarpımı ikinci dereceden alternatif bileşenleri oluşturur. Alternatif bileşenlerin genliği küçük olduğundan, ikinci dereceden alternatif bileşenlerin genlikleri çok daha küçük olur ve ihmal edilebilir (3.22).

$$\mathbf{K} \cdot \frac{d(\hat{\mathbf{x}}(t))}{dt} = \overbrace{\left( (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U} \right) \hat{d}(t) + \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B} \hat{\mathbf{u}}(t)}^{1.derecedenalternatifbileşenler} \tag{3.22}$$

Elde edilen (3.22) ifadesinde bulunan katsayı matrisleriyle ilgili hesaplar yapılmıştır elde edilmiştir (3.23).

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 &= \begin{bmatrix} R_D - R_M & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U} &= \begin{bmatrix} I_L(R_D - R_M) + V_o + V_D \\ -I_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_X \\ -I_L \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.23}$$

Verilen (3.23) denkleminde bulunan  $I_L(R_D - R_M) + V_o + V_D$  ifadesi analiz boyunca karşılaşıldığından  $V_X$  olarak kısaltılmıştır. (3.16)'da ifadesi verilen  $I_L$  parametresi de kullanılarak  $V_X$  ifadesi devre parametreleri cinsinden tanımlanmıştır (3.24).

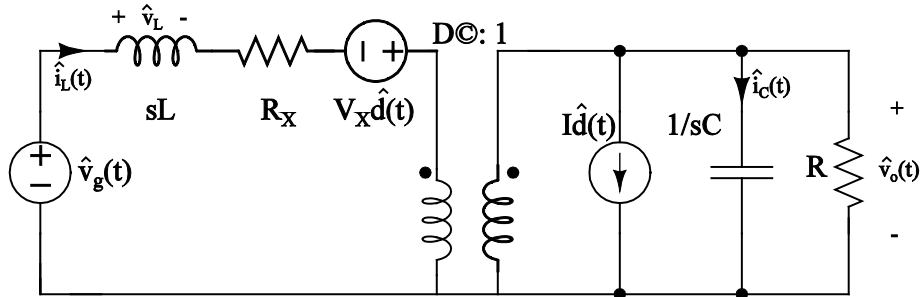
$$\begin{aligned}
V_X &= \frac{V_g \cdot (1 - D' \cdot V_D/V_g) \cdot (R_D - R_M)}{F \cdot R} + \frac{D' \cdot (1 - D' \cdot V_D/V_g)}{F} + V_D \\
V_X &= V_g \cdot (1 - D' \cdot V_D/V_g) \cdot ((R_D - R_M)/R + D')/F + V_D
\end{aligned} \tag{3.24}$$

Verilen (3.22) ifadesinde katsayı matrislerinin (3.23)'te elde edilen halleri yerine koyulduğunda küçük işaret denklemlerinin matris formu elde edilmiş olur (3.25).

$$\mathbf{K} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_X \\ -I_L \end{bmatrix} \cdot \hat{d}(t) + \mathbf{A} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} + \mathbf{B} \cdot \begin{bmatrix} \hat{v}_g \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Matris formunda elde edilen ifade, küçük işaret devre modelinin çizilebilmesi amacıyla endüktans akımı ve kondansatör gerilimi olarak ayrı ayrı elde edilir (3.26).

$$\begin{aligned} \hat{v}_L(t) &= L \cdot \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = V_X \cdot \hat{d}(t) - R_X \cdot \hat{i}_L(t) - D' \cdot \hat{v}_o(t) + \hat{v}_g(t) \\ \hat{i}_c(t) &= C \cdot \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = -I_L \cdot \hat{d}(t) + D' \cdot \hat{i}_L(t) - \frac{\hat{v}_o(t)}{R} \end{aligned} \quad (3.26)$$



**Şekil 3.5:** Yükseltici çeviricinin ideal olmayan küçük işaret devre modeli.

Buna göre devre modeli oluşturulduğunda Yükseltici çeviricinin küçük işaret modeli ortaya çıkar. Şekil 3.5'te ideal olmayan devre elemanlarına göre çizdirilen küçük işaret devre modeli verilmiştir.

### 3.3.2 Transfer fonksiyonlarının elde edilmesi

Yükseltici çeviricinin küçük işaret devre modelinde devre elemanlarının tüm ideal olmayan etkileri görülmektedir. Küçük işaret devresinde frekansa bağlı elemanlar bulunduğundan transfer fonksiyonları da frekansa bağlı olarak çizilmelidir. Böylece sistem davranışının etkileri görülebilir.

Bir sistemin frekans alanındaki davranışını görmek için kullanılan yarı logaritmik eksenli çizimlere Bode Diyagramı adı verilir (Brown, 2001, p.197). Bode Diyagramı iki farklı çizimden oluşur. Bunlardan ilki sistemin kazancının frekansa göre değişimi, diğeri sistemin fazının frekansa göre değişimidir. Kazanç eğrisi dB ile ifade edilirken faz eğrisi derece (°) ile ifade edilir (Erickson, 1997, p.267).

Şekil 3.5'te gösterilen küçük işaret devre modeli transfer fonksiyonlarının elde edilmesi için çalışma boyunca kullanılacaktır. Bu devre üzerinde görüldüğü gibi kontrol parametresi  $\hat{d}(t)$  ve giriş gerilimi  $\hat{v}_g(t)$  küçük işaret eşdeğerleri bağımsız kaynaklar olarak kullanılmıştır. Bu iki alternatif bileşenin çıkış gerilimini ve sistemin dinamik davranışını nasıl etkileyeceği bu model üzerinden yorumlanabilir. Küçük işaret modelindeki iki bağımsız kaynak, çıkış gerilimi üzerinde farklı etkilere sahiptir ve çıkış gerilimi bu iki bağımsız kaynağın bileşenleri şeklinde ifade edilebilir ve (3.27)'deki genelleştirilmiş yazım verilebilir (Erickson, 1997, p.294).

$$\hat{v}(s) = G_{vd}(s)\hat{d}(s) + G_{vg}(s)\hat{v}_g(s) \quad (3.27)$$

Çalışma oranındaki küçük değişiklikleri temsil eden  $\hat{d}(s)$  fonksiyonunun çıkış gerilimindeki etkisi Kontrol-Çıkış transfer fonksiyonu olarak isimlendirilir ve  $G_{vd}(s)$  ile gösterilir. Giriş gerilimindeki küçük değişiklikleri temsil eden  $\hat{v}_g(s)$  fonksiyonunun çıkış gerilimindeki etkisi ise Hat-Çıkış transfer fonksiyonu olarak isimlendirilir ve  $G_{vg}(s)$  ile gösterilmiştir. Her iki bağımsız kaynağın etkisini gösteren transfer fonksiyonlarının elde edilebilmesi için bağımsız kaynakların sırayla yok edilmesi gereklidir. Buna göre Kontrol-Çıkış ve Hat-Çıkış transfer fonksiyonlarının genel ifadesi verilmiştir (3.28).

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0}, \quad G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0} \quad (3.28)$$

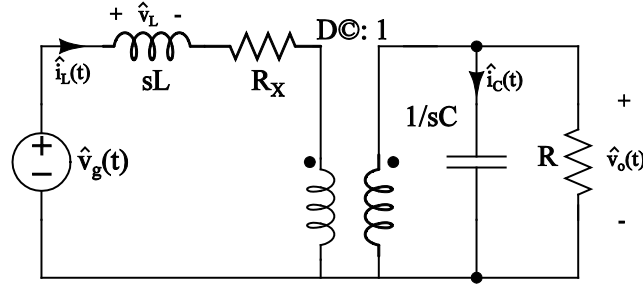
#### **Hat-Çıkış transfer fonksiyonu $G_{vg}(s)$ 'nin belirlenmesi**

$G_{vg}(s)$ 'nin elde edilebilmesi için Şekil 3.5'te verilen küçük işaret devre modelinde  $\hat{d}(s)$  kaynakları sıfırlanmalıdır. Öncelikle Şekil 3.6a'daki devreye, elemanların transformatör üzerinden aktarılmasıyla da Şekil 3.6b'deki devreye ulaşılmıştır. Şekil 3.6b'deki devre modeli göz önüne alındığında giriş gerilimindeki küçük değişikliklerin çıkış gerilimine olan etkisi hesaplanmıştır (3.29).

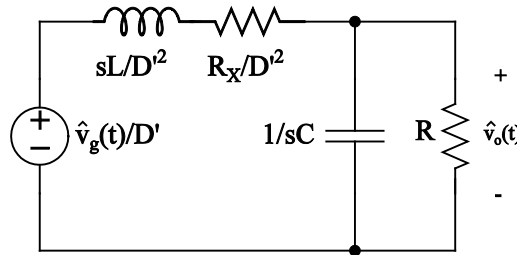
$$G_{vg}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} = \frac{\hat{v}_g(s)}{D'} \cdot \frac{1}{\hat{v}_g(s)} \cdot \frac{(R \parallel 1/sC)}{(R \parallel 1/sC) + (sL + R_X)/D'^2} \quad (3.29)$$

$$G_{vg}(s) = D' \cdot \frac{1}{(R_X/R + D'^2) + s \cdot (L/R + R_X C) + s^2 \cdot (LC)}$$

$$G_{vg}(s) = \frac{D'}{F} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot \left( \frac{L/R + R_X C}{F} \right) + s^2 \cdot \left( \frac{LC}{F} \right)} \quad (3.29)$$



(a)



(b)

**Şekil 3.6:**  $\hat{d}(s)$  kaynaklarının sıfırlanmasıyla elde edilen küçük işaret devresi.

Verilen (3.29) ifadesi ikinci dereceden standart bir transfer fonksiyonuna (3.30)'a benzetilirse Hat-Çıkış transfer fonksiyonunun parametreleri elde edilmiş olur. Bu parametreler Çizelge 3.1'de sunulmuştur.

$$G_{vg}(s) = G_{g0} \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad (3.30)$$

**Çizelge 3.1:** Hat-Çıkış transfer fonksiyonunun parametreleri.

|                              | İdeal Olmayan                    | İdeal           |
|------------------------------|----------------------------------|-----------------|
| $G_{g0}$                     | $D'/F$                           | $1/D'$          |
| $\omega_0$                   | $\sqrt{F/LC}$                    | $D'/\sqrt{LC}$  |
| $Q$                          | $\sqrt{FLC}/(L/R + R_X \cdot C)$ | $D'R\sqrt{C/L}$ |
| $F = (R_X/R) + D'^2$         |                                  |                 |
| $R_X = R_L + R_M D + R_D D'$ |                                  |                 |

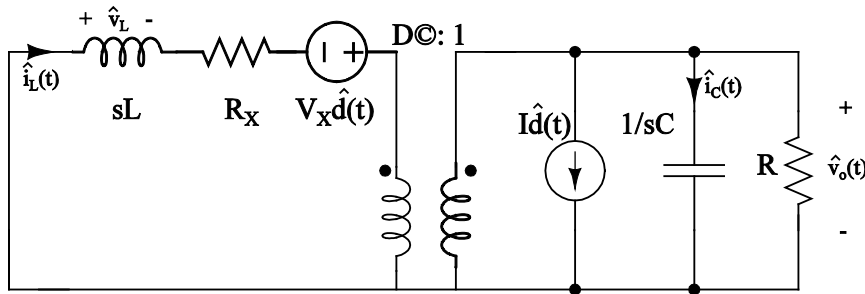
Çizelge 3.1’de verilen Hat-Çıkış transfer fonksiyonu parametrelerinin belirlenmesinin ardından idealsizlık parametrelerinin Hat-Çıkış transfer fonksiyonuna etkisi EK A bölümünde Şekil A.3’te gösterilmiştir.

### Kontrol-Çıkış transfer fonksiyonu $G_{vd}(s)$ ’nin belirlenmesi

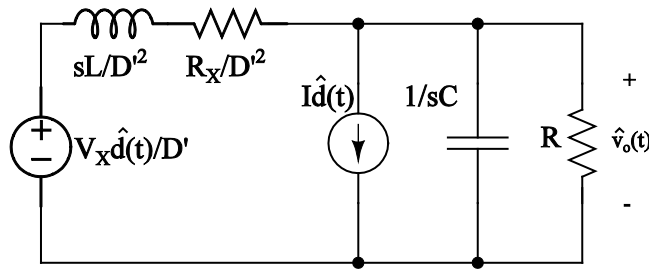
$G_{vd}(s)$ ’nin elde edilebilmesi için Şekil 3.5’te verilen küçük işaret devre modelinde  $\hat{v}_g(s)$  gerilim kaynağı kısa devre edilerek öncelikle Şekil 3.7a’daki, elemanların transformatör üzerinden aktarılmasıyla da Şekil 3.7b’deki devreye ulaşılmıştır.

Şekil 3.7b’de görüldüğü gibi sistemde biri gerilim biri akım olmak üzere iki bağımsız  $\hat{d}(s)$  kaynağı bulunmaktadır. Dolayısıyla transfer fonksiyonunun hesabı için süper pozisyon kuralı uygulanmalıdır. Akım kaynağı açık devre edilerek gerilim kaynağının etkisi olarak isimlendirilen  $G_{vd1}(s)$ , gerilim kaynağı kısa devre edilerek akım kaynağının etkisi olarak isimlendirilen  $G_{vd2}(s)$  bulunmalı ve bu iki etki toplanmalıdır (3.31).

$$G_{vd}(s) = \hat{v}(s)/\hat{d}(s) = G_{vd1}(s) + G_{vd2}(s) \quad (3.31)$$



(a)

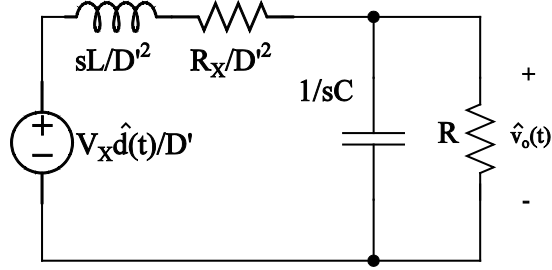


(b)

**Şekil 3.7:**  $\hat{v}_g(s)$  kaynağının kısa devre edilmesiyle elde edilen küçük işaret devresi.

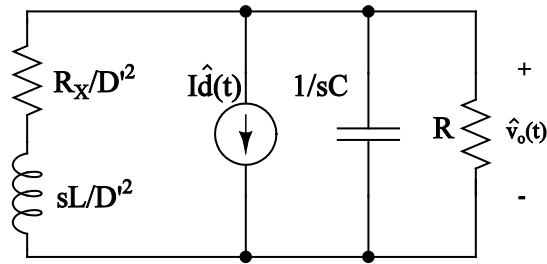
Şekil 3.7b’deki devrede akım kaynağı açık devre bırakılmış ve Şekil 3.8’deki devre elde edilmiştir. Devre yapısı Şekil 3.6b’de verilen küçük işaret modeline benzediğinden sonuç doğrudan yazılmıştır (3.32).

$$G_{vd1}(s) = \frac{V_X \cdot D'}{F} \cdot \frac{1}{\underbrace{1 + s \cdot \left( \frac{L/R + R_X C}{F} \right) + s^2 \cdot \left( \frac{LC}{F} \right)}_S} = \frac{V_X \cdot D'}{F} \cdot \frac{1}{S} \quad (3.32)$$



**Şekil 3.8:** Şekil 3.7b'deki devrede akım kaynağının devre dışı bırakılması durumu.

Şekil 3.7b'deki devrede gerilim kaynağı kısa devre edilerek Şekil 3.9'daki devre oluşturulmuş ve akım kaynağının çıkış gerilimine olan etkisi bulunmuştur (3.33).



**Şekil 3.9:** Şekil 3.7b'deki devrede gerilim kaynağının devre dışı bırakılması durumu.

Şekil 3.9'daki devre modelinde akım kaynağının değeri tüm diğer kollardan akan akımların toplamına eşitlenirse  $G_{vd2}(s)$  bulunur (3.33).

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\left( \frac{sL + R_X}{D'^2} \right) \parallel \left( \frac{1}{sC} \right) \parallel R} = -I_L \cdot \hat{d}(s) \quad (3.33)$$

$$G_{vd2}(s) = \frac{1}{F} \cdot \frac{-I_L \cdot (sL + R_X)}{1 + s \cdot \left( \frac{L/R + R_X C}{F} \right) + s^2 \cdot \left( \frac{LC}{F} \right)} = -\frac{I_L \cdot (sL + R_X)}{F} \cdot \frac{1}{S}$$

Süper pozisyon kuralı uyarınca,  $G_{vd1}(s)$  ve  $G_{vd2}(s)$  ifadeleri toplanır ve Kontrol-Çıkış transfer fonksiyonu olan  $G_{vd}(s)$  ifadesi elde edilir (3.34).

$$G_{vd} = G_{vd1}(s) + G_{vd2}(s) = \frac{V_X \cdot D' - I_L \cdot (sL + R_X)}{F \cdot S} \quad (3.34)$$

Verilen (3.34) ifadesi, sağ yarı düzlem sıfırına (RHPZ) sahip standart bir ikinci dereceden sistemin transfer fonksiyonuna (3.35) benzetilirse Kontrol-Çıkış transfer fonksiyonunun parametreleri elde edilir.

$$G_{vd}(s) = G_{d0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_{RHPZ}}}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad (3.35)$$

Çizelge 3.2’de verilen Kontrol-Çıkış transfer fonksiyonu parametrelerinin belirlenmesinin ardından idealsizlik parametrelerinin Kontrol-Çıkış transfer fonksiyonuna etkisi EK A bölümünde Şekil A.4’te gösterilmiştir.

**Çizelge 3.2:** Kontrol-Çıkış transfer fonksiyonu parametreleri.

|                 | İdeal Olmayan                                                                                           | İdeal             |
|-----------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------|
| $G_{d0}$        | $(V_X \cdot D' - I_L \cdot R_X)/F$                                                                      | $V/D'$            |
| $\omega_0$      | $\sqrt{F/LC}$                                                                                           | $D'/\sqrt{LC}$    |
| $\omega_{RHPZ}$ | $\frac{V_X \cdot D' - I_L \cdot R_X}{I_L \cdot L} = \frac{D'^2 R \cdot (1 + V_D/V_0) - (R_M + R_L)}{L}$ | $D'^2 R/L$        |
| $Q$             | $\frac{\sqrt{FLC}}{(L/R + R_X \cdot C)}$                                                                | $D' R \sqrt{C/L}$ |

$$F = (R_X/R) + D'^2$$

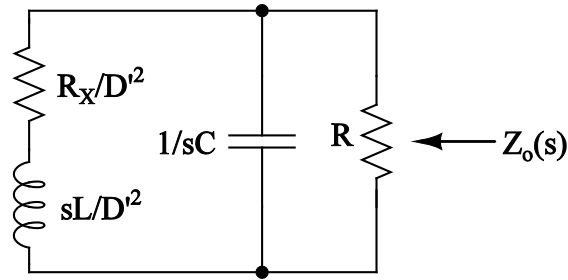
$$R_X = R_L + R_M D + R_D D'$$

$$V_X = \left( V_g \cdot \left( 1 - D' \cdot \frac{V_D}{V_g} \right) \cdot \left( \frac{R_D - R_M}{R} + D' \right) \right) / F + V_D$$

### Çıkış Empedansı transfer fonksiyonu $Z_o(s)$ ’nin belirlenmesi

Şekil 3.5’te verilen küçük işaret devre modelindeki tüm kaynaklar sıfırlanır ve çıkış tarafından görülen eşdeğer devre empedansı frekansa bağımlı olarak hesaplanırsa Çıkış Empedansı transfer fonksiyonu  $Z_o(s)$  elde edilmiş olur. Şekil 3.10’da verilen eşdeğer devrede Çıkış Empedansı hesaplanmış ve sonuçlar sunulmuştur (3.36).

Çizelge 3.3’te verilen Çıkış Empedansı transfer fonksiyonu parametrelerinin belirlenmesinin ardından idealsizlik parametrelerinin Çıkış Empedansı transfer fonksiyonuna etkisi EK A bölümünde Şekil A.5’te gösterilmiştir.



**Şekil 3.10:** Tüm kaynakları sıfırlanmış küçük işaret devre modeli.

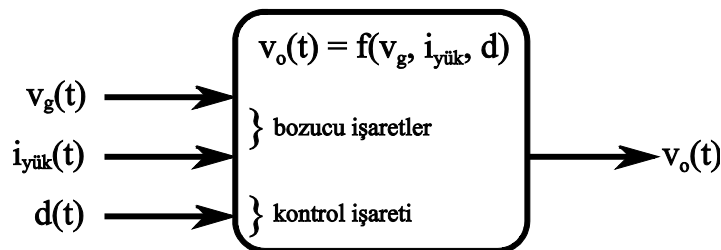
$$Z_o(s) = \left( \frac{sL + R_X}{D'^2} \right) \parallel \left( \frac{1}{sC} \right) \parallel R = \frac{\left( s + \frac{R_X}{L} \right)}{1 + s \left( \frac{L/R + R_X C}{F} \right) + s^2 \left( \frac{LC}{F} \right)} \cdot \frac{L}{F} \quad (3.36)$$

**Çizelge 3.3:** Çıkış empedansı transfer fonksiyonu parametreleri.

|                              | İdeal Olmayan                            | İdeal           |
|------------------------------|------------------------------------------|-----------------|
| $Z_{o0}$                     | $L/F$                                    | $L/D'^2$        |
| $\omega_0$                   | $\sqrt{F/LC}$                            | $D'/\sqrt{LC}$  |
| $\omega_{Z_o}$               | $R_X/L$                                  | 0               |
| $Q$                          | $\frac{\sqrt{FLC}}{(L/R + R_X \cdot C)}$ | $D'R\sqrt{C/L}$ |
| $F = (R_X/R) + D'^2$         |                                          |                 |
| $R_X = R_L + R_M D + R_D D'$ |                                          |                 |

### 3.3.3 Geri besleme

Bir DA güç çeviricisinin temel amacı çıkışında sabit bir gerilim sunabilmektir (Brown, 2001, p.196). Şekil 3.11'de görüldüğü üzere bir DA çevirici sisteminin çıkış gerilimi fonksiyonu, giriş gerilimi, çıkış akımı ve kontrol işareti (çalışma oranı) fonksiyonlarının bileşeni olarak tanımlanır (Erickson, 1997, p.332).



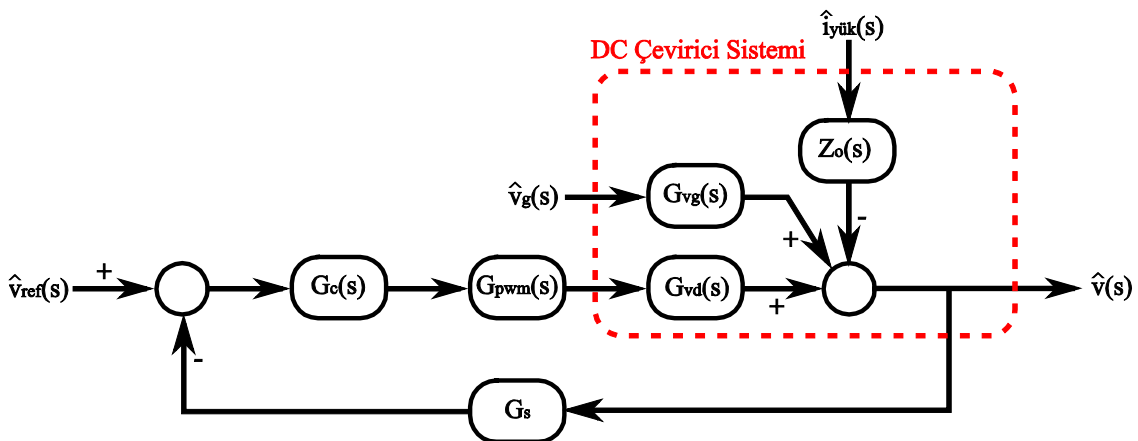
**Şekil 3.11:** DA güç çeviricisi için giriş, çıkış ve bozucu işaretler.

Tüm giriş parametreleri sistemin transfer fonksiyonları uyarınca söz konusu güç çeviricisinin davranışını etkilerler. Sistem davranışını etkileyen giriş parametreleri sınıflandırılırken çalışma oranı değeri kontrol işareti olarak tanımlanırken, giriş gerilimindeki ve çıkış akımındaki değişimler bozucu etkiler olarak tanımlanır. Çünkü bir DA güç çeviricisi kararlı durumunda çalışırken çıkış akımı veya giriş geriliminde ani değişiklikler meydana gelirse kontrol işareti bu değişime hemen uyum sağlayamaz.

Kontrol işaretinin sistemin bozucu etkilerinin sonuçlarını değerlendirebilmesi için zamana ihtiyacı vardır ve bu sebeple sistemin çıkış gerilimi ile bozucuların etkisi arasında bir kontrol yapısıyla hızlılık sağlamak gereklidir.

Yük geriliminin kararlı hale getirilmesi, sistemin giriş parametrelerinden veya eleman değerlerindeki değişikliklerden etkilenmemesi için söz konusu sistemin geri besleme sistemiyle kontrol edilmesi olarak tanımlanır. Bunun gerçekleştirilebilmesi için sistem çıkışının belirli bir referans değer ile karşılaştırılması gerekir. Sistem giriş parametrelerinde meydana gelen değişikliklerden dolayı sistem çıkışında bir değişiklik olursa, referans işaret ile çıkış işareti arasındaki karşılaştırma işlemi bir hata işareti üretir. Bu hata işareti bir geri besleme kontrol yapısıyla kontrol edilir ve sistem tekrardan kararlı hale getirilir.

Şekil 3.12'deki kontrol sistemi diyagramında görülen  $G_{vd}(s)$ ,  $G_{vg}(s)$  ve  $Z_o(s)$  transfer fonksiyonlarının ifadeleri Bölüm 3.3.2'de elde edilmiştir. Bu transfer fonksiyonu ifadelerinin dışında yine Şekil 3.12'de görülen geri besleme kazancı  $G_s$  ve darbe genişlik modülatörü (PWM) kazancı  $G_{pwm}(s)$ 'nin de modellenerek ifadelerinin elde edilmesi gereklidir.



Şekil 3.12: Geri beslemeli DA güç çevirici sisteminin blok diyagramı.

*PWM* işaretleri, anahtarlama frekansında çalışan bir testere dalga ile bir doğru gerilim işaretinin karşılaştırılması yoluyla elde edilir. Doğru gerilim değeri eğer testere işaretin minimum değerinde ise modülasyon çıkışında herhangi bir işaret olmaz. Eğer doğru gerilim değeri testere işaretin maksimum değerinde ise modülasyon çıkışında doğru gerilim olur. Ara değerlerde ise doğru gerilim değerinin testere işaretin tepe gerilimine oranı çalışma oranı olarak tanımlanır ve modülatörün çıkışında görülür. Dolayısıyla aslında *PWM* kazancı, girişindeki işareti testere işaretin tepe değeri olarak tanımlanan  $V_M$ 'ye bölün bir transfer fonksiyonu olarak çalışmaktadır *PWM* kazancı  $G_{pwm}(s)$  elde edilmiş olur (3.37).

$$G_{pwm}(s) = 1/V_M \quad (3.37)$$

Bu sistemin kontrol tasarımında, çıkış parametresi olan yük geriliminin referans gerilim işaretini takip etmesi temel amaçtır. Ayrıca bu sistem bozucu etkiler olan yük akımı ve giriş gerilimi parametrelerindeki değişimlerden de etkilenmemelidir. Sistemde bir kontrol parametresi ve iki bozucu etki olduğuna göre Şekil 3.16'deki blok diyagramında süper-pozisyon ilkesi uygulanarak her bir giriş parametresinin çıkış gerilimine olan etkisi gösterilebilir (Erickson, 1997, p.337)(3.38).

$$\hat{v} = \frac{\hat{v}_{ref} \cdot \frac{G_c \cdot G_{vd}}{V_M}}{1 + \underbrace{G_s \cdot G_c \cdot G_{vd}/V_M}_{T(s)}} + \frac{\hat{v}_g \cdot G_{vg}}{1 + \underbrace{G_s \cdot G_c \cdot G_{vd}/V_M}_{T(s)}} \pm \frac{i_o \cdot Z_o}{1 + \underbrace{G_s \cdot G_c \cdot G_{vd}/V_M}_{T(s)}} \quad (3.38)$$

$$\hat{v} = \hat{v}_{ref} \cdot \frac{1}{G_s} \cdot \frac{T(s)}{1 + T(s)} + \hat{v}_g \cdot \frac{G_{vg}(s)}{1 + T(s)} \pm i_o \cdot \frac{Z_o(s)}{1 + T(s)}$$

$G_s \cdot G_c \cdot G_{vd}/V_M$  ifadesi, geri besleme yolunda yer alan tüm blokların çarpımıdır.  $T(s)$  kısaltmasıyla kullanılır ve kapalı çevrim kazancı olarak isimlendirilir (3.38). Verilen ifadeden de görüldüğü gibi  $T(s)$ ; referans işaret  $\hat{v}_{ref}$ , Hat-Çıkış  $G_{vg}(s)$  ve Çıkış Empedansı  $Z_o(s)$  transfer fonksiyonlarına etkimektedir.  $T(s)$ 'nin sıfır frekans ve kesim frekansından düşük frekanslarda yüksek kazançla sahip olduğu yaklaşımıyla (3.41)'deki sonuçlara ulaşılabilir. Buna göre  $T(s)$  fonksiyonunun düşük frekans kazancı yeteri kadar yüksek olursa çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki ifade sadece geri besleme kazancı  $G_s$  'e bağlı olmaktadır. Aynı şekilde  $T(s)$  fonksiyonunun kazancı, Hat-Çıkış ve Çıkış Empedansı transfer fonksiyonlarının  $1 + T(s)$  oranıyla zayıflatılmasını da sağlamaktadır. Dolayısıyla

$T(s)$  fonksiyonunun kazancı ne kadar yüksek olursa, giriş gerilimindeki ve çıkış akımındaki ani değişimlerin etkisi de o oranda zayıflamaktadır.

$$\left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_{ref}(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g=0 \\ \hat{i}_o=0}} = \frac{1}{G_s} \cdot \frac{T(s)}{\underbrace{1+T(s)}_{\approx T(s)}} = \frac{1}{G_s} \quad (3.39)$$

$$\left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_{ref}=0 \\ \hat{i}_o=0}} = \frac{G_{vg}(s)}{1+T(s)} \quad , \quad \left. \frac{\hat{v}(s)}{\pm \hat{i}_o(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_{ref}=0 \\ \hat{v}_g=0}} = \pm \frac{Z_o(s)}{1+T(s)}$$

### 3.3.4 Kararlılık

Bölüm 3.3.3'te açıklandığı üzere kapalı çevrim kazancının kesim frekansının altındaki frekanslardaki kazanç değeri ne kadar yüksek olursa referans işaret ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki o kadar geri besleme kazancına bağlıdır. Dolayısıyla sistemin çıkış gerilimi tamamen referans gerilim değerine bağlı olur. Aynı şekilde bu durum çıkış geriliminin giriş gerilimi ve yük akımı değişikliklerinden de o kadar az etkilenmesini sağlar.

Kapalı çevrim ve geri besleme sistemi her durumda üzerinde etkili olduğu sistemi kararlı hale getirmeye yetmez. Bir önceki paragrafta bahsedilen kesim frekansının altındaki frekanslardaki kazancın yüksek olması da kararlılığın yeterli şartı değildir. Bir sistemin kararlılığı üzerine birçok kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. DA güç çeviricilerinin kararlılık analizinde Bode diyagramlarının kullanılması oldukça yaygındır. Kararlılık analizinin yapılmasında bir takım tanımlar gereklidir.

Bu tanımlardan ilki  $f_c$  olarak kısaltılan kesim frekansı değeridir. Bir transfer fonksiyonunun kazanç eğrisinin frekans eksenini kestiği nokta kesim frekansı olarak tanımlanır. Bu noktada transfer fonksiyonunun kazancı  $0dB$  veya  $1$  'dir.  $f_c$  frekansından düşük frekanslar  $0dB$  veya  $1$  kazancından daha yüksek bir değerle kuvvetlendirilirken,  $f_c$  frekansından yüksek frekanslar sistem tarafından sönümlenir.

Kesim frekansı değeri aynı zamanda bant genişliği kavramını da açıklar. Kesim frekansının yüksek olması bant genişliğinin artması olarak tanımlanır. Bir sistemin bant genişliği ne kadar yüksekse sistemin ani işaretlere tepkisi de o kadar hızlanır (Maniktala, 2006, p.293). Ancak bant genişliği değerinin yükselmesi, yüksek frekanslı işaretlerin de kuvvetlendirilmelerine neden olacağından sistem çıkışına yüksek frekanslı bileşenler gelebilir. Dolayısıyla kesim frekansı ve bant genişliğinin

değeri konusunda iki durumdan söz edilebilir. Kesim frekansı ve dolayısıyla bant genişliği, sistemin ani değişikliklere hızlı tepki verebilmesini sağlayacak kadar yüksek, düşük frekanslı işaretleri kuvvetlendirirken yüksek frekanslı işaretleri sönmölendirecek kadar düşük olmalıdır. DA güç çeviricisi uygulamalarında  $f_c$  frekansı,  $f_s$  frekansının %15 – %20'si civarında seçilir (Maniktala, 2006, p.293).

Yine bir sistemin kararlılığı açısından ani değişikliklere cevabındaki aşım ve salınım miktarları da önemlidir. Bode diyagramları ile aşım ve salınımlarla ilgili fikir yürütmek mümkündür. Bu noktada dikkat edilmesi gereken veriler, faz değeri olarak tanımlanan  $\varphi$  ve kalite faktörü olarak tanımlanan  $Q$  değerleridir. Kalite faktörünün yüksek olması transfer fonksiyonunun rezonans frekansı ( $\omega_0$ ) civarındaki faz değerinin ani olarak değişmesini gerektirir. Faz değerinin ani değişimi ise bir sistemin kontrol edilebilirliğini önemli ölçüde engeller. Bu noktada bir diğer tanımlanması gereken konu sistemin faz payı olarak tanımlanan  $\varphi_m$  değeridir. Faz payı, bir sistemin transfer fonksiyonunun kesim frekansında aldığı faz açısı değeridir ve  $-180^\circ$ 'nin üzerinde veya altında aldığı değer olarak tanımlanır.

Temel kararlılık kuralı olarak bir sistemin faz payının, kesim frekansı değerinde sıfırdan yüksek olması gerekir. Eğer sistemin faz payı sıfırın altındaysa bu sistem kararsız olarak tanımlanır. Ancak sıfırın üzerinde olan her faz payı sistemin salınımsız ve aşımsız çalışacağını söylemez. Çünkü faz payı ile sistemin kalite faktörü  $Q$  arasında doğrudan ilişki vardır. Bir DA güç çeviricisi uygulamasında faz payı değerinin  $30^\circ$  ila  $60^\circ$  arasında olması tercih edilir.

Kararlılık konusunda son olarak bahsedilmesi gereken bir konu da sistemde bulunan sağ yarı-düzlem sıfır (RHPZ). RHPZ, sol yarı-düzlem sıfırı (LHPZ) gibi kazanç eğrisinde  $+20dB$  değerinde eğim sağlar. Ancak LHPZ faz diyagramında  $90^\circ$  faz artışı sağlarken RHPZ faz diyagramında  $90^\circ$  faz düşümüne neden olur.

Temel DA güç çeviricileri ikinci dereceden bir sistem olduğundan  $\omega_0$  frekansında bulunan iki kök, faz açısını  $180^\circ$  düşürür. Yükseltici ve Alçaltıcı-Yükseltici güç çeviricilerinde bulunan RHPZ de  $90^\circ$ 'lik faz düşümüne neden olduğundan, sistemin RHPZ frekansının civarındaki faz payı  $-90^\circ$  civarına düşer. Bu durum sistemin kontrol edilebilirliği açısından önemli bir engeldir. RHPZ'nin etkisi sistem gereği yok edilemez ancak bazı sistemsel değişikliklerle RHPZ frekansı yüksek değerlere götürülebilir (Brown, 1990, p.168).

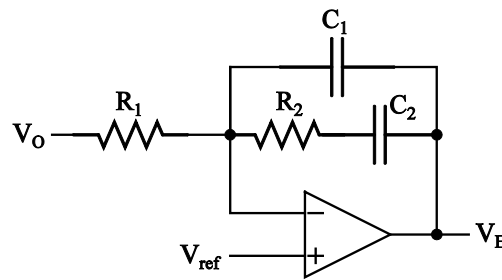
### 3.4 Kontrolör Tasarımı

Kapalı çevrim kazancı  $T(s)$ , DA güç çeviricisi sisteminin kararlılığında ve giriş parametrelerindeki değişimlerden etkilenmemesinde önemlidir.  $T(s)$  fonksiyonunda bulunan bileşenler geri besleme kazancı  $G_s$ , Kontrol-Çıkış transfer fonksiyonu  $G_{vd}(s)$ , PWM kazancı  $G_{pwm}(s)$  ve kontrolör transfer fonksiyonu olarak tanımlanan  $G_c(s)$  olmaktadır. Bu bölümün amacı, kontrolör kazancını da içeren  $T(s)$ 'nin yerine, kontrolör kazancı 1 olan ve açık çevrim transfer fonksiyonu olarak tanımlanan  $T_u(s)$  fonksiyonunun özelliklerinin incelenerek uygun bir kontrolör tasarlanmasıdır.

$T(s)$  fonksiyonunun yeterli bant genişliği ve kesim frekansında yeterli faz payına sahip olması için,  $T_u(s)$  fonksiyonu incelenmeli ve uygun kontrolör yapısına karar verilerek kontrolör tasarımı gerçekleştirilmelidir. Bu tez çalışmasında iki farklı kontrolör yapısı hakkında bilgi verilmiş ve elektronik devre elemanlarıyla gerçekleştirilmesi için gerekli bazı bağıntılar sunulmuştur.

#### 3.4.1 Tip II kontrolörü

Maksimum  $90^\circ$ 'lik faz artışı için Şekil 3.13'te devre şeması verilen Tip II kontrolörü kullanılır (Brown, 1990, p.158). İşlemsel kuvvetlendirici ideal farz edilerek elde edilen transfer fonksiyonu ve  $C_2$  kondansatörünün  $C_1$  kondansatöründen daha büyük olduğu varsayımıyla güncellenen transfer fonksiyonu verilmiştir (3.42).



Şekil 3.13: Tip II kontrolörü bağlantı şeması.

$$\frac{V_E}{V_o} = -\frac{1}{s \cdot R_1 \cdot (C_1 + C_2)} \cdot \frac{(1 + s \cdot R_2 \cdot C_2)}{(1 + s \cdot R_2 \cdot (C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2)))} \quad (3.40)$$
$$\frac{V_E}{V_o} = -\frac{1}{s \cdot R_1 \cdot C_2} \cdot \frac{(1 + s \cdot R_2 \cdot C_2)}{(1 + s \cdot R_2 \cdot C_1)}$$

Tip II kontrolörü ifade (3.40)'tan de görüldüğü gibi orijindeki kutba ek olarak sisteme bir adet sıfır ve bir adet kutup eklemektedir. Kontrolörün faz yükseltme görevini yerine getirebilmesi için kutup frekansının sıfır frekansına göre büyük olması gerekmektedir. Sırasıyla  $\omega_{II,z}$  ve  $\omega_{II,p}$  olarak tanımlanan sıfır ve kutup frekansları Şekil 13'teki devre elemanları cinsinden verilmiştir (3.41).

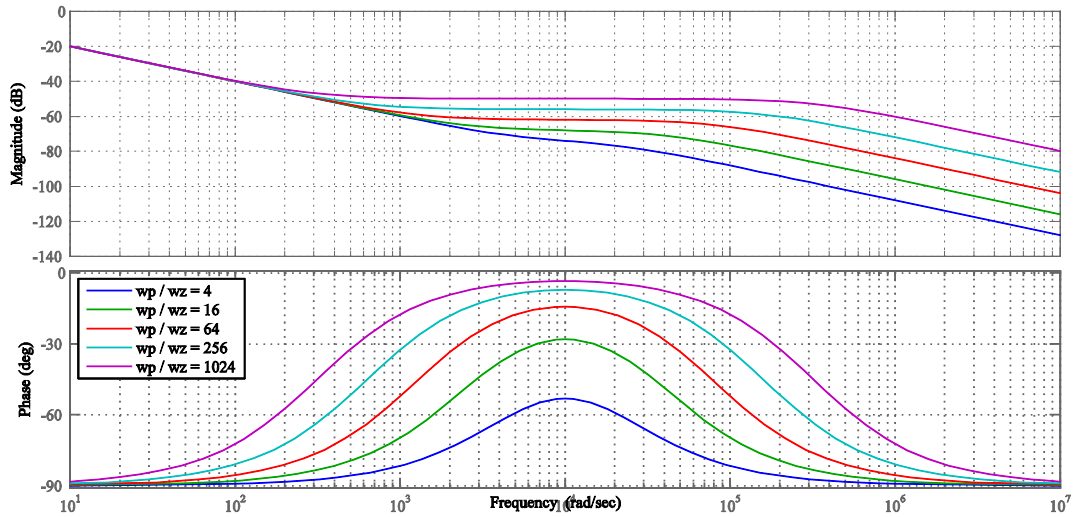
$$\omega_{II,z} = \frac{1}{R_2 \cdot C_2} \quad , \quad \omega_{II,p} = \frac{1}{R_2 \cdot C_1} \quad (3.41)$$

Tip II kontrolörü ile sağlanabilecek en yüksek faz artışı  $\omega_{II,z}$  ve  $\omega_{II,p}$  frekanslarının geometrik ortası olarak tanımlanan  $\omega_{II,o}$  frekansında gerçekleşir (3.42).

$$\omega_{II,o} = \sqrt{\omega_{II,z} \cdot \omega_{II,p}} = \frac{1}{R_2 \cdot \sqrt{C_1 \cdot C_2}} \quad (3.42)$$

$\omega_{II,o}$  frekansında kontrolör kazancı devre elemanları cinsinden ifade edilebilir (3.43).

$$K_{II,o} = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.43)$$



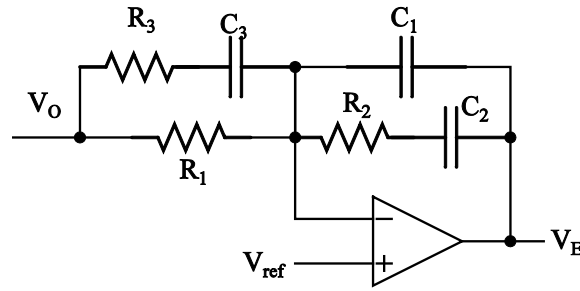
**Şekil 3.14:**  $\omega_{II,z}$  ve  $\omega_{II,p}$  uzaklıklarına göre Tip II kontrolörü Bode diyagramları.

Tip II kontrolörünün  $\omega_{II,z}$  ve  $\omega_{II,p}$  frekanslarında sisteme eklediği sıfır ve kutbun birbirine olan uzaklıkları faz yükseltme derecesini belirler. Geometrik orta frekansları aynı olmak şartıyla birbirinden uzaklaşan  $\omega_{II,z}$  ve  $\omega_{II,p}$  frekanslarının faz yükseltmeye olan etkileri Şekil 3.14'te gösterilmiştir. Şekil 3.14'te verilen Tip II kontrolöründe sıfır ve düşük frekanslarda faz diyagramlarının orijindeki kutbun

etkisiyle  $-90^\circ$  ile başladığı,  $\omega_{II,z}$  frekansındaki sıfırın etkisiyle  $0^\circ$  'ye doğru yükselişe geçtiği,  $\omega_{II,p}$  frekansındaki kutbun etkisiyle tekrardan  $-90^\circ$ 'ye düşmeye başladığı görülür. Bu faz hareketi yorumlandığında kontrolörün  $\omega_{II,o}$  frekansı için faz yükseltici olarak çalıştığı görülür. Tip II kontrolöründe sağlanabilecek maksimum faz kazancı  $90^\circ$ 'dir ancak bu durum idealde geçerlidir ve pratikteki faz kazancı daha düşük bir değerle sınırlıdır.

### 3.4.2 Tip III kontrolörü

Maksimum  $180^\circ$  'lik faz artışı için Şekil 3.15'te devre şeması verilen Tip III kontrolörü kullanılır (Brown, 1990, p.162). İşlemsel kuvvetlendirici ideal farz edilerek elde edilen transfer fonksiyonu ve  $C_2$  kondansatörünün  $C_1$  kondansatöründen ve  $R_1$  direncinin  $R_3$  direncinden daha büyük olduğu varsayımıyla güncellenen transfer fonksiyonu verilmiştir (3.46).



Şekil 3.15: Tip III kontrolörü bağlantı şeması.

$$\frac{V_E}{V_O} = -\frac{1}{s \cdot R_1 \cdot (C_1 + C_2)} \cdot \frac{(1 + s \cdot R_2 \cdot C_2)}{\left(1 + s \cdot R_2 \cdot \left(\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}\right)\right)} \cdot \frac{1 + s \cdot C_3 \cdot (R_1 + R_3)}{(1 + s \cdot R_3 \cdot C_3)} \quad (3.44)$$

$$\frac{V_E}{V_O} = -\frac{1}{s \cdot R_1 \cdot C_2} \cdot \frac{(1 + s \cdot R_2 \cdot C_2)}{(1 + s \cdot R_2 \cdot C_1)} \cdot \frac{(1 + s \cdot R_1 \cdot C_3)}{(1 + s \cdot R_3 \cdot C_3)}$$

Tip III kontrolörü ifade (3.44)'ten da görüldüğü gibi orijindeki kutba ek olarak sisteme iki adet sıfır ve iki adet kutup eklemektedir. Kontrolörün faz yükseltme görevini yerine getirebilmesi için kutup frekanslarının sıfır frekanslarına göre büyük olması gerekmektedir. Sıfır ve kutup frekanslarının kendi içinde eşit olduğu varsayımıyla sırasıyla  $\omega_{III,z}$  ve  $\omega_{III,p}$  olarak tanımlanan sıfır ve kutup frekansları Şekil 15'teki devre elemanları cinsinden verilmiştir (3.45).

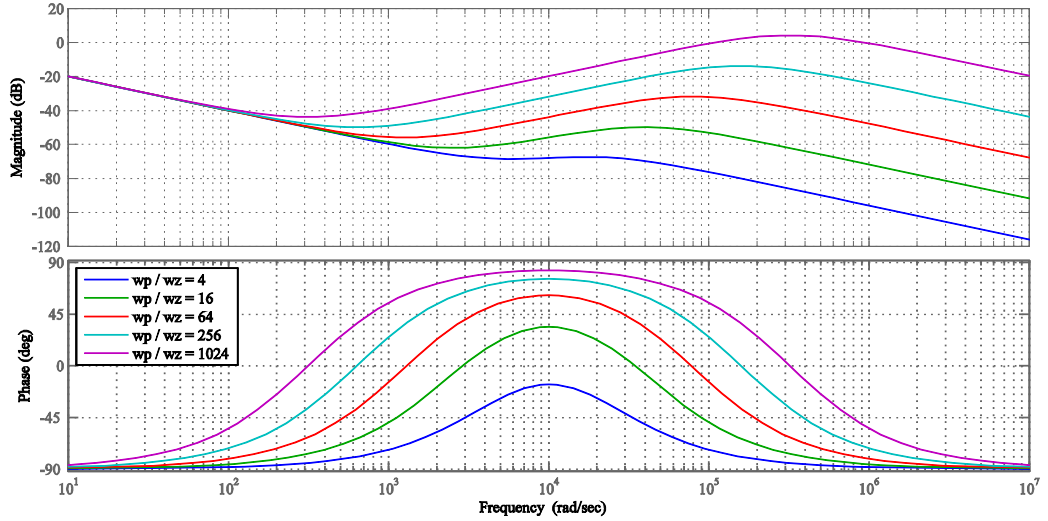
$$\omega_{III,z} = \frac{1}{R_2 \cdot C_2} = \frac{1}{R_1 \cdot C_3} \quad , \quad \omega_{III,p} = \frac{1}{R_2 \cdot C_1} = \frac{1}{R_3 \cdot C_3} \quad (3.45)$$

Tip II kontrolörü ile sağlanabilecek en yüksek faz artışı  $\omega_{III,z}$  ve  $\omega_{III,p}$  frekanslarının geometrik ortası olarak tanımlanan  $\omega_{III,o}$  frekansında gerçekleşir (3.46).

$$\omega_{III,o} = \sqrt{\omega_{III,z} \cdot \omega_{III,p}} = \frac{1}{R_2 \cdot \sqrt{C_1 \cdot C_2}} = \frac{1}{C_3 \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_3}} \quad (3.46)$$

Tip III kontrolörü sisteme aynı zamanda kazanç da sağlamaktadır ve  $K_{III}$  olarak tanımlanan kazanç ifadesi devre elemanları cinsinden verilmiştir (3.47).

$$K_{III} = 1/(R_1 \cdot C_2) \quad (3.47)$$



**Şekil 3.16:**  $\omega_{III,z}$  ve  $\omega_{III,p}$  uzaklıklarına göre Tip III kontrolörü Bode diyagramları.

Tip III kontrolörünün  $\omega_{III,z}$  ve  $\omega_{III,p}$  frekanslarında sisteme eklediği çift sıfır ve çift kutbun birbirine olan uzaklıkları faz yükseltme derecesini belirler. Geometrik orta frekansları aynı olmak şartıyla birbirinden uzaklaşan  $\omega_{III,z}$  ve  $\omega_{III,p}$  frekanslarının faz yükseltmeye olan etkileri Şekil 3.16’da gösterilmiştir. Şekil 3.16’da verilen Tip III kontrolöründe sıfır ve düşük frekanslarda faz diyagramlarının orijindeki kutbun etkisiyle  $-90^\circ$  ile başladığı,  $\omega_{III,z}$  frekansındaki çift sıfırın etkisiyle  $90^\circ$ ’ye doğru yükselişe geçtiği,  $\omega_{III,p}$  frekansındaki çift kutbun etkisiyle tekrardan  $-90^\circ$ ’ye düşmeye başladığı görülür. Bu faz hareketi yorumlandığında  $\omega_{III,z}$  ve  $\omega_{III,p}$  frekanslarının geometrik orta frekansı değeri için faz yükseltici olarak çalıştığı görülür. Tip III kontrolöründe sağlanabilecek maksimum faz kazancı  $180^\circ$ ’dir ancak

bu durum idealde geçerlidir ve pratikteki faz kazancı daha düşük bir değerle sınırlıdır.

### 3.4.3K-Faktörü yaklaşımı

Kontrolör tasarımı özellikle karmaşık sistemlerde oldukça zor olabilmektedir. Bu zorluğu göze alarak bir matematiksel yaklaşımda bulunan H. D. Venable, 1983 yılında kontrol tasarımında K-Faktörü (*The K-Factor*) adı verilen yöntemi önermiştir. Bu yöntemle göre herhangi bir kontrolör yapısı için sıfır ve kutupların yerleri tayin edilebilmektedir. K-Faktörü yaklaşımına göre bir kontrolörün sağlayabileceği maksimum faz kazancı ile  $k$  olarak tanımlanan katsayı arasında bir ilişki söz konusudur. Buna göre maksimum faz kazancının meydana gelmesi istenen frekansın  $k$  katına kutuplar,  $1/k$  katına sıfırlar yerleştirilmelidir.

K-Faktörü yaklaşımı, maksimum faz kazancı değeri olarak tanımlanan  $\varphi_a$  ile Tip II kontrolörü için  $k_{II}$ , Tip III kontrolörü için  $k_{III}$  katsayıları arasında ilişki kurar(3.48).

$$k_{II} = \tan\left(\frac{\varphi_a}{2} + 45^\circ\right) \quad , \quad k_{III} = \tan\left(\frac{\varphi_a}{4} + 45^\circ\right) \quad (3.48)$$

K-Faktörü yaklaşımının uygulanması için gereken prosedür liste şeklinde belirtilmiştir.

- Kontrol edilecek sistemin faz diyagramı çizdirilir ve kesim frekansında sistemin faz payı ( $\varphi_m$ ) ölçülür.
- Kesim frekansında ihtiyaç duyulan faz artışı ( $\varphi_a$ ) hesaplanır. Faz artışı  $90^\circ$ 'ye kadarsa Tip II,  $90^\circ$ 'den fazla ise Tip III Kontrolörü seçilir.
- Seçilen kontrolör yapısına uygun olarak  $k$  katsayısı belirlenir, kesim frekansının  $1/k$  katına sıfır veya sıfırlar, kesim frekansının  $k$  katına kutup veya kutuplar yerleştirilir.
- Kontrolör kazancı 1 olarak belirlenir ve sisteme eklenerek Bode diyagramı çizilir, Bode diyagramında kesim frekansındaki kazanç değeri ölçülür.
- Kesim frekansındaki kazancı  $0dB$  yapmak için gerekli kazanç  $dB$  cinsinden belirlenerek  $10^{dB/20}$  ifadesiyle dönüştürülür ve kontrolör kazancı belirlenir.

#### 4. TASARIM VE GERÇEKLEME

Bu tez çalışmasında şebeke bağlantılı bir güç paylaşım sisteminin bileşenlerinden olan üç fazlı kontrolsüz doğrultucu devresinde verim iyileştirmesi amacıyla Diyot yerine Mosfet kullanılması Bölüm 2’de incelenmiş, ideal olmayan devre parametreleri göz önüne alınarak iletim kaybı analizi gerçekleştirilmiştir.

Bölüm 3’te ise yine sistem bileşenlerinden olan Yükseltici DA çeviricisinin matematiksel modeli, devre elemanlarının ideal olmayan parametreleri de göz önüne alınarak çıkartılmış, büyük ve küçük işaret devre modeli kurularak tüm transfer fonksiyonları elde edilmiş, geri besleme için gereken kontrolörün matematiksel analizi verilmiştir.

Bu bölüm içerisinde ise Mosfet Doğrultucu ve Yükseltici çeviricileri tasarlanmış ve test sonuçları sunulmuştur. Son olarak bir baz istasyonu sistemi örneğinde güç paylaşımının gerçekleştirileceği karma enerji sistemi kurulmuş ve güç paylaşımı testleri gerçekleştirilmiştir.

##### 4.1 Mosfet Doğrultucu Tasarımı

Bu bölüm içerisinde, Mosfet Doğrultucu olarak isimlendirilen devrenin, tek fazlı yarım dalga bir doğrultucu yapısında kurularak gerçekleştirilmesi anlatılmıştır.

##### 4.1.1 Kontrol devresinin tasarımı

Tez çalışmasında Mosfet Doğrultucu devresinin kontrolü için akım algılanması yöntemi kullanılmıştır. Akım ölçümü için EK D bölümünde bilgi kitapçığı verilen LAH 25-NP kodlu Hall etkili algılayıcı kullanılmıştır. Bilgi kitapçığındaki bağlantı şekli kullanılarak algılayıcı kazancı olarak tanımlanan  $k_{hall}$  verilmiştir (4.1).

$$k_{hall} = 0,266 V/A \quad (4.1)$$

Akım algılayıcısı çıkışından akıma bağlı elde edilen gerilim, referans bir doğru gerilimle karşılaştırılmak üzere karşılaştırıcıya verilmiştir. Karşılaştırıcı olarak EK D

bölümünde bilgi kitapçığı verilen *LM358* tümdevresi kullanılmıştır. Karşılaştırıcının akım algılayıcısından gelen gerilim değeri referans gerilim değerini aştığında çıkış verebilmesi için, referans gerilim karşılaştırıcının eviren, akım algılayıcısından gelen gerilim ise evirmeyen ucuna bağlanmıştır.

Mosfet Doğrultucu uygulaması için Mosfet'in ilettime sokulacağı referans akım  $I_{ref}$  değeri 1,5A olarak belirlenmiştir. Yani Mosfet akımı 1,5A olduğunda Mosfet için kapı gerilimi üretilecek ve tekrar 1,5A altına düştüğünde Mosfet kapı gerilimi kesilecektir. Yük akımının 1,5A olduğu durum için *Hall* etkili akım algılayıcısı çıkışından alınan gerilim elde edilmiştir (4.2).

$$V_{ref} = k_{hall} \cdot I_{ref} = 0,266 \cdot 1,5 = 0,4V \quad (4.2)$$

İlgili işaret karşılaştırıcı çıkışından elde edildikten sonra bu işaretin Mosfet'in kapısına uygulanması gereklidir. Kontrol devresi ile güç devresinin birbirinden izole edilmesi gerektiğinden izoleli sürme işlemi için *TLP250* kodlu optik izolatör (*optocoupler*) tümdevresi kullanılmıştır. EK D'deki bilgi kitapçığından da görüldüğü üzere, *TLP250*'nin giriş kısmında *LED* bulunurken çıkış tarafında bu *LED*'in ışığıyla aktif hale geçen *totem-pole* şeklinde bağlanmış bir transistor grubu bulunmaktadır. Böylece karşılaştırıcı devresinin çıkış gerilimi bu *LED*'i aktif hale geçirir ve Mosfet için kapı gerilimlerinin izoleli olarak üretilmesini sağlar.

#### 4.1.2 Güç devresinin tasarımı

Basitlik ve anlaşılabilirlik açısından tez çalışmasında uygulanan Mosfet Doğrultucu devresi direnç yüklü, tek fazlı yarım dalga doğrultucu devresinde gerçekleşmiştir. Yarıiletken olarak öncelikle Diyot kullanılmış ardından Mosfet kullanılarak Mosfet Doğrultucu devresi kurulmuştur.

Test aşamasında farkları incelenecek olan Mosfet ile Diyot'un yarıiletken yapısı olarak birbirlerine benzerliği ön planda tutulmuştur. Akım ve gerilim seviyeleri birbirine oldukça yakın olan Mosfet ve Diyot karşılaştırılmıştır. Test edilecek yarıiletkenlerin birbirlerine göre tasarımsal üstünlükleri olmasının önüne geçilmesi ve adil bir karşılaştırma olması açısından bu duruma dikkat edilmiştir.

Çalışmada *IRFP250* kodlu Mosfet ve *DPG60C200QB* kodlu Diyot kullanılmıştır. EK D bölümünde sunulan bilgi kitapçıklarına göre, *IRFP250*'nin ters dayanma gerilimi 200V, maksimum akımı 33A, maksimum iç direnci 85mΩ iken,



$V_D$  gerilimidir.  $V_D$  geriliminin diyot akımına bağılılığı küçük olduğundan, tüm akım değerleri için  $V_D$  gerilim düşümü sabit kabul edilebilir (4.3).

$$V_D = 0,675V \quad (4.3)$$

İletim durumundaki gerilim düşümü olarak tanımlanan  $v_D(t)$  fonksiyonundan  $V_D$  gerilimi çıkartılırsa elde edilen gerilim düşümü, akıma bağlı olarak Diyot iç direnci  $R_D$  üzerinde düşen gerilimdir ve  $v_{R_D}(t)$  olarak isimlendirilir (4.4).

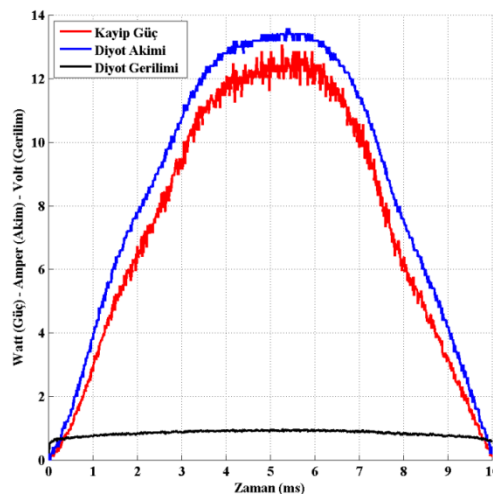
$$v_{R_D}(t) = v_D(t) - V_D \quad (4.4)$$

$v_{R_D}(t)$  gerilim fonksiyonu, akım fonksiyonu  $i_D(t)$ 'ye bölüldüğünde anlık Diyot iç direnci fonksiyonu  $r_D(t)$  elde edilir. Noktasal direnç değerlerinin  $2ms$  ve  $8ms$  arasında ortalaması alınmış ve ortalama Diyot iç direnci  $R_D$  elde edilmiştir (4.5).

$$\frac{v_{R_D}(t)}{i_D(t)} = r_D(t) \rightarrow \langle r_D(t) \rangle = R_D = 19,26m\Omega \quad (4.5)$$

İletim durumu için  $v_D(t)$  ve  $i_D(t)$  fonksiyonları noktasal olarak çarpıldığında noktasal güç kaybı fonksiyonu  $p_D(t)$  elde edilir ve bu üç fonksiyon Şekil 4.3'te verilmiştir. Nadet noktasal ölçümün ortalaması alınarak  $P_{D,deney}$  olarak kısaltılan ortalama Diyot güç kaybı değeri elde edilmiştir (4.6).

$$P_{D,deney} = \frac{\sum_{k=1}^n p_{D,k}(t)}{n} = 3,7553W \quad (4.6)$$

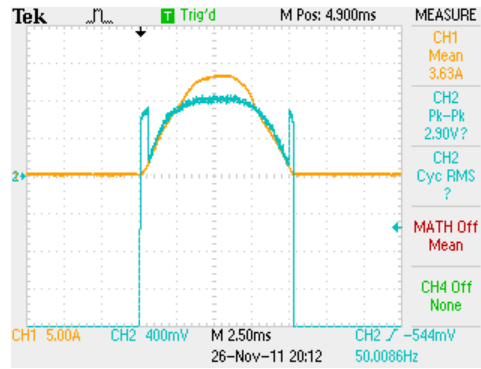


**Şekil 4.3:** Diyot iletim durumu için noktasal akım – gerilim – kayıp güç eğrileri.

Diyot iletim durumu parametreleri yardımıyla iletim kaybının matematiksel olarak ifade edilmesi Bölüm 2’de gerçekleştirilmişti. Diyot parametrelerinin bulunmasıyla beraber iletim durumundaki kayıp matematiksel olarak hesaplanabilir (4.7).

$$P_{D,hesap} = 3.7012W \quad (4.7)$$

Denklem (4.6) ve (4.7) ile elde edilen değerlerin birbirlerine yakın olması yapılan hesaplama ve testlerin uygunluğunu gösterir niteliktedir.



**Şekil 4.4:** Tek fazlı yarım dalga doğrultucu devresinde Mosfet iletim durumu için akım – gerilimdalgı şekli (CH1=Akım, CH2=Gerilim).

Kurulan test düzeneğinde ikinci olarak tek fazlı yarım dalga doğrultucu uygulaması için Diyot yerine Mosfet bağlanmış ve kontrol devresi ile beraber test gerçekleştirilmiştir. İletim durumu için akım ve gerilim dalga şekilleri osiloskop çıktısı halinde Şekil 4.4’te görölmektedir.

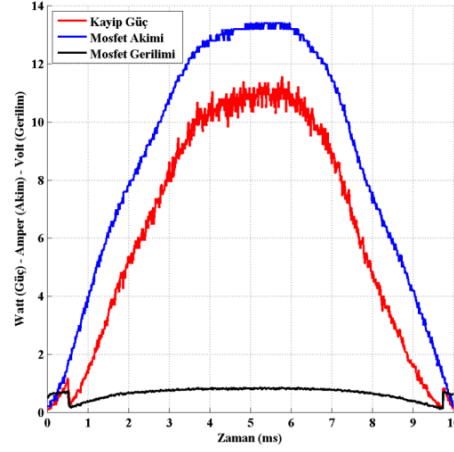
Şekil 4.4 incelendiğinde, gerçekten de öncelikle Gövde Diyotu’nun ilettime girdiği ve yük akımını taşımaya başladığı, yük akım değeri belirlenen referans değerine eşitlendiği anda Mosfet’in ilettime girdiği ve yük akımını üzerine aldığı görölr. Akım değeri referans olarak belirlenen değerin altına düştüğünde ise Mosfet’in kesime giderek akımın geri kalan kısmınıGövde Diyotu’nuntaşdığı görölr.

Mosfet iletim durumunda saf direnç olarak modellendiğinden, üzerinde düşen gerilim olan  $v_M(t)$  fonksiyonunun Mosfet akımı fonksiyonu  $i_M(t)$ ’ye bölünmesiyle anlık Mosfet iç direnci fonksiyonu  $r_M(t)$  elde edilir. Noktasal direnç değerlerinin 2ms ve 8ms arasında ortalaması alınmış ve ortalama Mosfet iç direnci  $R_M$  elde edilmiştir (4.8).

$$\frac{v_M(t)}{i_M(t)} = r_M(t) \rightarrow \langle r_M(t) \rangle = R_M = 68,17m\Omega \quad (4.8)$$

İletim durumu için  $v_M(t)$  ve  $i_M(t)$  fonksiyonları noktasal olarak çarpıldığında noktasal Mosfet güç kaybı fonksiyonu  $p_M(t)$  elde edilir vebu üç fonksiyon Şekil 4.5'teverilmiştir.  $n$  adet noktasal ölçümün ortalaması alınarak  $P_{M,deney}$  olarak kısaltılan ortalama Mosfet güç kaybı değeri elde edilmiştir(4.9).

$$P_{M,deney} = \frac{\sum_{k=1}^n p_{M,k}(t)}{n} = 3,114W \quad (4.9)$$



**Şekil 4.5:** Mosfet iletim durumu için noktasal akım – gerilim – kayıp güç eğrileri.

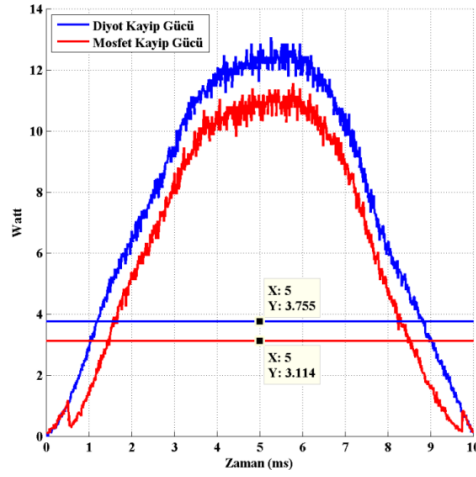
Mosfet'in iç direnci yardımıyla iletim kaybının matematiksel olarak ifade edilmesi Bölüm 2'de gerçekleştirilmiştir. Bulunan parametrelerle hesaplanan kayıp değeri verilmiştir (4.10).

$$P_{M,hesap} = 3,0355W \quad (4.10)$$

Denklem (4.9) ve (4.10) ile elde edilen değerlerin birbirlerine yakın olması yapılan hesaplama ve testlerin uygunluğunu gösterir niteliktedir.

#### 4.1.4 Mosfet Doğrultucu etkin uygulama sınırı

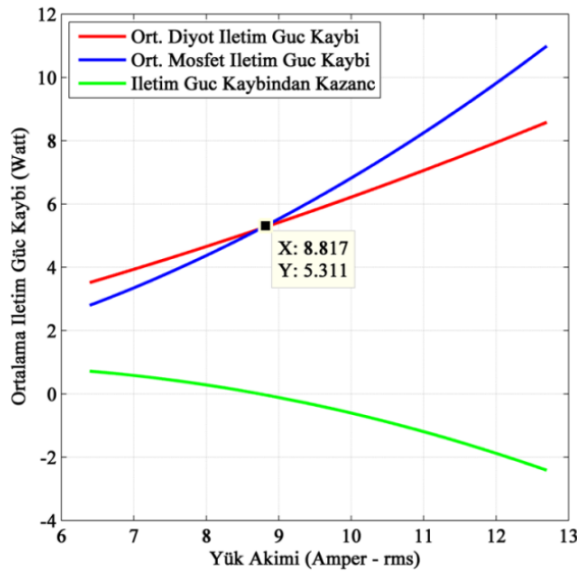
Uygulaması gerçekleştirilen Diyot ve Mosfet Doğrultucu devrelerinin iletim durumundaki anlık noktasal güç kaybı eğrileri ve bu eğrilerin ortalama değerleri Şekil 4.6'da verilmiştir. Diyot güç kaybı eğrisi ile Mosfet güç kaybı eğrisi arasındaki fark bu çalışma sonucunda verim olarak kazanılmıştır. Kaynak geriliminin  $91V_{rms}$ , yük direncinin  $9,6\Omega$  ve referans akım değerinin  $1,5A$  olduğu durumda gerçekleştirilen test sonucunda iletim güç kaybından elde edilen kazanç, Diyot Doğrultucu iletim güç kaybından Mosfet Doğrultucu güç kaybının çıkartılmasıyla elde edilir (4.11).



**Şekil 4.6:** Diyot ve Mosfet Doğrultucunun noktasal iletim gücü kaybı.

$$P_{kazanç} = P_D - P_{MD} = 3,755 - 3,114 = 0,641W \quad (4.11)$$

Diyot'un sabit gerilim düşümü  $V_D$  ve iç direnci  $R_D$  iletim güç kaybını belirleyen iki parametredir, Mosfet'te ise iç direnç  $R_M$  iletim güç kaybını belirler. Benzer akım ve gerilim seviyelerine sahip olan Mosfet ve Diyot'un iç dirençleri karşılaştırıldığında  $R_M$  değerinin  $R_D$  değerine göre daha yüksek olduğu görülür. Dolayısıyla yüksek akımlı doğrultucu uygulamalarında Mosfet kullanılması durumunda  $R_M$  üzerinde düşen gerilimin, Diyot kullanıldığında sabit gerilim düşümü ve  $R_D$  üzerinde düşen gerilimin toplamından daha yüksek hale geldiğini görmek çok olasıdır. Bu noktadan hareketle Mosfet Doğrultucu kullanımının anlamlı olduğu sınır bir akım değeri mevcut olmalıdır. Bu akım değerinde Mosfet Doğrultucu ve Diyot Doğrultucu güç kaybı birbirine eşit olur.



**Şekil 4.7:** Diyot ve Mosfet doğrultucu iletim kaybının yük akımıyla değişimi.

Bir bilgisayar programı yardımıyla Diyot Doğrultucu ve Mosfet Doğrultucu devrelerinin elde edilen parametre değerlerinde farklı yük durumları için iletim kayıplarının değişimi hesaplanmış ve Şekil 4.7’de çizdirilmiştir.

Şekil 4.7’den görüldüğü gibi, akım değerinin  $8,817A_{rms}$  olduğu durumda Diyot Doğrultucu ile Mosfet Doğrultucunun iletim kayıpları birbirine eşit olmaktadır. Bu akım değeri yarım dalga doğrultucu yapısında  $17,634A_{tepe}$  değerine karşılık gelmektedir. Bu akım değerinden daha yüksek akımlı devrelerde, elde edilen parametrelerle Mosfet Doğrultucu kullanılmasının bir anlamı kalmamaktadır.

## 4.2 Yükseltici Çevirici Tasarımı

Tez çalışmasında tasarlanmış olan Yükseltici çeviricinin teorik analizi Bölüm 3 içerisinde yapılmıştır. Analiz aşamasında Mosfet, Diyot ve endüktans elemanlarının ideal olmayan parametreleri de hesaba katılmış, idealsizliklerin gerilim çevrim oranına ve sistemin transfer fonksiyonlarına olan etkileri gösterilmiştir. Bu bölüm içerisinde ise bir Yükseltici çeviricinin güç ve kontrol devresi tasarlanmış, tüm transfer ve çevrim fonksiyonları sunulmuş, simülasyon programı eşliğinde Yükseltici çeviricisi test edilmiş ve sonuçlar verilmiştir.

### 4.2.1 Tasarım parametreleri

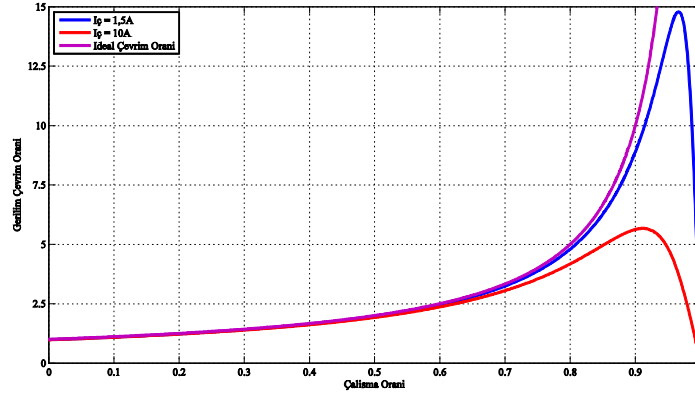
Yükseltici çeviricinin giriş-çıkış parametreleri verilmiştir (4.12).

$$\begin{aligned}
 P_o &= 500W \quad , \quad V_o = 50V \\
 V_g^{min} &= 20V \quad , \quad V_g^{max} = 40V \\
 I_o^{max} &= 10A \quad I_o^{min} = 1.5A \\
 R_{min} &= 5\Omega \quad , \quad R_{max} = 35\Omega
 \end{aligned}
 \tag{4.12}$$

Tasarım aşamasında ihtiyaç duyulan devre elemanlarının ideal olmayan parametreleri de sırasıyla verilmiştir (4.13).

$$\begin{aligned}
 R_L &= 0,01\Omega \quad , \quad R_M = 0,03\Omega \\
 R_D &= 0,01\Omega \quad , \quad V_D = 0,85V
 \end{aligned}
 \tag{4.13}$$

Verilen tasarım parametreleri ve ideal olmayan devre parametreleriyle, Yükseltici çeviricinin en yüksek ve en düşük çıkış direnci değerleri için gerilim çevrim oranı ideal çevrim oranı ile beraber çizdirilmiş ve Şekil 4.8’de verilmiştir.



**Şekil 4.8:** Verilen parametrelerle Yükseltici çevirici gerilim çevirme oranı eğrileri.

Yükseltici çeviricinin çalışma durumları göz önüne alındığında 4 farklı durumundan bahsedilebilir. Bunlar liste olarak verilmiştir;

- Düşük giriş gerilimi – Yüksek çıkış akımı
- Düşük giriş gerilimi – Düşük çıkış akımı
- Yüksek giriş gerilimi – Yüksek çıkış akımı
- Yüksek giriş gerilimi – Düşük çıkış akımı

Listede verilen her durum için çalışma oranının hesaplanması gerekmektedir. Parametreler yerleştirildiğinde çalışma oranının elde edilmesi, ikinci dereceden bir denklem çözümü gerektirdiğinden bir bilgisayar programı kullanılmış ve elde edilen sonuçlar Çizelge 4.1’de verilmiştir.

**Çizelge 4.1 :** Yükseltici çeviricinin farklı durumları için çalışma oranları.

| $V_g$<br>(Volt) | $R$<br>(Ohm) | $D$    | $D'$   |
|-----------------|--------------|--------|--------|
| 20              | 5            | 0,6237 | 0,3763 |
| 20              | 35           | 0,6090 | 0,3910 |
| 40              | 5            | 0,2195 | 0,7805 |
| 40              | 35           | 0,2142 | 0,7858 |

Yükseltici çeviricinin anahtarlama frekansı ( $f_s$ ) belirlenirken Kontrol-Çıkış transfer fonksiyonunda etkisini gösteren sağ yarı-düzlem sıfır frekansı ( $\omega_{RHPZ}$ ) hesaba katılmıştır. Sağ yarı-düzlem sıfırına sahip sistemlerde bu etkiden kurtulmak mümkün değildir ancak etkisinin azaltılabilmesi mümkündür. Böyle bir sistemde  $\omega_{RHPZ}$  frekansının mümkün olduğunca yüksek olması, böylece kesim frekansındaki faz payının düşük olmasına etkisinin az olması istenir. Bölüm 3'te elde edilen  $\omega_{RHPZ}$  frekansının bağlı olduğu parametreler göz önüne alındığında,  $\omega_{RHPZ}$  frekansının endüktans değeri ile ters orantılı olduğu görülür. Dolayısıyla  $\omega_{RHPZ}$  frekansının yüksek frekanslara ötelenmesi endüktans değerinin küçük olması ile mümkündür. Bu durum ise anahtarlama frekansının yüksek olmasıyla mümkündür. Anahtarlama frekansı bu bilgiler ışığında seçilmiştir (4.14).

$$f_s = 160kHz \quad (4.14)$$

#### 4.2.2 Güç devresi

DA güç çeviricilerinde endüktans değeri, endüktans akımının ortalamasını değiştirmeden, ortalama değer üzerindeki dalgalılığı belirler. Yükseltici çeviricinde endüktans akımı giriş akımına eşit olduğundan, giriş akımının dalgalılığı endüktans değeri ile ilgilidir. Endüktans değeri belirlenirken hem giriş akımının dalgalılığı hem de  $\omega_{RHPZ}$  frekansının konumu göz önünde bulundurulmuştur.

Giriş akımı dalgalılığının azaltılması endüktans değerinin büyük seçilmesi ile mümkünken, büyük endüktans değerlerinde  $\omega_{RHPZ}$  frekansı küçülerek sistemin dinamik davranışını kötü yönde etkilemektedir. Dolayısıyla endüktans değeri belirlenirken  $\omega_{RHPZ}$  frekansını yeteri kadar yüksek bir frekansa gönderecek ve akım dalgalılığını belirli bir sınırdan tutacak bir değer seçilmelidir. İdeal bir Yükseltici çeviricide endüktans akım dalgalılığının tepeden tepeye değeri, çalışma oranı 0,5 olduğunda maksimum olmaktadır. Çeviricinin giriş akımının dalgalılığı tepeden tepeye, giriş akımı ortalama değerinin %25'i olacak şekilde seçilmiştir (4.15).

$$V_g \cdot I_g = V_o \cdot I_o \quad \rightarrow \quad I_g = \frac{V_o \cdot I_o}{V_g} = \frac{50 \cdot 10}{25} = 20A \quad (4.15)$$

$$\Delta I_L = 0,25 \cdot 20 = 5 = \frac{V_g}{L} \cdot DT_s \quad \rightarrow \quad L = \frac{25 \cdot 0,5}{5 \cdot 160000} \approx 16\mu H$$

Endüktans değerinin belirlenmesinin ardından  $\omega_{RHPZ}$  frekansının hesaplanması mümkün olmuştur.  $\omega_{RHPZ}$  frekansının en düşük olduğu, dolayısıyla sistemin dinamik davranışını en çok etkilediği durum minimum giriş gerilimi ve maksimum çıkış akımı durumudur. Bu duruma ait  $\omega_{RHPZ}$  frekansı bulunmuştur (4.16).

$$\omega_{RHPZ} = \frac{0,3763^2 \cdot 5 \cdot \left(1 + \frac{0,85}{50}\right) - (0,03 + 0,01)}{16 \cdot 10^{-6}} \approx 42500 \text{ rad/sn} \quad (4.16)$$

Kondansatör değeri belirlenirken ise çıkış geriliminin dalgalılığı değil, Yükseltici çeviricinin dinamik davranışı göz önünde bulundurulmuştur. Çünkü  $\omega_{RHPZ}$  frekansı sadece endüktans değerine bağlıyken, sistem davranışında büyük önemi olan rezonans frekansı  $\omega_0$  ve kalite faktörü  $Q$  hem endüktans hem de kondansatör değerine bağlıdır.

Sistem davranışı açısından  $\omega_{RHPZ}$  frekansının  $\omega_0$  frekansından olabildiğince büyük olması gerekmektedir.  $\omega_{RHPZ}$  frekans değeri  $\omega_0$  frekans değerine yaklaştıkça sistemin kesim frekansındaki faz payı düşmekte,  $Q$  değeri yükselmekte, sistemin oluşturduğu aşım ve salınım artmakta ve sistemin kontrol edilebilirliği zarar görmektedir. Bu bilgiler ışığında tez çalışmasında tasarlanan Yükseltici çeviricinin dinamik davranışı göz önünde bulundurulurken  $\omega_{RHPZ}$  ile  $\omega_0$  arasındaki yakınlık faktörü olarak tanımlanan  $M$  katsayısı verilmiştir (4.17).

$$M = \frac{\omega_{RHPZ}}{\omega_0} \quad (4.17)$$

$\omega_{RHPZ}$  için en kötü durum olan en düşük giriş gerilimi ve en yüksek çıkış akımı durumunda  $M$  katsayısı da en küçük değerini almaktadır. Diğer çalışma durumlarında  $\omega_{RHPZ}$  frekansı hızlıca yükselir ancak  $\omega_0$  frekansı neredeyse sabit kalır. Dolayısıyla  $M$  katsayısı da büyür ve sağ yarı-düzlem sıfırının sistem üzerindeki etkisi azalır.  $M$  katsayısının en düşük değeri tasarlanan çeviricide 25 olarak belirlenmiştir. Buna göre  $\omega_0$  frekans değeri elde edilmiştir (4.18).

$$25 = \frac{42500}{\omega_0} \rightarrow \omega_0 = 1700 \text{ rad/sn} \quad (4.18)$$

$\omega_0$  frekansının devre parametrelerine bağlı ifadesi Bölüm 3'te elde edilmişti. Tüm parametreler yerine konulduğunda kondansatör değeri hesaplanabilir (4.19).

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{F}{LC}} = \sqrt{\frac{\frac{R_L + R_M D + R_D D'}{R} + D'^2}{LC}} \quad (4.19)$$

$$1700 = \sqrt{\frac{9256}{C}} \rightarrow C = \frac{9256}{1700^2} \approx 3.3mF$$

Tasarlanan çeviricinin endüktans ve kondansatör değeri belirlenmiş ve tüm tasarım/simülasyonlarda kullanılmıştır(4.20).

$$L = 16\mu H \quad , \quad C = 3,3mF \quad (4.20)$$

### 4.2.3 Kontrol devresi

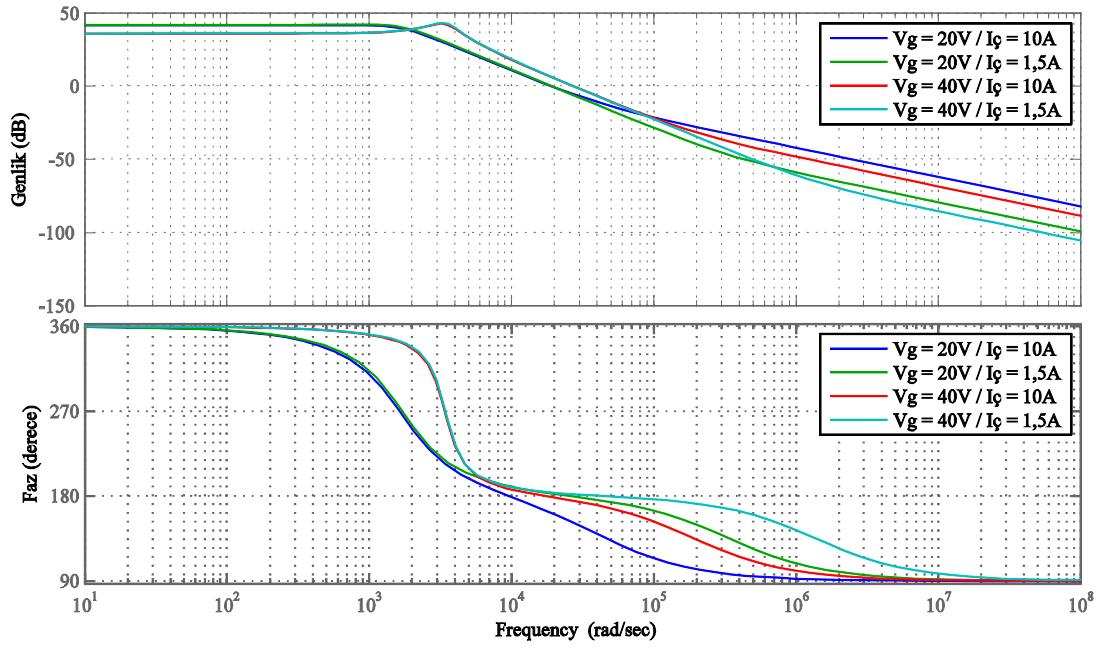
Yükseltici çeviricinin parametreleri ve çalışma sınırları belirlendiğinden elde edilen sayısal verilere göre söz konusu çeviricinin dört farklı durum için transfer fonksiyonlarının çıkartılması mümkündür.

#### 4.2.3.1 Transfer fonksiyonlarının çizdirilmesi

Kontrol-Çıkış transfer fonksiyonu olan  $G_{vd}(s)$  ifadesi sağ yarı-düzlem sıfırı bulunduran standart bir ikinci dereceden denkleme benzetilmiş ve karakteristik özellikleri Çizelge 3.2’de devre elemanları cinsinden sunulmuştu. Buna göreYükseltici çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için  $G_{vd}(s)$  fonksiyonunun karakteristik özellikleri hesaplanarak Çizelge 4.2’de verilmiş, bu farklı durumlar için Bode diyagramları Şekil 4.9’da gösterilmiştir.

**Çizelge 4.2:** Çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için Kontrol-Çıkış transfer fonksiyonlarının parametreleri.

| $V_g$<br>(Volt) | $I_o$<br>(Amper) | $G_{d0}$ | $\omega_{RHPZ}$<br>(rad/sn) | $\omega_0$<br>(rad/sn) | $Q$<br>(dB) |
|-----------------|------------------|----------|-----------------------------|------------------------|-------------|
| 20              | 10               | 122,02   | 42514                       | 1675                   | 0,801       |
| 20              | 1,5              | 128,32   | 337620                      | 1707                   | 0,845       |
| 40              | 10               | 63,80    | 191100                      | 3410                   | 2,152       |
| 40              | 1,5              | 64,52    | 1371100                     | 3422                   | 2,242       |



**Şekil 4.9:** Çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için  $G_{vd}(s)$  Bode diyagramları.

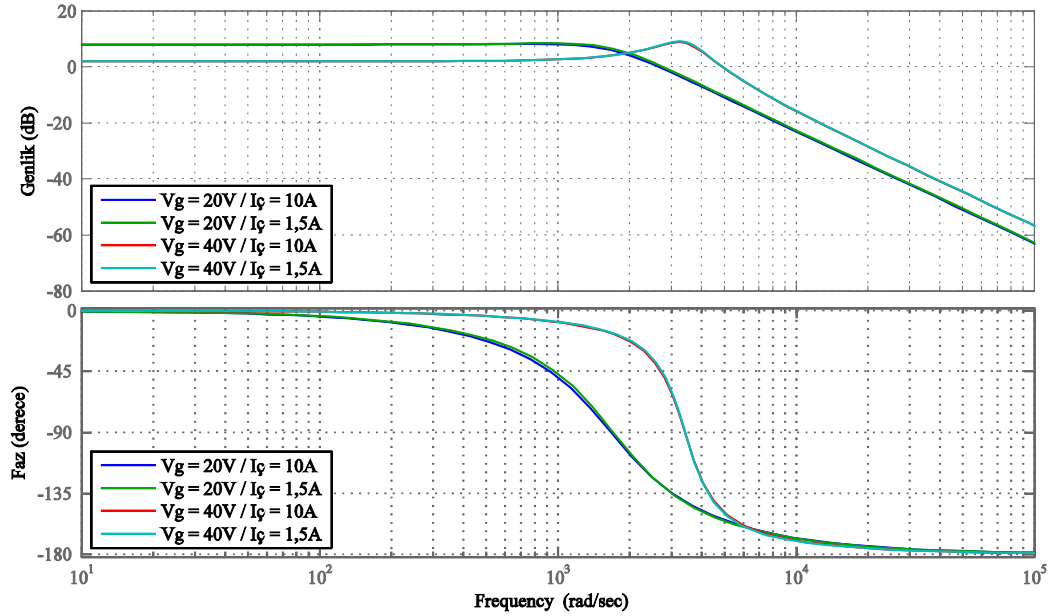
Hat-Çıkış transfer fonksiyonu olan  $G_{vg}(s)$  ifadesi sıfırı bulunmayan standart bir ikinci dereceden denkleme benzetilmiş ve karakteristik özellikleri Çizelge 3.1’de devre elemanları cinsinden sunulmuştu. Buna göreYükseltici çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için  $G_{vg}(s)$  fonksiyonunun karakteristik özellikleri hesaplanarak Çizelge 4.3’te verilmiş, bu farklı durumlar için Bode diyagramları Şekil 4.10’da gösterilmiştir.

**Çizelge 4.3:** Çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için Hat-Çıkış transfer fonksiyonlarının parametreleri.

| $V_g$<br>(Volt) | $I_o$<br>(Amper) | $G_{g0}$ | $\omega_0$<br>(rad/sn) | $Q$<br>(dB) |
|-----------------|------------------|----------|------------------------|-------------|
| 20              | 10               | 2,541    | 1675                   | 0,801       |
| 20              | 1,5              | 2,542    | 1707                   | 0,845       |
| 40              | 10               | 1,271    | 3410                   | 2,152       |
| 40              | 1,5              | 1,271    | 3422                   | 2,242       |

Çıkış Empedansı transfer fonksiyonu olan  $Z_o(s)$  ifadesi sol yarı-düzlem sıfırı bulunduran standart bir ikinci dereceden denkleme benzetilmiş ve karakteristik özellikleri Çizelge 3.3’te devre elemanları cinsinden sunulmuştu. Buna göreYükseltici çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için  $Z_o(s)$  fonksiyonunun

karakteristik özellikleri hesaplanarak Çizelge 4.4'te verilmiş, bu farklı durumlar için Bode diyagramları Şekil 4.11'de gösterilmiştir.



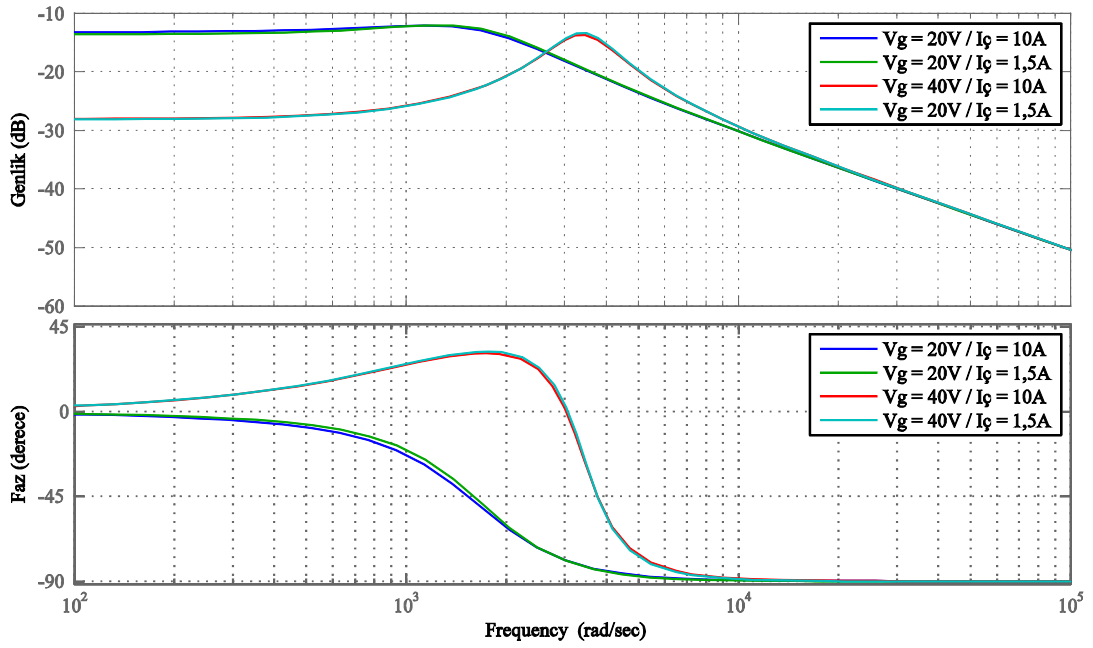
Şekil 4.10: Çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için  $G_{vg}(s)$  Bode diyagramları.

Çizelge 4.4: Çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için Çıkış Empedansı transfer fonksiyonlarının parametreleri.

| $V_g$<br>(Volt) | $I_o$<br>(Amper) | $Z_{o0}$             | $\omega_{z_o}$<br>(rad/sn) | $\omega_0$<br>(rad/sn) | $Q$<br>(dB) |
|-----------------|------------------|----------------------|----------------------------|------------------------|-------------|
| 20              | 10               | $1,08 \cdot 10^{-4}$ | 2030                       | 1675                   | 0,801       |
| 20              | 1,5              | $1,04 \cdot 10^{-4}$ | 2011                       | 1707                   | 0,845       |
| 40              | 10               | $2,61 \cdot 10^{-5}$ | 1524                       | 3410                   | 2,152       |
| 40              | 1,5              | $2,59 \cdot 10^{-5}$ | 1518                       | 3422                   | 2,242       |

$T(s)$  olarak isimlendirilen kapalı çevrim kazancında kontrolör transfer fonksiyonu da bulunmaktadır. Bu fonksiyonda kontrolör birim olarak düşünülürse, açık çevrim transfer fonksiyonu olarak isimlendirilen  $T_u(s)$  elde edilir (4.21).

$$T_u(s) = \frac{G_s \cdot G_{vd}(s) \cdot \overbrace{G_c(s)}^1}{V_M} = \frac{G_s \cdot G_{vd}(s)}{V_M} \quad (4.21)$$



**Şekil 4.11:** Çeviricinin dört farklı çalışma durumu için  $Z_o(s)$  Bode diyagramları.

Geri besleme kazancı olarak isimlendirilen  $G_s$ , referans gerilimle çıkış gerilimi arasındaki orandır. Çıkış geriliminin  $50V$  ve seçilen referans gerilimin  $5V$  olduğu düşünülürse kullanılması gereken geri besleme kazancı hesaplanır (4.22).

$$\frac{V_o}{V_{ref}} = \frac{1}{G_s} \rightarrow G_s = \frac{V_{ref}}{V_o} = \frac{5}{50} = 0,1 \quad (4.22)$$

$T(s)$  fonksiyonunda bulunan  $V_M$  ifadesi ise  $PWM$  modülatörünün referans işaret olarak kullandığı testere dalganın tepe değeridir. Tasarımda kontrolör tümdevresi olarak  $UC3525A$  kullanılmıştır ve EK D’de verilen bilgi kitapçığında testere dalganın tepe değeri  $V_M$  verilmiştir (4.23).

$$V_M = 3,3V \quad (4.23)$$

$PWM$  modülatör kazancı ve geri besleme kazancı yerlerine konulursa açık çevrim fonksiyonu elde edilir (4.24).

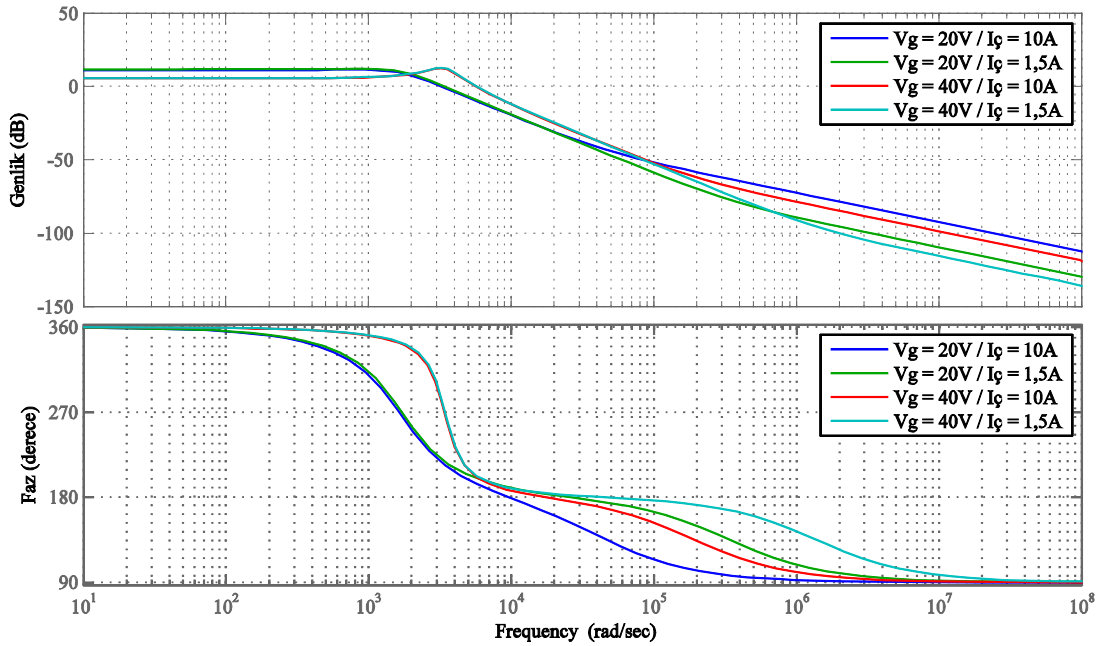
$$T_u(s) = \frac{G_s \cdot G_{vd}(s)}{V_M} = \frac{0,1 \cdot G_{vd}(s)}{3,3} = \frac{G_{d0}}{33} \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad (4.24)$$

Çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için açık çevrim kazancının parametreleri Çizelge 4.5’te verilmiş, Bode diyagramları Şekil 4.12’de gösterilmiştir.

**Çizelge 4.5:** Çeviricinin 4 farklı çalışma durumu içinaçık çevrim transfer fonksiyonunun parametreleri.

| $V_g$<br>(Volt) | $I_o$<br>(Amper) | $G_{d0}/33$ | $\omega_{RHPZ}$<br>(rad/sn) | $\omega_0$<br>(rad/sn) | $M$    | $Q$<br>(dB) |
|-----------------|------------------|-------------|-----------------------------|------------------------|--------|-------------|
| 20              | 10               | 3,698       | 42514                       | 1675                   | 25,38  | 0,801       |
| 20              | 1,5              | 3,888       | 337620                      | 1707                   | 197,79 | 0,845       |
| 40              | 10               | 1,933       | 191100                      | 3410                   | 56,04  | 2,152       |
| 40              | 1,5              | 1,955       | 1371100                     | 3422                   | 400,67 | 2,242       |

Çizelge 4.5'teki bilgilerden de görüldüğü gibi, Yükseltici çeviricinin en düşük giriş gerilimi ve en yüksek çıkış akımı durumu, sistemin dinamik davranışının en kötü durumunu gösterir. Çünkü  $\omega_{RHPZ}$  ile  $\omega_0$  arasındaki uzaklığı tanımlayan  $M$  katsayısı en düşük değerine bu durumda ulaşır. Şekil 4.12'de dört durum için açık çevrim kazancı  $T_u(s)$ 'nin Bode diyagramları çizdirilmiştir.



**Şekil 4.12:** Çeviricinin 4 farklı çalışma durumu için  $T_u(s)$  Bode diyagramları

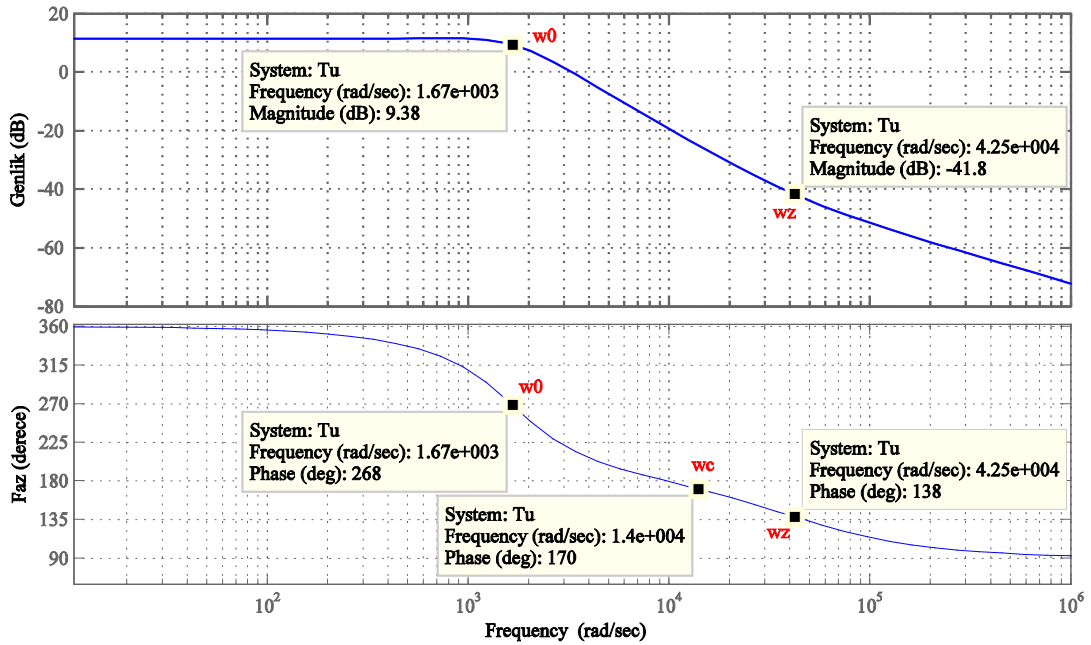
#### 4.2.3.2 Kontrolör tasarlanması

Çizelge 4.5'ten elde edilen bilgilere göre açık çevrim fonksiyonu  $T_u(s)$ 'nin en kötü durum için  $\omega_{RHPZ}$  frekansı  $42514 \text{ rad/sn}$ ,  $\omega_0$  frekansı ise  $1675 \text{ rad/sn}$  değerlerine konumlanmıştır. Sistemin kararlılığı açısından kesim frekansı olan  $\omega_c$ ,

$\omega_{RHPZ}$  frekansından küçük  $\omega_0$  frekansından büyük, ancak yakınlık bakımından  $\omega_{RHPZ}$  frekansına daha yakın olmalıdır. Böylece sistemin bant genişliği artırılmış ancak faz değeri  $\omega_{RHPZ}$  frekansına yaklaştıkça hızla düştüğü için kontrolörün sağlaması gereken faz yükseltmesi değeri büyümüş olur. Bu çalışma içerisinde  $\omega_c$  ile  $\omega_{RHPZ}$  frekansları arasında ilişki kurularak sayısal değeri elde edilmiştir(4.25).

$$\omega_c = \omega_z/3 \approx 14000 \text{ rad/sn} \quad (4.25)$$

DA güç çeviricilerinde faz payı  $30^\circ$  ila  $60^\circ$  arasında seçilir. Söz konusu çalışmada tasarlanmış olan Yükseltici çeviricinin faz payı  $\varphi_p$ , sistemin aşım ve salınım özellikleri göz önünde bulundurularak  $45^\circ$  seçilmiştir.



**Şekil 4.13:** Minimum giriş gerilimi – maksimum çıkış akımı için  $T_u(s)$  Bode diyagramı ve önemli frekans noktaları.

Şekil 4.13'te verilen  $T_u(s)$  fonksiyonunun faz diyagramı incelendiğinde  $\omega_c$  frekansındaki faz payı  $\varphi_p$  olarak tanımlanmış ve sayısal olarak belirtilmiştir(4.26).

$$\varphi_p = 180^\circ - 170^\circ = 10^\circ \quad (4.26)$$

Kontrolörün sağlaması gereken faz yükseltmesi değeri olarak tanımlanan  $\varphi_a$  hesaplanmıştır (4.27). Bu ifadede bulunan  $90^\circ$  değeri, Bölüm 3'te sözü geçen tüm kontrolör yapılarının orijininde kutup bulunduğu ve bu kutbun faz diyagramını doğrudan  $-90^\circ$ 'den başlatması nedeniyledir.

$$\varphi_a = \varphi_m + \varphi_p + 90^\circ = 45^\circ + 10^\circ + 90^\circ = 145^\circ \quad (4.27)$$

Görüldüğü üzere sistemde bulunan sağ yarı-düzlem sıfırı nedeniyle kontrolörün sağlaması gereken faz yükseltme değeri yüksek çıkmıştır. Bölüm 3'te kontrolör yapılarının incelenmesinde de bahsedildiği gibi  $90^\circ$ 'den daha fazla faz yükseltme ihtiyacı olduğunda kullanılacak kontrolör yapısı Tip III kontrolörüdür.

K-Faktörü yaklaşımı, Tip III kontrolörde elde edilecek faz yükseltme değeri ile bir  $k$  katsayısı arasında ilişki kurar (4.28).

$$k = \tan\left(\frac{\varphi_a}{4} + 45\right) = \tan\left(\frac{145^\circ}{4} + 45^\circ\right) \approx 6,5 \quad (4.28)$$

Bu katsayı, belirlenen kesim frekansı  $\omega_c$  ile kontrolörün çift sıfır ve çift kutup frekansları arasındaki logaritmik mesafeyi vermektedir. K-Faktörü yaklaşımına göre belirlenen kesim frekansı değerinin  $k$  katına çift kutup,  $1/k$  katına ise çift sıfır yerleştirilir (4.29).

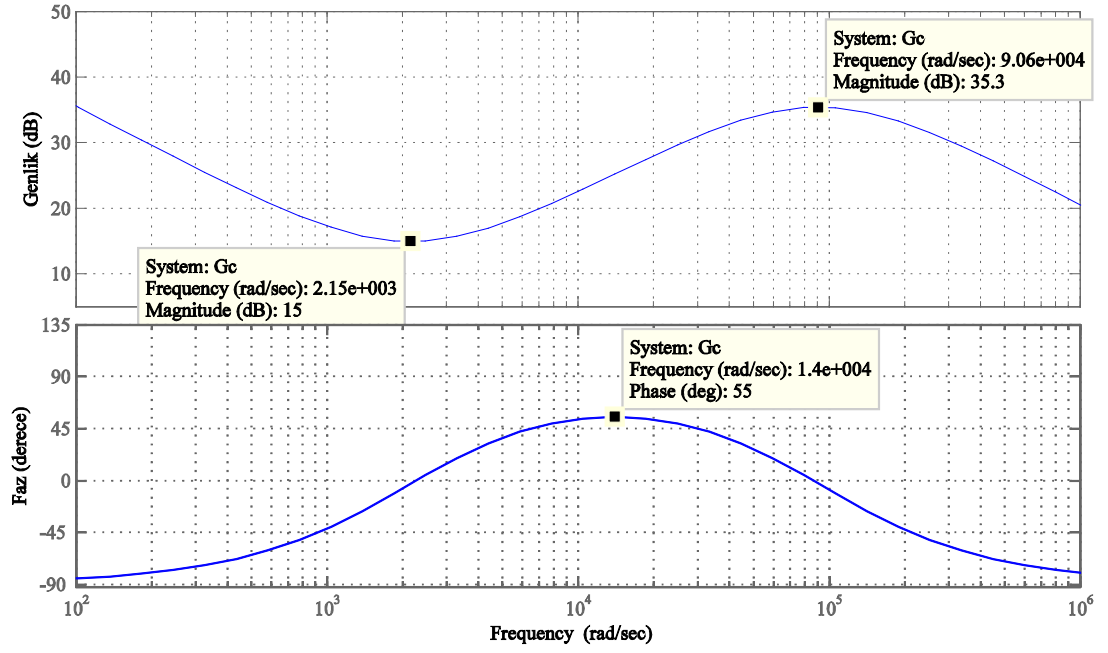
$$\omega_{III,z} = \frac{\omega_c}{k} = \frac{14000}{6,5} \approx 2150 \text{ rad/sn} \quad (4.29)$$

$$\omega_{III,p} = \omega_c \cdot k = 14000 \cdot 6,5 \approx 91000 \text{ rad/sn}$$

Kazancı 1 olan Tip III kontrolörü sisteme etkideğinde  $\omega_c$  frekansındaki faz payı  $45^\circ$  olmuştur. Ancak  $T_u(s)$  fonksiyonunun  $\omega_c$  frekansındaki kazanç değerinin  $-75,4dB$  olduğu görülür.  $\omega_c$  frekansındaki kazancın  $0dB$  olması gerektiğinden kontrolör kazancı  $75,4dB$  olmalıdır. Buna göre kullanılacak Tip III kontrolörünün transfer fonksiyonu verilmiştir (4.30).

$$G_c(s) = \frac{6000}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{2150}\right)^2}{\left(1 + \frac{s}{91000}\right)^2} \quad (4.30)$$

Kontrolör transfer fonksiyonu Şekil 4.14'te çizdirilmiş, bazı noktalar diyagram üzerinde işaretlenmiştir. Faz diyagramından da görüldüğü gibi kesim frekansı değerinde maksimum faz artışı gerçekleşmekte, bu artış da beklenildiği gibi  $145^\circ$  olmaktadır.



Şekil 4.14: Tip III kontrolörünün Bode diyagramı.

Denklem (4.30)'da transfer fonksiyonu verilen kontrolörün gerçek devre elemanlarıyla modellenmesi için Bölüm 3'te elde edilen bağıntılar kullanılmış, böylece direnç ve kondansatör değerleri belirlenmiştir. Öncelikle çift sıfır frekansındaki kontrolör kazancı Şekil 4.14'ten okunmuştur (4.31).

$$K_{III,z} = 15dB = 5,623 = \frac{2 \cdot R_2}{R_1} \rightarrow R_2 = 2,8115 \cdot R_1 \quad (4.31)$$

Çift kutup frekansındaki kontrolör kazancı yine Şekil 4.14'ten okunmuştur (4.32).

$$K_{III,p} = 35,3dB = 58,21 = \frac{R_2 \cdot C_2}{2 \cdot R_1 \cdot C_1} \quad (4.32)$$

Denklem (4.31) ile (4.32) iç içe yerleştirilmiştir (4.33).

$$C_2 = 41,409 \cdot C_1 \quad (4.33)$$

Çift sıfır frekansının değeri devre elemanları cinsinden yazılır (4.34).

$$\omega_{III,z} \approx 1/R_2 \cdot C_2 = 1/R_1 \cdot C_3 \rightarrow 2,8115 \cdot R_1 \cdot C_2 = R_1 \cdot C_3 \quad (4.34)$$

(4.33) ve (4.34) aracılığıyla kondansatör değerleri arasındaki ilişki kurulur (4.35).

$$C_3 = 2,8115 \cdot C_2 = 116,4214 \cdot C_1 \quad (4.35)$$

Çift kutup frekansının değeri devre elemanları cinsinden yazılır **(4.36)**.

$$\omega_{III,p} \approx 1/R_2 \cdot C_1 = 1/R_3 \cdot C_3 \rightarrow R_2 \cdot C_1 = R_3 \cdot 116,4214 \cdot C_1 \quad (4.36)$$

Denklem **(4.32)** ve **(4.36)** aracılığıyla direnç değerleri arasındaki ilişki kurulur **(4.37)**.

$$R_2 = 2,8115 \cdot R_1 = 116,4214 \cdot R_3 \quad (4.37)$$

Çıkış gerilimini referans gerilime örnekleyecek olan geri besleme kazancını temsil eden dirençler arasındaki oran bulunmuştur **(4.38)**.

$$\frac{50}{R_1 + R_{gnd}} \cdot R_{gnd} = 5V \rightarrow R_1 = 9 \cdot R_{gnd} \quad (4.38)$$

$R_1$  ve  $R_{gnd}$  dirençlerinin değerleri, çıkış geriliminden fazla akım çekmemek amacıyla sırasıyla  $180k\Omega$  ve  $20k\Omega$  olarak seçilmiştir. Buna göre çift sıfır frekansı ifadesinden hareketle  $C_3$  değeri bulunur **(4.39)**.

$$\omega_{III,z} \approx 1/R_1 \cdot C_3 = 2150 \text{ rad/sn} \rightarrow 180000 \cdot C_3 = 4,6512 \cdot 10^{-6} \quad (4.39)$$

$$C_3 = 2,58 \cdot 10^{-9} F = 2,7nF$$

Denklem **(4.35)** ve **(4.37)** kullanıldığında tüm eleman değerleri bulunur **(4.40)**.

$$R_2 = 2,8115 \cdot R_1 = 2,8115 \cdot 180000 = 506070\Omega \approx 510k\Omega$$

$$R_3 = 0,02415 \cdot R_1 = 0,02415 \cdot 180000 = 4347\Omega \approx 4,3k\Omega \quad (4.40)$$

$$C_2 = 0,3557 \cdot C_3 = 0,3557 \cdot 2,7 \cdot 10^{-9} \approx 0,92nF = 0,82nF + 0,1nF$$

$$C_1 = 8,59 \cdot 10^{-3} \cdot C_3 = 8,59 \cdot 10^{-3} \cdot 2,7 \cdot 10^{-9} = 23,19pF \approx 22pF$$

Devre elemanlarıyla elde edilen yeni transfer fonksiyonu verilmiştir **(4.41)**.

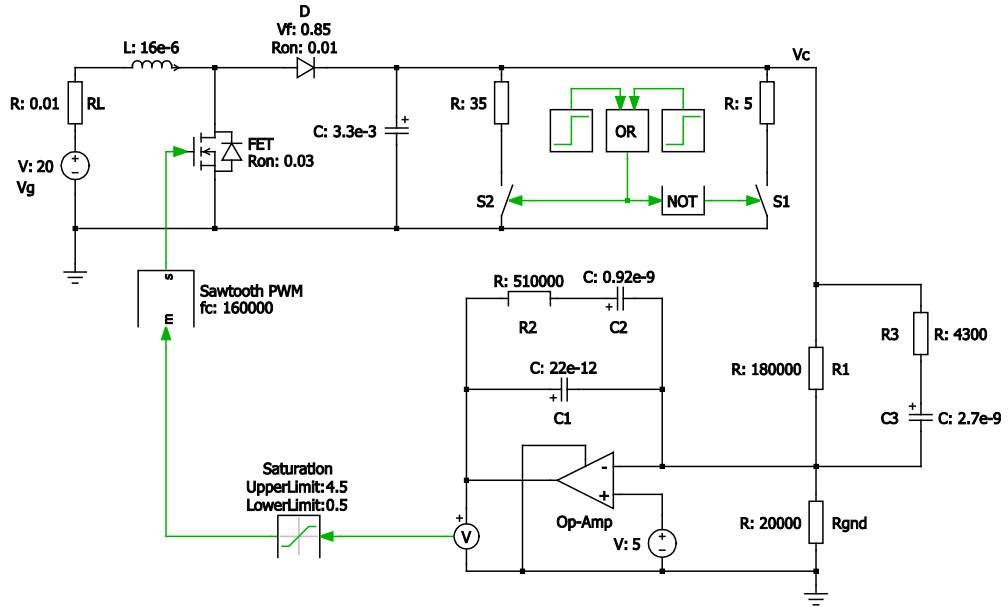
$$G_c(s) = \frac{6039}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{2131}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{2058}\right)}{\left(1 + \frac{s}{89127}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{86133}\right)} \quad (4.41)$$

Geri besleme yapılan bir DA güç çeviricisi sisteminde kapalı çevrim fonksiyonu  $T(s)$  sistemin yapısında bulunan transfer fonksiyonlarını etkiler. Buna göre sistemin Kontrol-Çıkış transfer fonksiyonu kararlılık kriterlerini sağlayacak şekle gelirken,

Hat-Çıkış ve Çıkış Empendansı transfer fonksiyonlarının düşük frekanslardaki etkileri zayıflatılmış olur. Tüm transfer fonksiyonlarının açık ve kapalı çevrim durumları EK A bölümünde Şekil A.6'dan Şekil A.9'a kadar verilmiştir.

#### 4.2.4 Bilgisayar benzetimi ve sonuçlar

Tasarlanan kontrol ve güç devresi *PLECS* programında kurulmuş ve çevirici sistemi bilgisayar benzetimine tabi tutulmuştur. Kurulan devre şeması Şekil 4.17'de verilmiştir.



Şekil 4.15: PLECS programında kurulan devre.

Verilen devre modelinde 4 farklı durum test edilmiştir:

- Çeviricinin farklı giriş gerilimi ve çıkış yükü değerlerinde çalışmaya başlaması,
- Farklı giriş gerilimi değerlerinde çıkış akımının ani olarak değiştirilmesi,
- En yüksek çıkış akımı değerinde giriş geriliminin ani olarak değiştirilmesi,
- Giriş geriliminin doğru gerilim üzerine sinüzoidal salınım içermesi.

Tüm bu testler PLECS programı ile gerçekleştirilmiş ve EK C bölümünde Şekil C.1'den Şekil C.7'ye kadar gösterilmiştir.

#### 4.3 Güç Paylaşımı

Bu tez çalışması kapsamında ilgilenilen sistem şebeke bağlantılı bir rüzgar enerji sistemidir ve baz istasyonu sistemi örnek alınmıştır. Söz konusu sistemde rüzgar

türbininden gelen enerjinin baz istasyonu içerisinde yerel olarak kullanılması, güç talebinin fazla olması durumunda şebekeden enerji alınması, yük talebinin az olması durumunda ise şebeke tarafına enerji verilmemesi ve fazla enerjinin suni yükte yok edilmesi temel amaçtır.

#### 4.3.1 Baz istasyonu sisteminin tanıtımı

Türkçede “baz istasyonu” olarak isimlendirilen haberleşme sisteminin adı, *Base Transceiver Station* (BTS) tanımlamasından gelmektedir. BTS, alıcı-verici haberleşme cihazı olarak tanımlanır ve bir baz istasyonu sisteminin en önemli parçasıdır. Bir bölge içerisinde BTS’ye gelen haberleşme sinyalleri uyduya iletilir, yine aynı şekilde uydudan gelen haberleşme sinyalleri BTS cihazı ile kullanıcılara gönderilir. Haberleşme yoğunluğunun arttığı zamanlarda BTS cihazının talep ettiği güç de artar. Örneğin gece saatlerinde  $700W - 800W$  güç tüketen BTS, iş giriş ve çıkış saatlerinde  $2000W - 2200W$  civarında güç talep etmektedir. BTS cihazının günlük ortalama enerji ihtiyacı ise  $30kWh - 32kWh$  civarındadır.

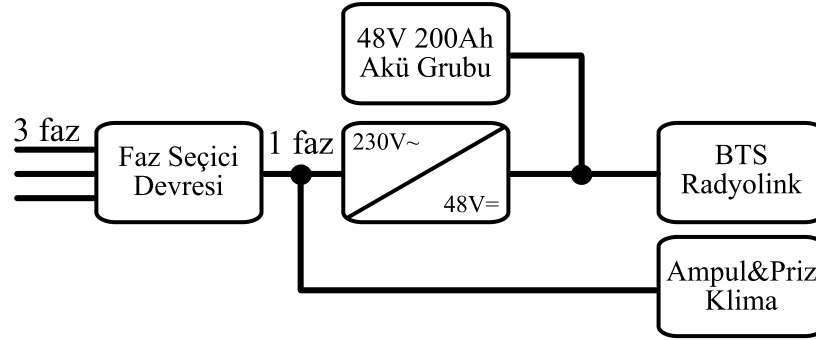
Standart bir baz istasyonu sisteminde ayrıca “*Radyolink*” adı verilen, baz istasyonları ve merkez arasındaki haberleşmeyi sağlayan bir cihaz da bulunmaktadır. *Radyolink* cihazı  $50W$  gücündedir ve günlük enerji ihtiyacı  $1000Wh - 1200Wh$  civarındadır.

Haberleşme cihazlarına ek olarak baz istasyonu sistem kabininin içinde sıcaklığı belirli bir seviyede tutma amacıyla klima, aydınlatma amacıyla ampul ve genel ihtiyaçlar için de prizler bulunmaktadır. Klima ortam sıcaklığına bağlı çalışır ve  $2500W$  gücündedir. Klimanın bir günlük enerji tüketimi ortalama  $10kWh - 12kWh$  civarındadır. Sistemdeki ampul ve genel amaçlı prizlerden kullanılan enerji miktarı ise önemsenecek derecede küçüktür.

Haberleşme ekipmanlarıyla beraber yan cihazların da eklenmesiyle standart bir baz istasyonu sisteminin toplam gücü  $5kW - 5,5kW$  civarındadır. *BTS* ve *Radyolink* cihazları  $48V$  doğru gerilimle çalışmak üzere tasarlanmıştır. Klima, ampul ve prizler ise doğrudan şebekeden beslenmektedir.

Haberleşme cihazları için gerek doğru gerilim, şebekeden doğrultucular yoluyla elde edilir. Sistemde kurulu doğrultucu ünitesinin gücü  $7,5kW$ ’tır. Ayrıca elektrik kesintisi, kısa süreli enerji çökmesi veya doğrultucu güç kaynağında sorun oluşması durumları için baz istasyonu sistemi  $48V200Ah$  akü grubu ile yedeklenmektedir.

Söz konusu sistemde ayrıca faz seçici devresi bulunmaktadır. Bu devrenin girişinde bulunan üç faz alternatif enerjiden sorunsuz olanı çıkışa aktarılır. Eğer çıkışa verilen fazda bir sorun yaşanır, bu sefer devre girişindeki fazlardan uygun olan diğeri çıkışa aktarılır. Böylece tek faz arızalarına karşı sistem korunmuş olur. Üç faz arıza durumlarında ise akü sistemi devreye girer. Örnek bir baz istasyonu sisteminin tek hat şeması Şekil 4.16’de verilmiştir.



**Şekil 4.16:** Örnek bir baz istasyonu sisteminin tek hat şeması.

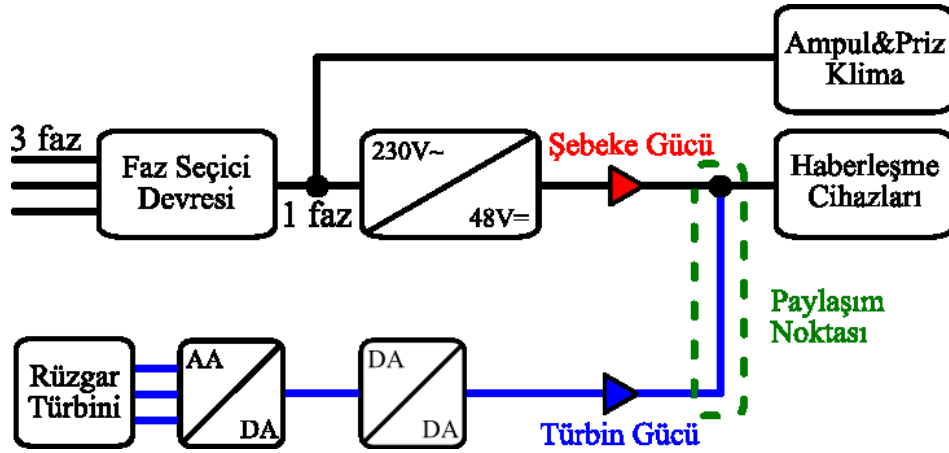
Bu tez çalışması kapsamında laboratuvar ortamında kurulmuş olan örnek baz istasyonu sisteminde akü grubu bulunmamaktadır. Güç paylaşımı ise Doğru Akım noktasında olmak üzere düşünülmüştür. Buna göre güç paylaşımının uygulanması için iki farklı uygulama yöntemi öne sürülmüştür.

#### 4.3.2 Uygulama yöntemleri

Şekil 4.16’da verilen örnek baz istasyonu sistemine bakıldığında doğal olarak bir DANoktası içerdiği görülür. Bu DA noktası güç paylaşımının gerçekleştirilmesi için uygundur. Rüzgar türbini çıkışının üç fazlı AA gerilime sahip olduğu düşünülerek, türbin çıkışının doğrultulması ve ardından *MPPT* kontrolörü içeren bir DA güç çeviricisi yapısıyla 48Vdoğru gerilime dönüştürülmesinin ardından paylaşım noktasına bağlanması halinde sistemde güç paylaşımı gerçekleştirilebilir. Uygulama Yöntemi 1 olarak isimlendirilen bu bağlantı Şekil 4.17’de gösterilmiştir.

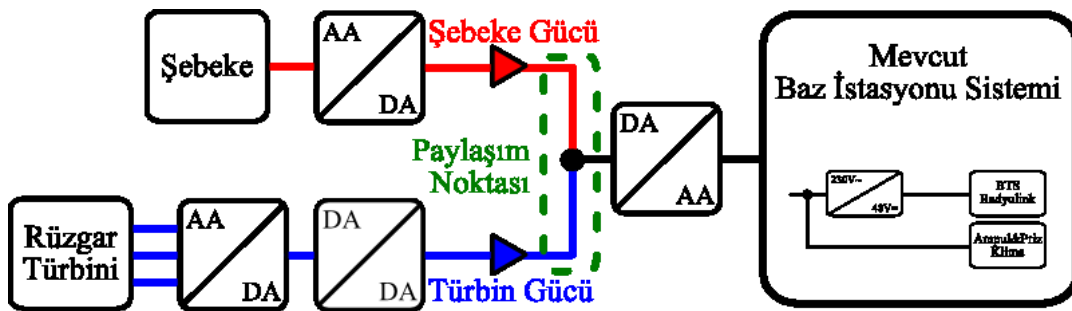
Şekil 4.17’da verilen bağlantı şemasına göre, DA paylaşım noktası sistemin kendisinde bulunduğundan az sayıda güç elektroniği çeviricisi kullanılarak güç paylaşımı gerçekleştirilebilir. Az sayıda çevirici kullanılması Uygulama Yöntemi 1 ile önerilen çözümün yüksek verimli olmasını sağlar. Verim ve basitlik açısından uygun olan bu yöntem, mevcut baz istasyonu sistemine müdahale edilmesi dezavantajına sahiptir. Baz istasyonu sistemlerini taşıyon firmalara kiralayan *GSM*

firmaları kendi baz istasyonu sistemlerine dışarıdan gelebilecek müdahaleleri hoş karşılamayabilirler. Dolayısıyla bu yöntem tez çalışmasında denenmemiştir.



Şekil 4.17: Uygulama Yöntemi 1 – bağlantı şeması.

Uygulama Yöntemi 1'in dezavantajı olan sisteme müdahalenin yapılmaması amacıyla ikinci seçenek olarak Uygulama Yöntemi 2 önerilmiştir. Bu yöntemle göre mevcut sistemin DA noktası paylaşım için kullanılamadığından sistem girişinde yeni bir DA noktası elde edilmelidir. Şebeke ve rüzgar türbini tarafından gelen alternatif gerilimler doğrultularak uygun seviyedeki bir doğru gerilime dönüştürülür ve ortak noktaya bağlanırsa sistem dışında bir DA paylaşım noktası elde edilmiş olur. Bu noktadaki doğru gerilim bir evirici yapısı ile baz istasyonu sistemine uygun, alternatif gerilime dönüştürülür ve paylaşım sağlanmış olur. Uygulama Yöntemi 2 olarak isimlendirilen bu bağlantı Şekil 4.18'de gösterilmiştir.



Şekil 4.18: Uygulama Yöntemi 2 – bağlantı şeması.

Uygulama Yöntemi 2 olarak önerilen sistemde birçok güç elektroniği çeviricisi bulunmaktadır. Dolayısıyla Uygulama Yöntemi 2'nin Uygulama Yöntemi 1'e göre daha verimsiz olacağı ortadadır. Mevcut baz istasyonu sistemlerine müdahale olmaması ve bu sayede GSM firmalarının güç paylaşımı sistemini daha kolay benimsemeleri açısından tez çalışmasında Uygulama Yöntemi 2 incelenmiştir.

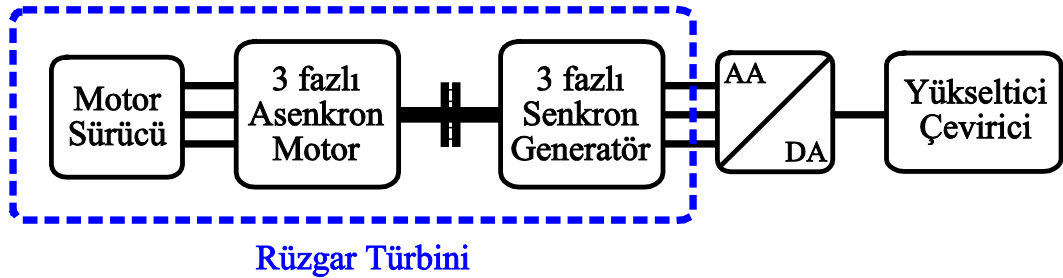
Aralarında güç paylaşımı yapılacak olan iki kaynak şebeke ve rüzgar türbinidir. Paylaşımın gerçekleştirileceği gerilim değeri 48V, sistem gücü ise maksimum 2000W olacak şekilde belirlenmiştir. Mevcut baz istasyonu sisteminin girişindeki doğrultucular güç faktörü düzeltici (PFC) yapısına sahip olduğundan baz istasyonunun enerji tüketimi direnç ile modellenmiştir.

#### 4.3.3 Test düzeneğinin kurulumu

Şebeke ile DA noktası arasındaki doğrultucu için *FlatPack2™* 48V2000W modeli kullanılmıştır. Paylaşımın yapıldığı DA noktası ile baz istasyonu arasındaki evirici için de *InverPack™* 48/230V 1000VA modülünden iki adet paralel olarak kullanılmıştır.

Laboratuvar ortamında rüzgar türbini sisteminin gerçekleştirilmesi için motor-generatör yapısı kullanılmıştır. Üç fazlı bir senkron generatör, üç fazlı bir asenkron motor ile tahrik edilmiş, bu tahrik asenkron motor sürücüsü ile V/f kontrolü yöntemiyle gerçekleştirilmiştir. Senkron generatör çıkışından elde edilen üç fazlı alternatif gerilim, tam köprü doğrultucu ile doğrultulmuştur. Bu gerilim, paylaşım noktasının gerilimi olan 48V değerinden daha düşük olduğu için Yükseltici çevirici ile uygun çıkış gerilimi elde edilmiş ve paylaşım noktasına bağlanmıştır.

Sistemde *MPPT* davranışını gerçekleştirecek olan ise motor sürücüdür. Motor sürücünün kontrol işareti, asenkron motoru belirli bir güç değerinde çalışmaya zorlaması, rüzgar türbininden gelen tüm enerjinin sistem içinde kullanılmasını sağlar. Şekil 4.19'da laboratuvar ortamında kurulan rüzgar türbini düzeneğinin bağlantı şeması verilmiştir.

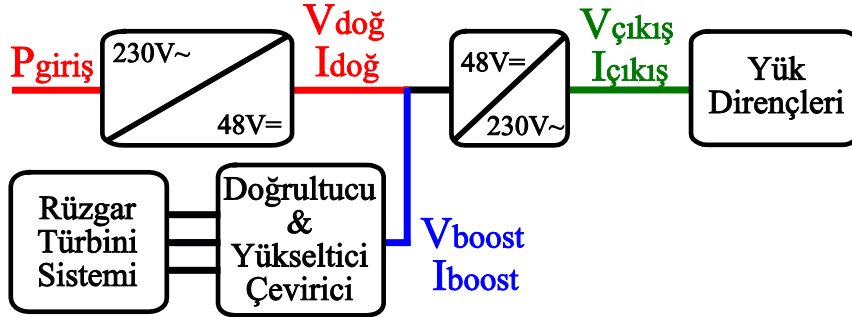


Şekil 4.19: Rüzgar türbini sisteminin laboratuvar ortamında temsil eden düzenek.

Laboratuvar ortamında kurulan örnek baz istasyonu sistemi, rüzgar enerjisi sistemi ve tüm ekipmanların fotoğrafları EK B bölümünde Şekil B.1'den Şekil B.5'e kadar verilmiştir.

#### 4.3.4 Testler ve ölçümler

Kurulan örnek güç paylaşımı sistemi üzerinde ölçüm alınan noktalar Şekil 4.20’de verilmiştir. Buna göre yapılan testler ve sonuçları sunulmuştur.



Şekil 4.20: Kurulan güç paylaşım sistemi ve ölçüm noktaları.

#### Test 1 – Rüzgar türbini sisteminin devreye alınması

Kurulan güç paylaşımı düzeneğindeki ilk test, rüzgar türbini sisteminin devreye alınması testidir. Testin amacı, sistemin güç paylaşımını yapıp yapmadığını gözlemlemektir. Test süresince baz istasyonu sistemini temsil eden dirençlerin değeri sabit tutularak güç talebinin sabit olduğu bir durum temsil edilmiştir. Öncelikle Yükseltici çevirici çıkışındaki sigorta kapatılarak sistemin tüm gücünü şebekeden aldığı durum oluşturulmuş ve ölçümler alınmıştır. Ardından Yükseltici çevirici devreye sokularak ölçümler alınmıştır ve Çizelge 4.6’da sunulmuştur.

Çizelge 4.6: Test1 – Rüzgar türbininin devreye girmesi durumu için ölçümler.

|          | $P_{giris}$ | $V_{Doğ}$ | $I_{Doğ}$ | $V_{Boost}$ | $I_{Boost}$ | $V_{cikis}$ | $I_{cikis}$ | $P_{cikis}$ |
|----------|-------------|-----------|-----------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| Ölçüm 1A | 850         | 53,1      | 15,05     | 55,6        | 0           | 231         | 2,91        | 672,21      |
| Ölçüm 1B | 500         | 53,3      | 9,15      | 53,7        | 5,85        | 231         | 2,92        | 674,52      |

Çizelge 4.6’da görüldüğü gibi, ilk ölçümde rüzgar türbinini temsil eden kısım devrede değildir, dolayısıyla Yükseltici çeviricinin çıkış akımı sıfırdır. Yük tarafından talep edilen gücün tamamı şebekeden alınmaktadır. İkinci ölçümde ise rüzgar türbinini temsil eden kısım devreye alınmış, dolayısıyla Yükseltici çevirici sisteme güç vermeye başlamıştır. Yük tarafından talep edilen güç ilk ölçüme göre hemen hemen hiç değişmezken şebekeden tarafından alınan güç değeriazalmıştır. Bu test sonucunda sistemin güç paylaşımını gerçekleştirdiği ve rüzgar türbini kısmının öncelikli enerji kaynağı olduğu gözlenmiştir.

## Test 2 – Rüzgar hızının değişmesi

Kurulan test düzeneğinde motor sürücü kontrol işaret ve Yükseltici çevirici çalışma oranı olmak üzere rüzgar hızını temsil kontrol eden iki parametre vardır. Bu iki parametrenin değişimi rüzgar hızının değişimini temsil eder.

Öncelikle motor sürücü kontrol işareti belirli bir seviyeye ayarlanarak Ölçüm 2A-1 alınmıştır. Ardından kontrol işaretinin değeri artırılarak direnç grubunun değeri sabit tutulmuş, böylece yük talebi sabitken rüzgar hızının arttığı durum oluşturulmuştur. Bu şartlar altında ise Ölçüm 2B-1 alınmış, sonuçlar Çizelge 4.7’de sunulmuştur.

**Çizelge4.7:** Test 2 – Motor sürücü kontrol işareti artırılarak rüzgar hızının artması durumu için ölçümler.

|            | $P_{giris}$ | $V_{Doğ}$ | $I_{Doğ}$ | $V_{Boost}$ | $I_{Boost}$ | $V_{cikis}$ | $I_{cikis}$ | $P_{cikis}$ |
|------------|-------------|-----------|-----------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| Ölçüm 2A-1 | 860         | 53,1      | 14,9      | 53,2        | 3           | 230,8       | 3,52        | 812,4       |
| Ölçüm 2B-1 | 640         | 53,3      | 11        | 53,7        | 6,89        | 230,8       | 3,52        | 812,4       |

Rüzgar hızı değişimini temsil eden bir diğer parametrenin de Yükseltici çeviricinin çalışma oranı olduğu belirtilmişti. Öncelikle çalışma oranı belirli bir seviyeye ayarlanarak Ölçüm 2A-2 alınmıştır. Ardından çalışma oranının değeri artırılarak direnç grubunun değeri sabit tutulmuş, böylece yük talebi sabitken rüzgar hızının arttığı durum oluşturulmuştur. Bu şartlar altında ise Ölçüm 2B-2 alınmıştır, sonuçlar Çizelge 4.8’de sunulmuştur.

**Çizelge 4.8:** Test 2 – Yükseltici çevirici çalışma oranı artırılarak rüzgar hızının artması durumu için ölçümler.

|            | $P_{giris}$ | $V_{Doğ}$ | $I_{Doğ}$ | $V_{Boost}$ | $I_{Boost}$ | $V_{cikis}$ | $I_{cikis}$ | $P_{cikis}$ |
|------------|-------------|-----------|-----------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| Ölçüm 2A-2 | 680         | 53,2      | 12,05     | 53,3        | 3           | 231         | 2,92        | 674,5       |
| Ölçüm 2B-2 | 400         | 53,4      | 7,35      | 53,9        | 7,64        | 231         | 2,92        | 674,5       |

Çizelge 4.7 ve 4.8’deki ölçümlerin sonucunda rüzgar hızındaki -dolayısıyla rüzgardan gelen güç değerindeki- artış ile rüzgar türbininin baz istasyonu güç talebindeki payının arttığı gözlemlenmiştir. Bunun sonucunda şebekeden çekilen güç düşmüştür.

### Test 3 – Rüzgar hızı sabitken talep edilen gücün artması

Kurulan güç paylaşımı düzeneğinde sistem davranışı göz önüne alındığında, rüzgar türbininden gelen güç sabit ise yükün talep ettiği güç değerindeki artış miktarı tamamen şebekeden alınmalıdır. Bu durumun test edilmesi için baz istasyonunun güç talebini modelleyen direnç grubunun değeri değiştirilerek 3 farklı yük durumu oluşturulmuştur. Her bir durum için Yükseltici çeviricinin çıkış gerilim ve akımı mümkün olduğunca sabit tutulmaya çalışılmış ve sırasıyla 3A, 3B ve 3C ölçümleri alınarak Çizelge 4.9’da sunulmuştur.

**Çizelge 4.9:** Test 3 – Rüzgar hızı sabitken talep edilen gücün artması durumu için ölçümler.

|          | $P_{giris}$ | $V_{Doğ}$ | $I_{Doğ}$ | $V_{Boost}$ | $I_{Boost}$ | $V_{cikis}$ | $I_{cikis}$ | $P_{cikis}$ |
|----------|-------------|-----------|-----------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| Ölçüm 3A | 810         | 53,2      | 15,5      | 53,6        | 7,51        | 229,9       | 4,38        | 1007        |
| Ölçüm 3B | 1500        | 52,7      | 25,5      | 53,1        | 7,64        | 228,2       | 6,6         | 1506        |
| Ölçüm 3C | 1880        | 52,5      | 31,8      | 52,8        | 7,72        | 227,2       | 7,87        | 1788        |

Çizelge 4.9’den da görüldüğü gibi çıkış yük talebinin sırasıyla 1007W, 1506W ve 1788W olduğu durumlar için Yükseltici çevirici gücü sabitken yükün talep ettiği ekstra gücün şebeke tarafındaki doğrultucudan alındığı gözlenmiştir.

### Test 4 – Türbin enerjisinin sıfırlanması

Kurulan güç paylaşımı düzeneğindeki son test, rüzgar türbini sisteminin devreden çıkartılması testidir. Testin amacı, rüzgar türbinin devre dışı kalması durumunda şebekenin güç talebinin tümünü yüke aktardığını görmektir. Baz istasyonu sistemini temsil eden direnç grubunun değeri sabit tutularak güç talebinin sabit olduğu bir durum oluşturulmuştur.

**Çizelge 4.10:** Test 4 – Türbin enerjisinin sıfırlanması durumu için ölçümler.

|          | $P_{giris}$ | $V_{Doğ}$ | $I_{Doğ}$ | $V_{Boost}$ | $I_{Boost}$ | $V_{cikis}$ | $I_{cikis}$ | $P_{cikis}$ |
|----------|-------------|-----------|-----------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| Ölçüm 4A | 100         | 53,6      | 2,35      | 54,1        | 7,08        | 232,2       | 1,74        | 404         |
| Ölçüm 4B | 700         | 53,3      | 9,4       | 68,5        | 0           | 232,1       | 1,74        | 404         |

Öncelikle Yükseltici çevirici çıkışındaki sigorta açılarak sistemin güç paylaşımı gerçekleştirdiği durum oluşturulmuş ve Ölçüm 4A alınmıştır. Sonrasında ise Yükseltici çevirici çıkışındaki sigorta kapatılarak rüzgar türbini sistemi devre dışı bırakılmış ve Ölçüm 4B alınmıştır. İki ölçüm sonucu Çizelge 4.10’da sunulmuştur.

Çizelge 4.10’daki ölçümlerden görüldüğü gibi Yükseltici çeviricinden sisteme güç aktarılırken, sigorta kapatılarak rüzgardan gelen enerjinin sıfırlanması temsil edilmiştir. Türbin enerjisinin sıfırlanması ile yükün talep ettiği gücün tamamı şebekeden çekilmeye başlamıştır.



## 5. SONUÇLAR VE İLERİYE YÖNELİK FİKİRLER

“Şebeke Bağlantılı Bir Rüzgar Enerji Sisteminin İncelenmesi” isimli bu çalışmada Bölüm 1 içerisinde, karma enerji sistemlerinde güç paylaşımı konusuna değinilmiş, sırasıyla Bölüm 2 ve Bölüm 3’te sistem bileşenlerinden üç fazlı kontrolsüz doğrultucu ve ara düzenleyici olarak kullanılan Yükseltici DA güç çeviricisinin analizleri gerçekleştirilmiştir. Üç fazlı doğrultucu uygulaması için verimsel iyileştirme amacıyla Mosfet Doğrultucu devresi önerilmiş, Yükseltici çeviricinin tüm matematiksel analizi ideal olmayan devre elemanlarının da etkisi göz önüne alınarak yapılmıştır. Bölüm 4 içerisinde bu iki devre ve örnek bir karma enerji sistemi olan baz istasyonu sisteminde güç paylaşımının gerçekleştirilmesi sağlanmıştır.

Mosfet Doğrultucu adıyla önerilen devre yapısında, iletim durumunda Diyot’a göre daha avantajlı olacağı düşünülen Mosfet elemanının doğrultma elemanı olarak kullanılması düşünülmüştür. Bu noktada Mosfet’in Diyot gibi davranabilmesi amacıyla iki adet kontrol yönteminden bahsedilmiştir. İlki akım referanslı, ikincisi gerilim referanslı olmak üzere bu iki yöntemin bazı avantaj ve dezavantajlarının bulunduğu görülmüştür.

Akım referanslı kontrolör, devre topolojisinden bağımsız olarak çalışma özelliğine sahipken, akım ölçümü işlemi oldukça maliyetli olduğundan ekonomik değildir. Gerilim referanslı kontrolör ise daha ekonomik bir çözüm sunarken devre topolojisine bağımlıdır ve uygulamaya özel tasarımlar gerekmektedir.

Diyot ve Mosfet karşılaştırılmasında birbirine yakın özelliklere sahip iki yarıiletken eleman karşılaştırılmıştır. Alınan ölçümler neticesinde Mosfet iç direnci Diyot iç direncine göre daha yüksek olduğu durumlarda yüksek akımlı bir uygulamada Mosfet üzerinde düşen gerilimin Diyot üzerinde düşen gerilime çok kolayca yaklaşacağı görülmüştür. Ayrıca yine alınan ölçümlerde Mosfet Doğrultucu yapısının Diyot Doğrultucuya göre göze çarpan bir kazanç sağlamadığı görülmüştür. Kazanılan cüzi miktardaki verim, kontrol devresinin tasarımı için harcanan emeği karşılamamıştır.

Eğer iç direnci veya sabit gerilim düşümü yüksek olan bir Diyot ikamesi olarak düşük iç dirence sahip bir Mosfet kullanılırsa, düşük gerilim ve yüksek akım uygulamaları için Mosfet Doğrultucu devresinin anlamı daha göze çarpar hale gelir. Aynı zamanda kontrol yöntemleri olarak daha farklı yapıların üzerine çalışılması gereklidir. Çünkü akım referanslı kontrolör yapısında her bir Mosfet için akım algılama gerekliliği olduğundan özellikle üç fazlı uygulamalarda devre maliyeti çok artabilecektir.

Yükseltici çeviricinin analiz ve tasarımında devrede bulunan elemanların ideal olmayan parametrelerinden özellikle endüktans ve Mosfet direncinin sistem davranışında büyük bir etkisinin olduğu gözlenmiştir. Diyot iç direnci ve sabit gerilim düşümü ise özellikle düşük gerilim yüksek akım devrelerinde önem kazanmaktadır.

Yapılan küçük işaret analizi sonrasında, ideal olmayan devre elemanların bir DA güç çeviricisi sisteminin kontrol edilebilirliğine katkıda bulundukları gözlenmiştir. Çünkü bu parametreler, idealde saf ikinci dereceden az sönümlü bir sistem olan güç çeviricilerine sönüm katmakta ve sistemin faz payını artırmaktadır. Ancak unutulmamalıdır ki bu parametreler aynı zamanda sistem verimini negatif yönde etkilemektedir.

Yükseltici çevirici yapısı barındırdığı sol yarı-düzlem sıfırının etkisinde kalarak kontrolü zor bir dinamik yapı göstermektedir. Özellikle düşük giriş gerilimi ve yüksek çıkış akımı durumunda sol yarı-düzlem sıfır frekansının düşmesi sistemin kontrol edilebilirliğini oldukça zorlaştırmaktadır. Bu yüzden tasarım sırasında büyük işaret parametrelerinden çok sistemin dinamik davranışı göz önüne alınmış ve devre elemanlarının değerleri buna göre belirlenmiştir. Makul sayılabilecek kazanç ve faz eğrisine sahip bir Yükseltici çeviricinin Tip III Kontrolörü ile kompanze edilebilmesi çok uygun bir çözümdür. Tasarlanmış olan çeviricinin laboratuarda testleri gerçekleştirilmiş ve bilgisayar benzetimiyle uyumlu olarak çalıştığı görülmüştür.

Tezin son kısmı olarak, -bir sanayi firmasının da talebi üzerine- bir baz istasyonu örneğinde güç paylaşımı sistemi incelenmiştir. Baz istasyonlarının tepelerine küçük güçlü rüzgar türbinlerinin konulmasıyla şebeke bağlantılı bir sistem oluşturulması ve bu sistemde rüzgar türbininden gelen enerjinin yerel olarak kullanılması, talep edilen fazladan gücün ise şebekeden alınması düşünülmüştür. Böylece firma baz

istasyonlarına ayırdığı elektrik faturası masrafından kazanç sağlamayı istemiştir. Proje aşamasında birçok küçük güçlü rüzgar türbini modeli incelenmiş, baz istasyonlarının fiziki yapısına uygun olan türbinlerin  $1kW - 2kW$  civarında olduğu görülmüştür. Bu güç değerleri bir baz istasyonunun ihtiyaçlarını karşılayacak seviyededir.

Dolayısıyla bir baz istasyonu sisteminin modeli laboratuvar ortamında kurulmuş, güç paylaşımının incelenmesi sağlanmıştır. Bölüm 4'te de ölçümleri verilen çeşitli testler sonrasında güç paylaşımının sorunsuz bir şekilde gerçekleştirildiği görülmüştür.

İleriye yönelik olarak çevresel koşulları uygun baz istasyonlarının etrafında rüzgar türbini tarlalarının açılması ve böylece üretilen güç miktarının artırılması düşünülebilir. Ayrıca testi yapılan güç paylaşımı sisteminin tersine şebeke tarafında enerji aktarımı olanağı da sağlanırsa baz istasyonu firmaları türbin koydukları bölgelerin elektrik şebekesine enerji aktarımında bulunabilecek, devlete elektrik satarak kazanç sağlayabileceklerdir. Bu durumda elektrik şebekesine  $500kW$ 'a kadar güç sağlamanın herhangi bir lisans işlemi gerektirmediği de göz önünde bulundurulabilir.



## KAYNAKLAR

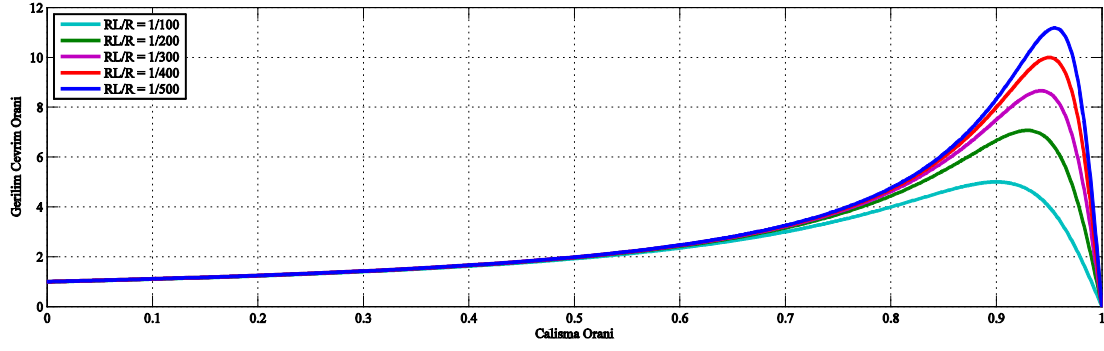
- Brown, M.** Power supply cookbook. Massachusetts: Butterworth–Heinemann, 2001.
- . Switching power design supply. California: Academic Press, 1990.
- Dali, M., Belhadj, J., & Roboam X.** (2008). Design of a stand-alone hybrid photovoltaic – wind generating system with battery storage. *Journal of Electrical Systems*, 4(3), 1-21. Retrieved from <http://journal.esrgroups.org/jes/edition-2008.php>
- Erickson, R. W.** (2004). Power and harmonics in non sinusoidal systems. *Fundamentals of Power Electronic s*(pp. 589-607). New York: Kluwer Academic Publishers.
- Giraud, F., & Salameh, Z. M.** (2001). Steady-state performance of a grid-connected rooftop hybrid wind–photovoltaic power system with battery storage. *Energy Conversion*, 16(1), 1-7. doi: 10.1109/60.911395
- Hamzaoui, Bouchafaa, F., Hadjammar, A., & Talha, A.** (2011, April). *Improvement of the performances mppt system of wind generation*. Paper presented at Saudi International Electronics, Communications and Photonics Conference, Riyadh, Saudi Arabia. Retrieved from <http://ieeexplore.ieee.org/>
- Jiarong, K., & Shaojun, X.** (2006, August). *Research on the power sharing of the paralel inverters without control inter connection basing on droop characteristic*. Paper presented at Power Electronics and Motion Control Conference, Portoroz, Slovenia. Retrieved from <http://ieeexplore.ieee.org/>
- Kim, B. S., Ryu, H. S., Shin, M. S., Lee, J. H., & Lim I. H.** (2006, August). *Design of flyback converter with voltage driven synchronous rectifier*. Paper presented at the Twelfth Power Electronics and Motion Control Conference, Portoroz, Slovenia. Retrieved from <http://ieeexplore.ieee.org/>
- Liu, X., Wang, P., & Loh P. C.** (2011, July). *A hybrid ac/dc micro-grid*. Paper presented at Power and Energy Society General Meeting on Sustainable Energy Technologies, Singapore. Retrieved from <http://ieeexplore.ieee.org/>
- Maniktala, S.** (2006). Switching power supplies a to z. Massachusetts: Mc Graw-Hill.
- Middlebrook, R. D., & Cuk, S.** (in press). A general unified approach to modeling switching converter power stages. Retrieved from [www.ee.bgu.ac.il/~kushnero/temp/guamicuk.pdf](http://www.ee.bgu.ac.il/~kushnero/temp/guamicuk.pdf)
- Mihaiu, M. I.** (2008, June). *Toward the “Ideal Diode” using power MOSFET in full wave synchronous rectifiers for low voltage power supplies*. Paper presented at International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Ischia, Italy.

- Mohan, N.** (2003). Rectification of utility input using diode rectifiers: classifying the “front-end” of power electronic systems. *Power Electronics and Drives*. Minnesota: Mnpere.
- Newell, W. E.** (1997). Diodes and uncontrolled rectifiers. Motto, W. J. (Ed.), *Introduction to solid state power electronics*. Pennsylvania: Powerex, INC.
- Senjyu, T., Nakaji, T., Uezato, K., & Funabashi T.** (2005). A hybrid power system using alternative Energy facilities in isolated island. *Energy Conversion*, 20(2), 406-414. doi: 10.1109/TEC.2004.837275
- Shan, H., Kang, Y., Duan, S., Zhang, Y., Yu, M., Liu, Y., ... Luo, F.** (2007, November). *Research on novel paralel current sharing control technique of the stand-alone photovoltaic inverter*. Paper presented at Thirty third Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Taipei, Taiwan. Retrieved from <http://ieeexplore.ieee.org/>
- Tan, K. T., So, P. L., Chu, Y. C., & Kwan K. H.** (2010, December). *Modeling, control and simulation of a photovoltaic power system for grid-connected and stand alone applications*. Paper presented at International Symposium on Parameterized and Exact Computation, Chennai, India. Retrieved from <http://ieeexplore.ieee.org/>
- Wei, L.** (2009, December). *Modeling, control and simulation of a small photovoltaic fuel cell hybrid generation system*. Paper presented at International Conference on Computational Intelligence and Software Engineering, Wuhan, China. Retrieved from <http://ieeexplore.ieee.org/>
- Xie, X., Liu Pong, J. C., Poon Kit, F. N., & Pong M. H.** (2001, March). *A novel high frequency current-driven synchronous rectifier for low voltage high current applications*. Paper presented at the Sixteenth Annual Power Electronics Conference and Exposition, California, United States.
- Yu, W. & Qiyan X.** (2009, November). *Design of 3kw wind and solar hybrid independent power supply system for 3g base station*. Paper presented at Second International Symposium on Knowledge Acquisition and Modeling, Wuhan, China. Retrieved from <http://ieeexplore.ieee.org/>
- Zhong, W. X., Hui, S. Y., Ho, W. C., & Liu X.** (2012). Using self-driven ac–dc synchronous rectifier as a direct replacement for traditional power diode rectifier. *Industrial Electronics*, 59(1), 392-401. doi: 10.1109/TIE.2011.2134052

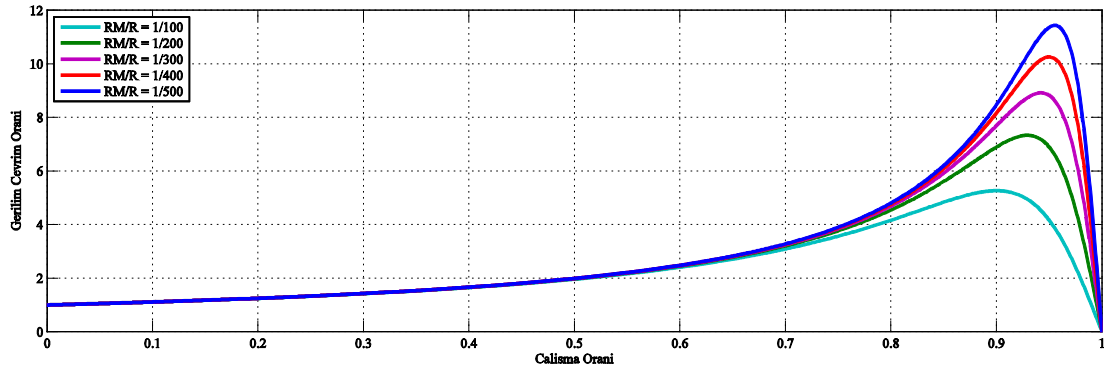
## **EKLER**

- EK A** : Yükseltici Çevirici ile İlgili Şekiller
- EK B** : Laboratuvar Düzeneği ile İlgili Fotoğraflar
- EK C** : PLECS bilgisayar benzetim sonuçları
- EK D** : Bilgi Kitapçıkları (*Datasheet*)

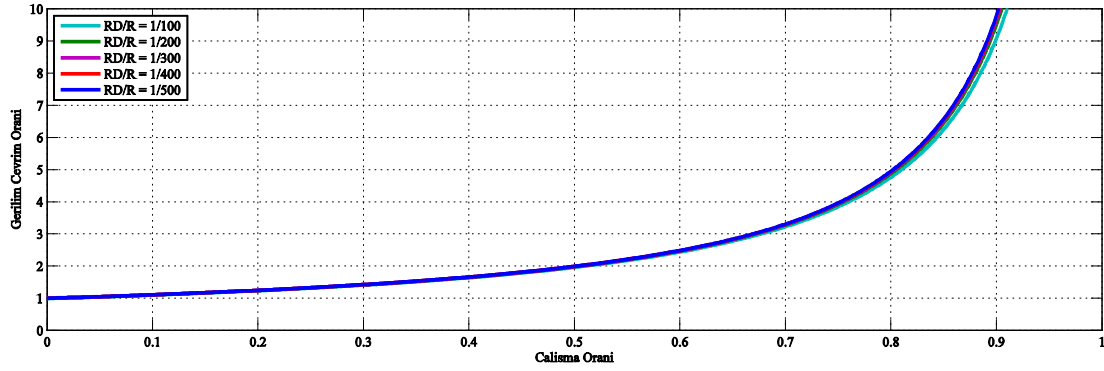
## EK A: Yükseltici Çevirici ile İlgili Şekiller



(a)

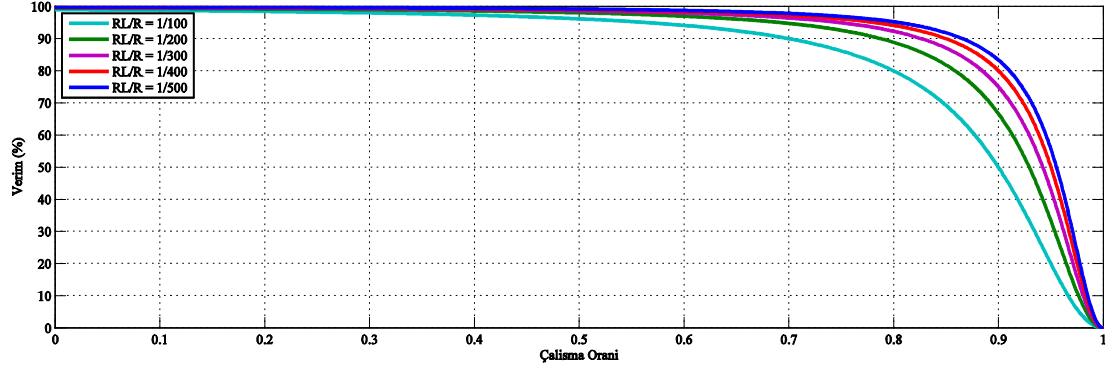


(b)

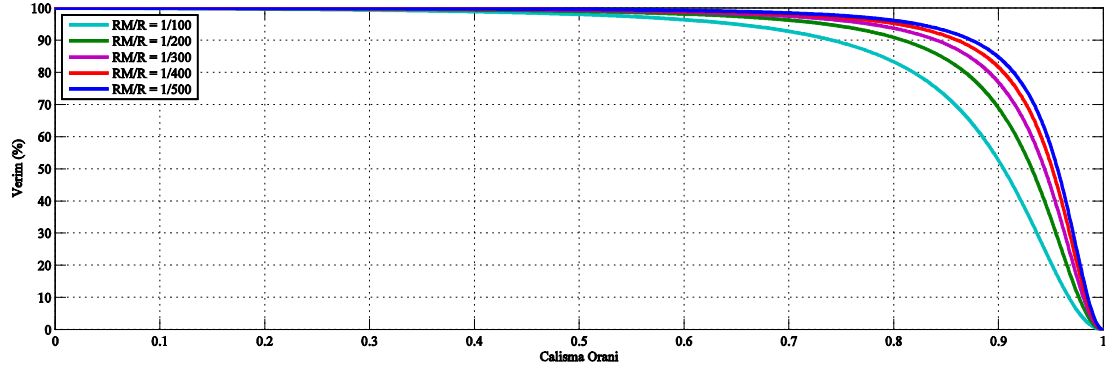


(c)

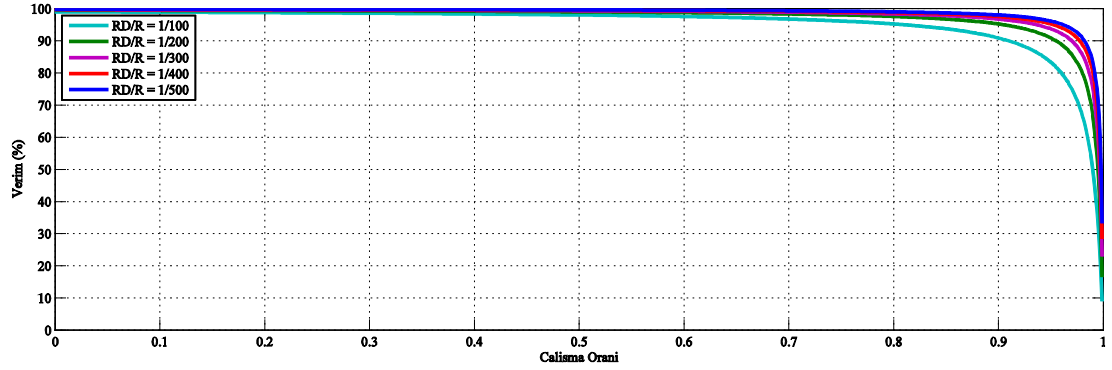
**Şekil A.1:** Yükseltici çeviricide ideal olmayan devre parametrelerinin gerilim çevirme oranına etkileri: (a) Endüktans direnci (b) Mosfet direnci (c) Diyot direnci.



(a)

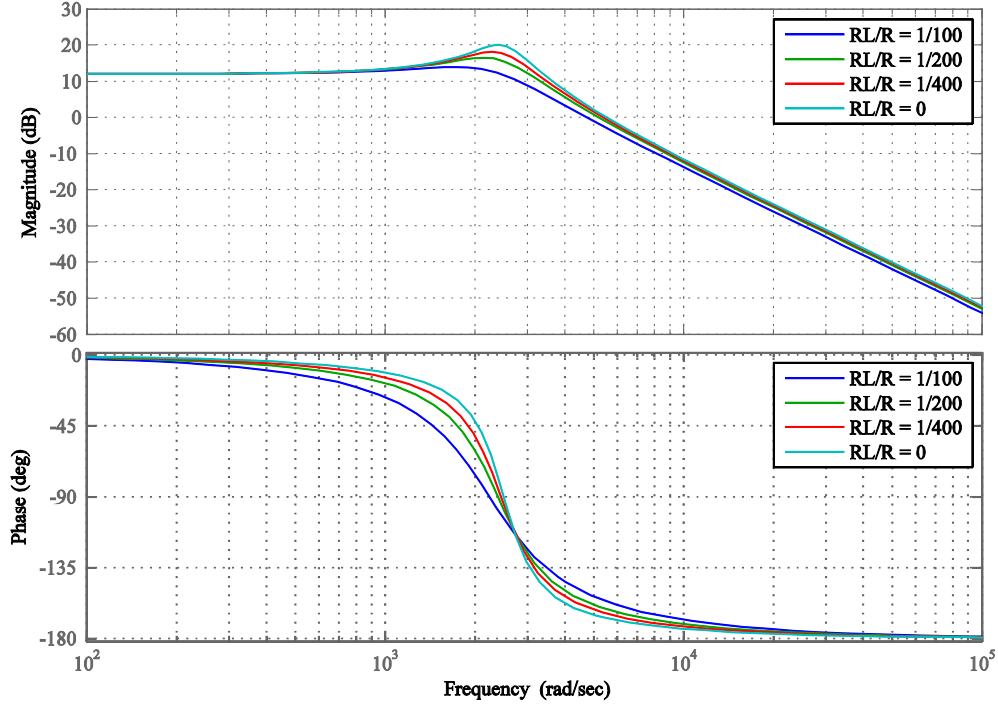


(b)

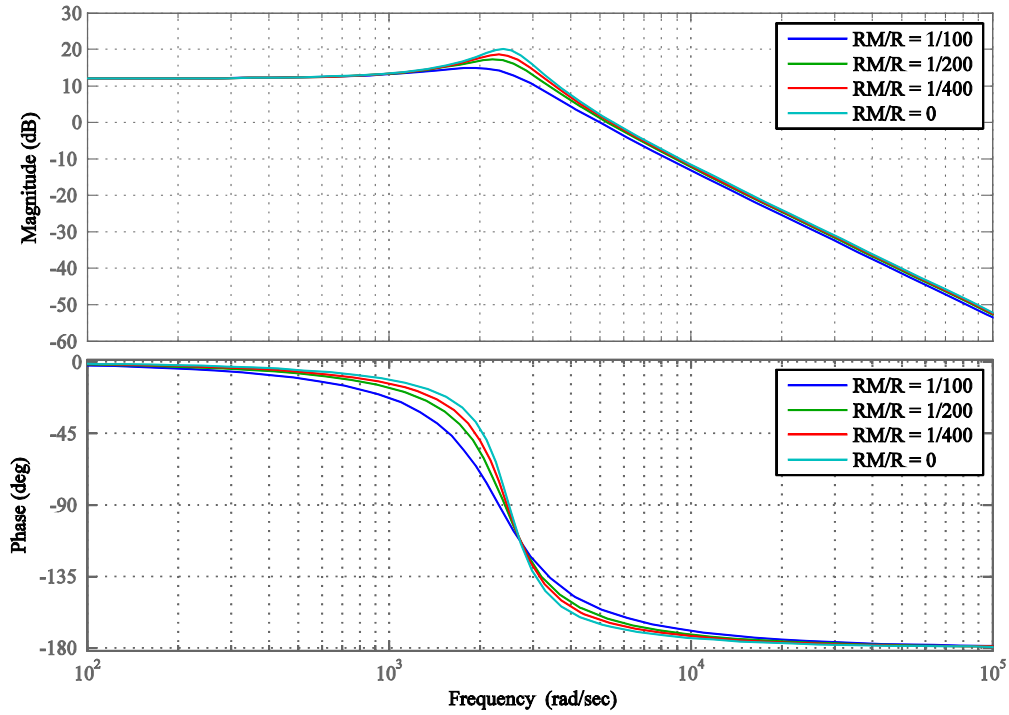


(c)

**Şekil A.2:** Yükseltici çeviricide ideal olmayan devre parametrelerinin verime etkileri:  
(a) Endüktans direnci (b) Mosfet direnci (c) Diyot direnci.

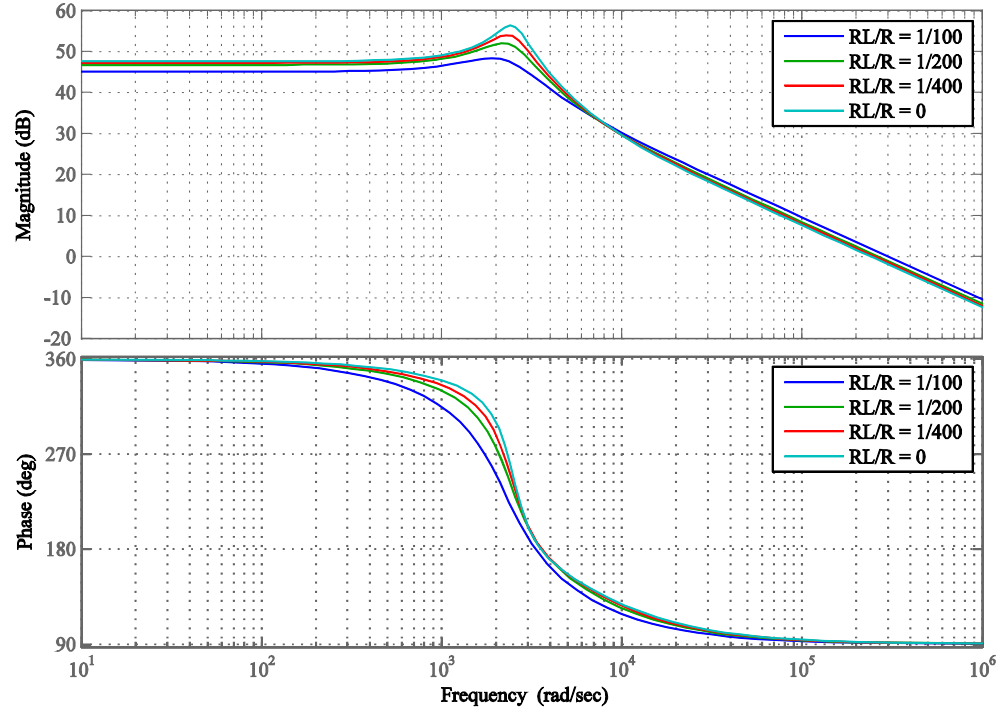


(a)

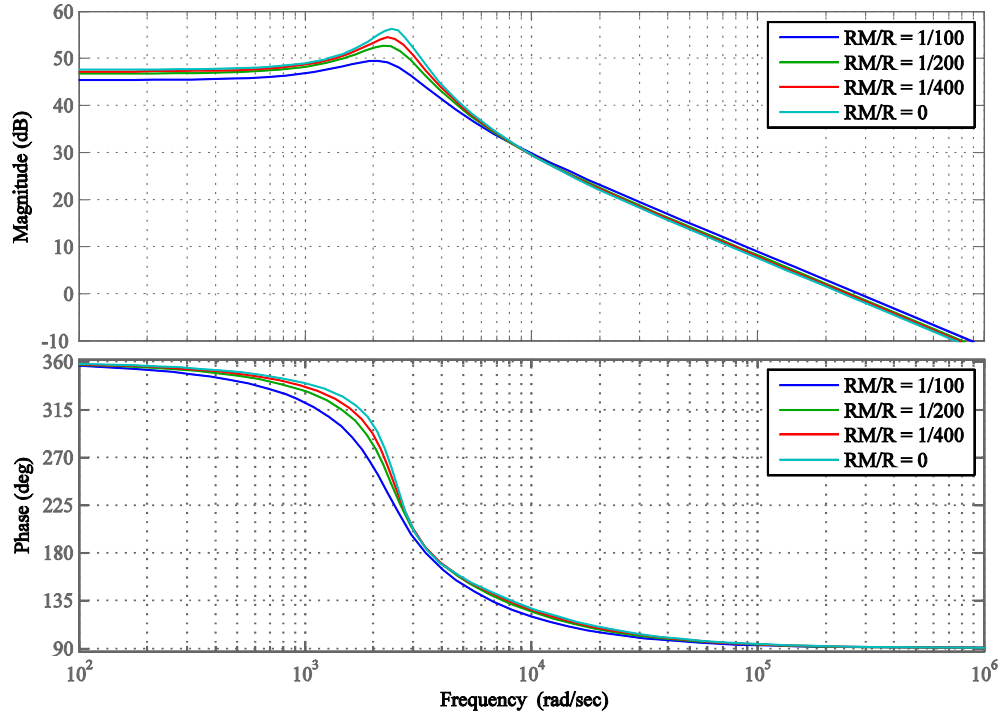


(b)

**Şekil A.3:** Yükseltici çeviricide ideal olmayan devre parametrelerinin Hat-Çıkış transfer fonksiyonu  $G_{vg}(s)$ 'ye etkileri: (a) Endüktans direnci (b) Mosfet direnci.

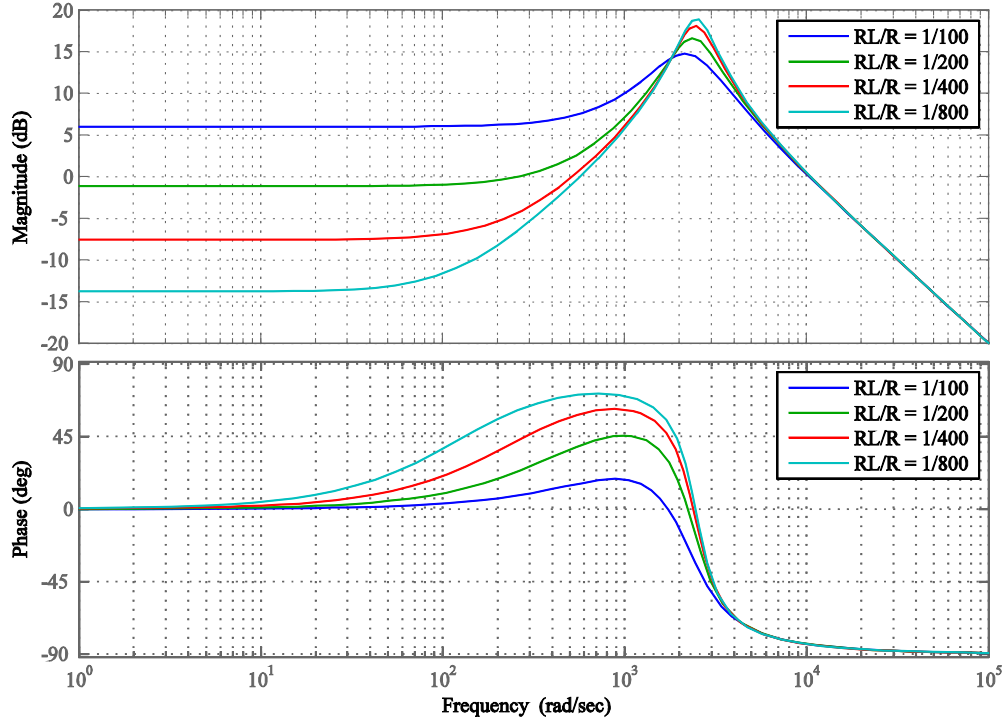


(a)

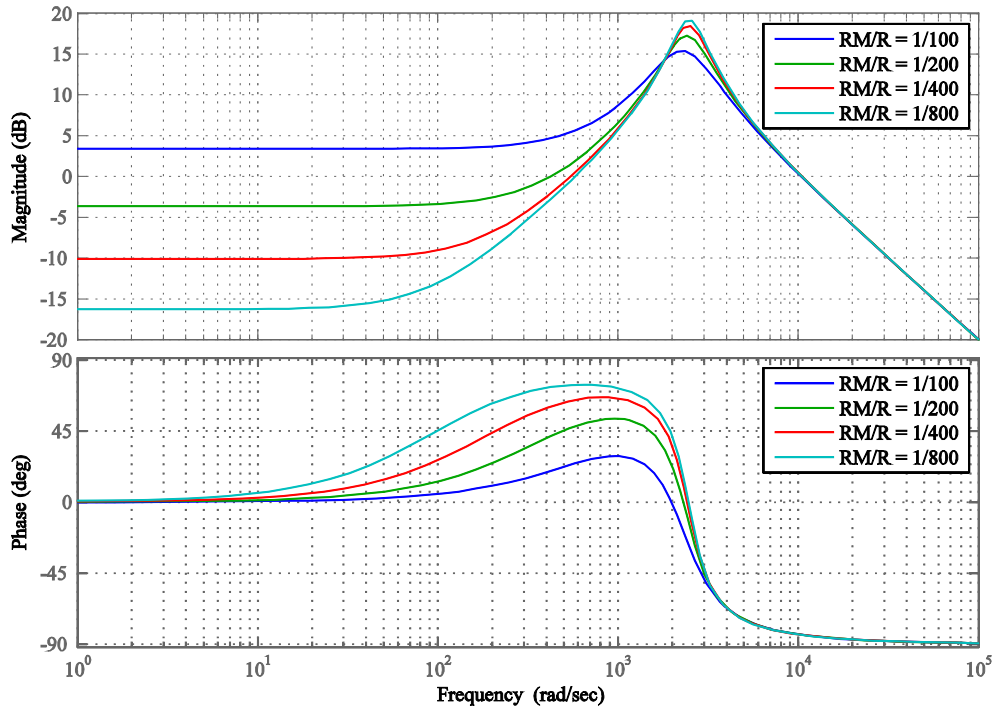


(b)

**Şekil A.4:** Yükseltici çeviricide ideal olmayan devre parametrelerinin Kontrol-Çıkış transfer fonksiyonu  $G_{vd}(s)$ 'ye etkileri: (a) Endüktans direnci (b) Mosfet direnci.

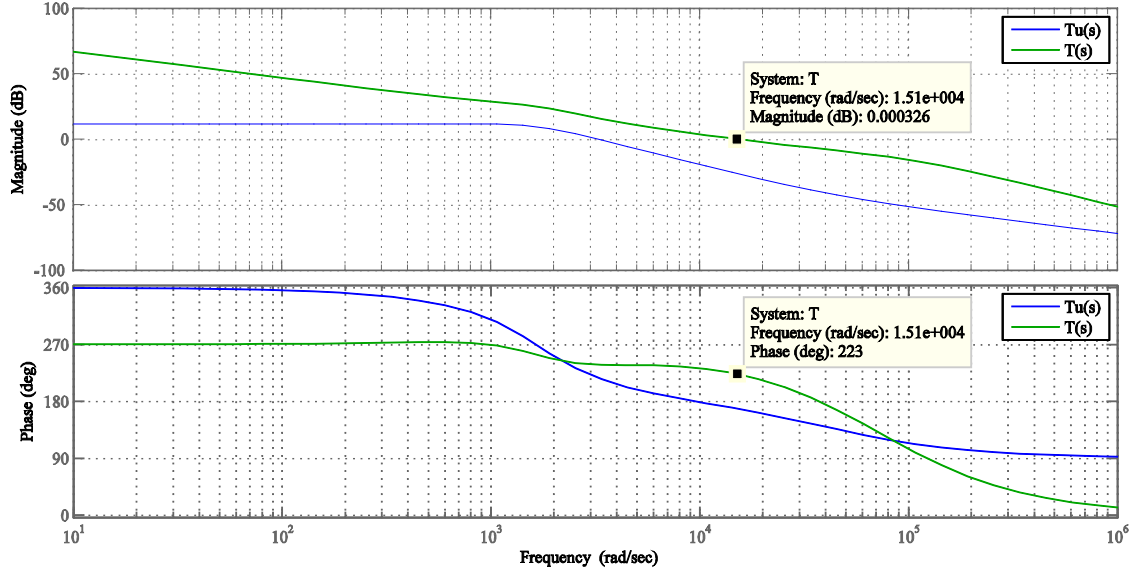


(a)

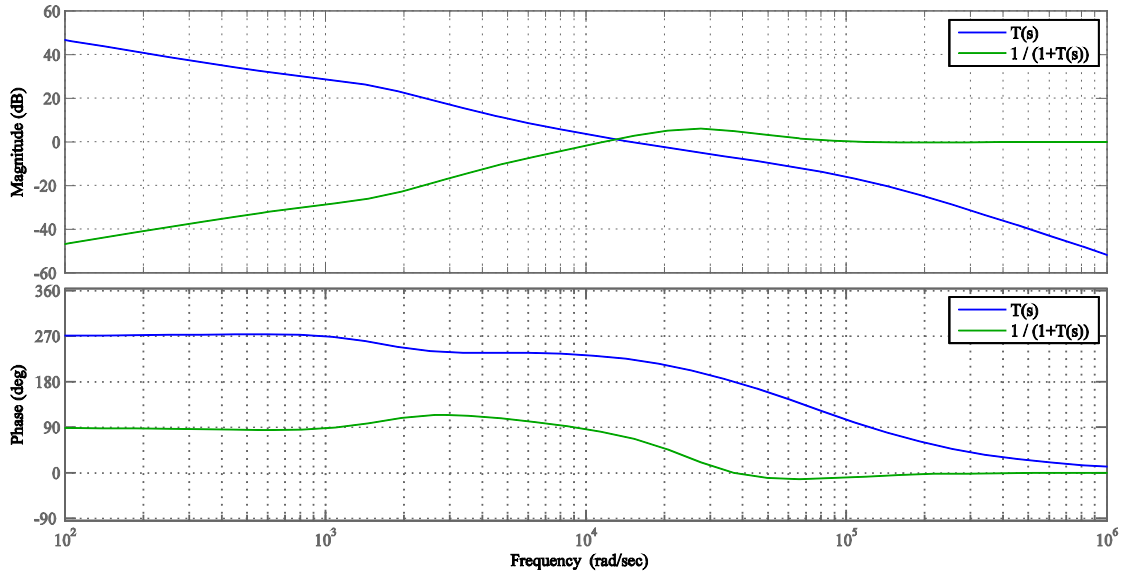


(b)

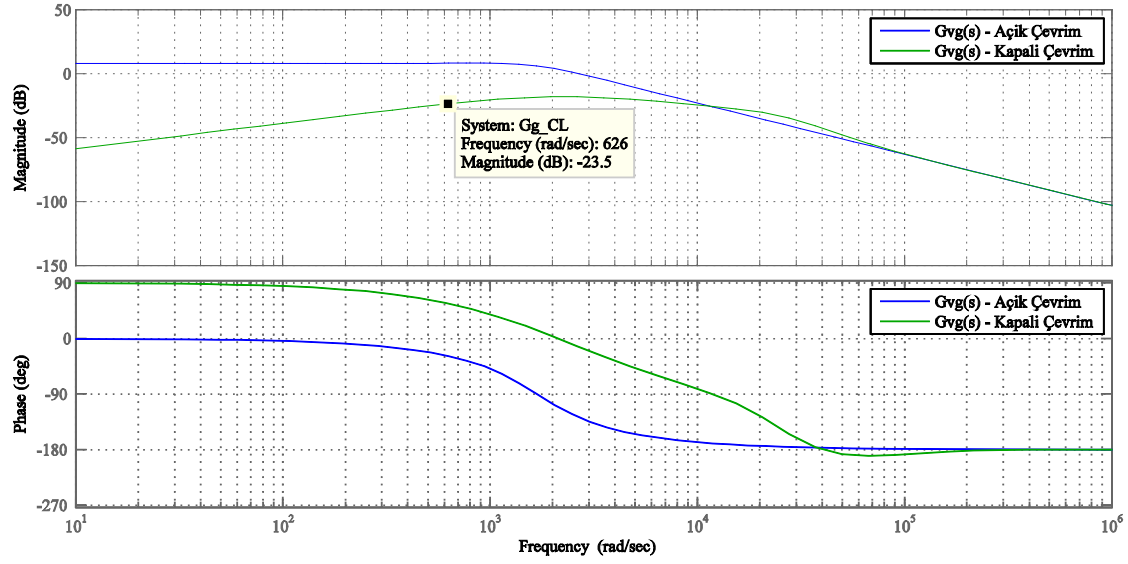
**Şekil A.5:** Yükseltici çeviricide ideal olmayan devre parametrelerinin Çıkış Empedansı transfer fonksiyonu  $Z_o(s)$ 'ye etkileri: (a) Endüktans direnci (b) Mosfet direnci.



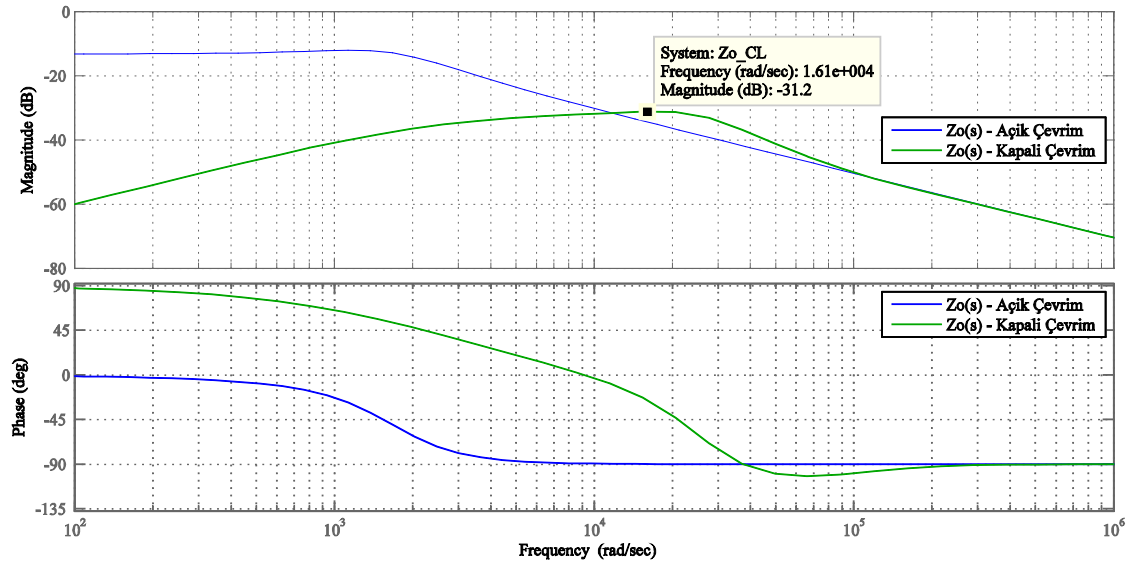
Şekil A.6: Tasarlanan Yükseltici çeviricinin açık ve kapalı çevrim kazançları.



Şekil A.7: Tasarlanan Yükseltici çeviricide Hat-Çıkış ve Çıkış Empedansı transfer fonksiyonlarını zayıflatan  $1/(1 + T(s))$  transfer fonksiyonu.

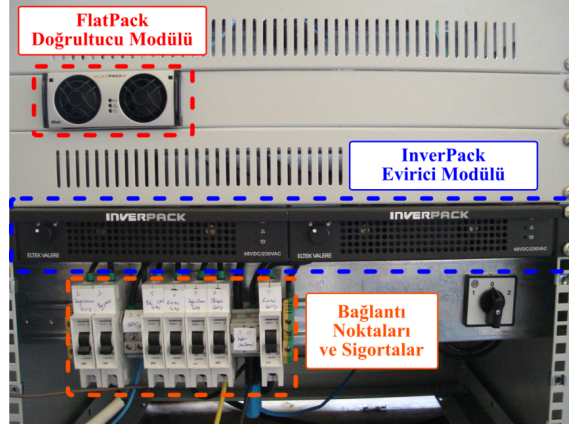


Şekil A.8: Tasarlanan Yükseltici çeviricide Hat-Çıkış transfer fonksiyonu  $G_{vg}(s)$ 'nin açık ve kapalı çevrim transfer fonksiyonları.



Şekil A.9: Tasarlanan Yükseltici çeviricide Çıkış Empedansı transfer fonksiyonu  $Z_o(s)$ 'nin açık ve kapalı çevrim transfer fonksiyonları.

## EK B: Laboratuvar Düzeneği ile İlgili Fotoğraflar



**Şekil B.1:** Güç paylaşım sistemindeki doğrultucu ve evirici modülleri ile bağlantı noktaları.



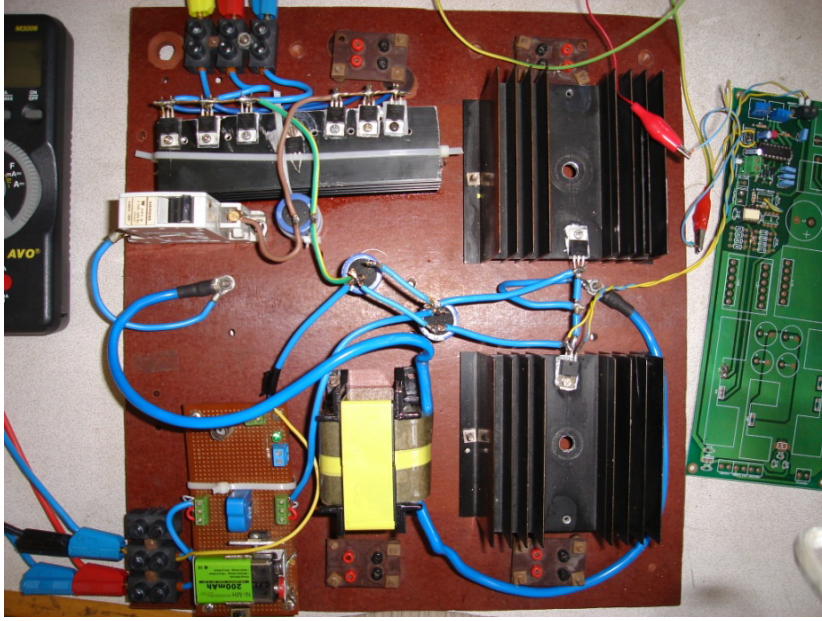
**Şekil B.2:** Rüzgar türbini sistemini temsil eden üç fazlı asenkron motor ve üç fazlı senkron generatör.



**Şekil B.3:** Motor sürücü.

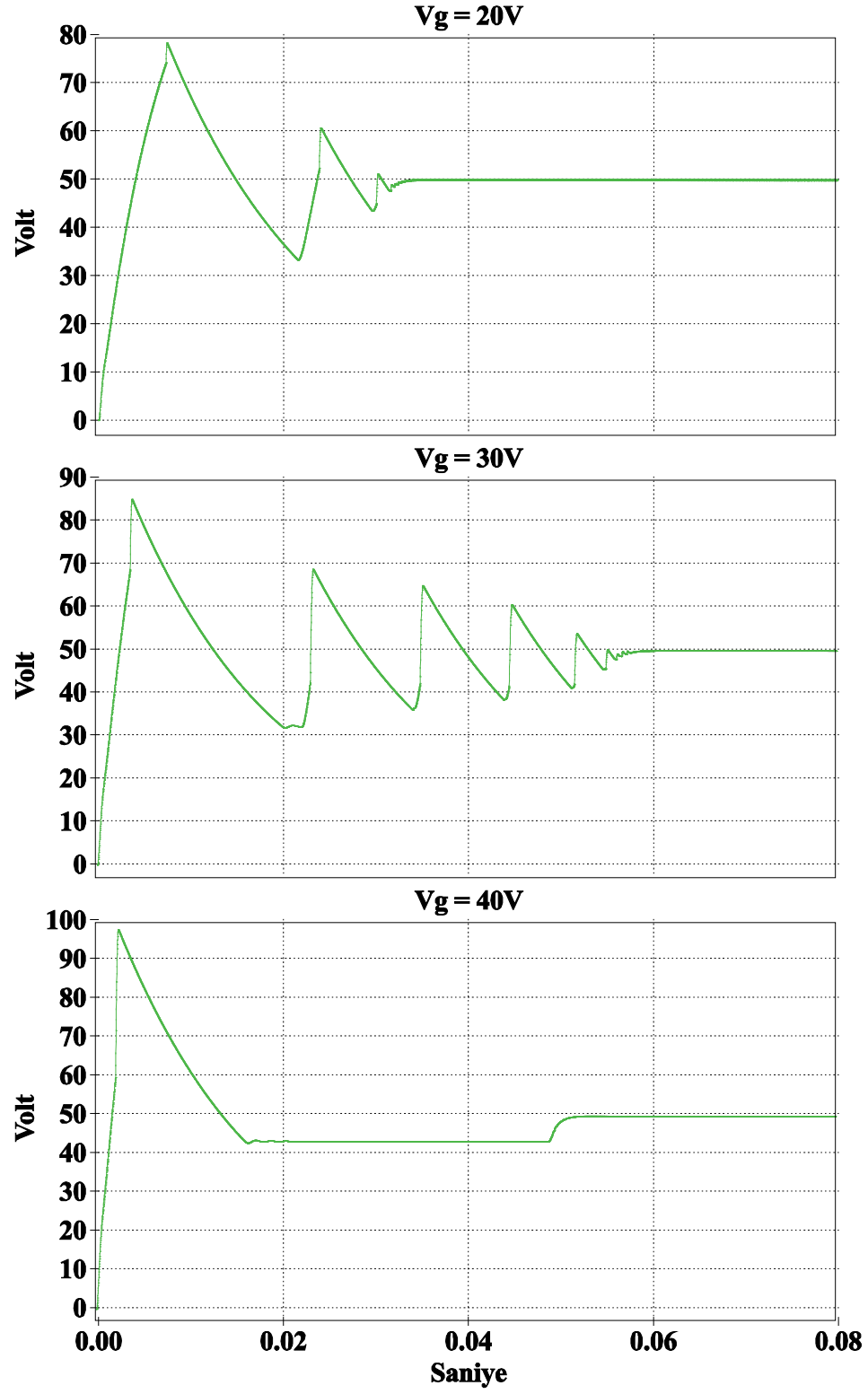


**Şekil B.4:** Baz istasyonu sistemini temsil eden direnç yükü grubu.

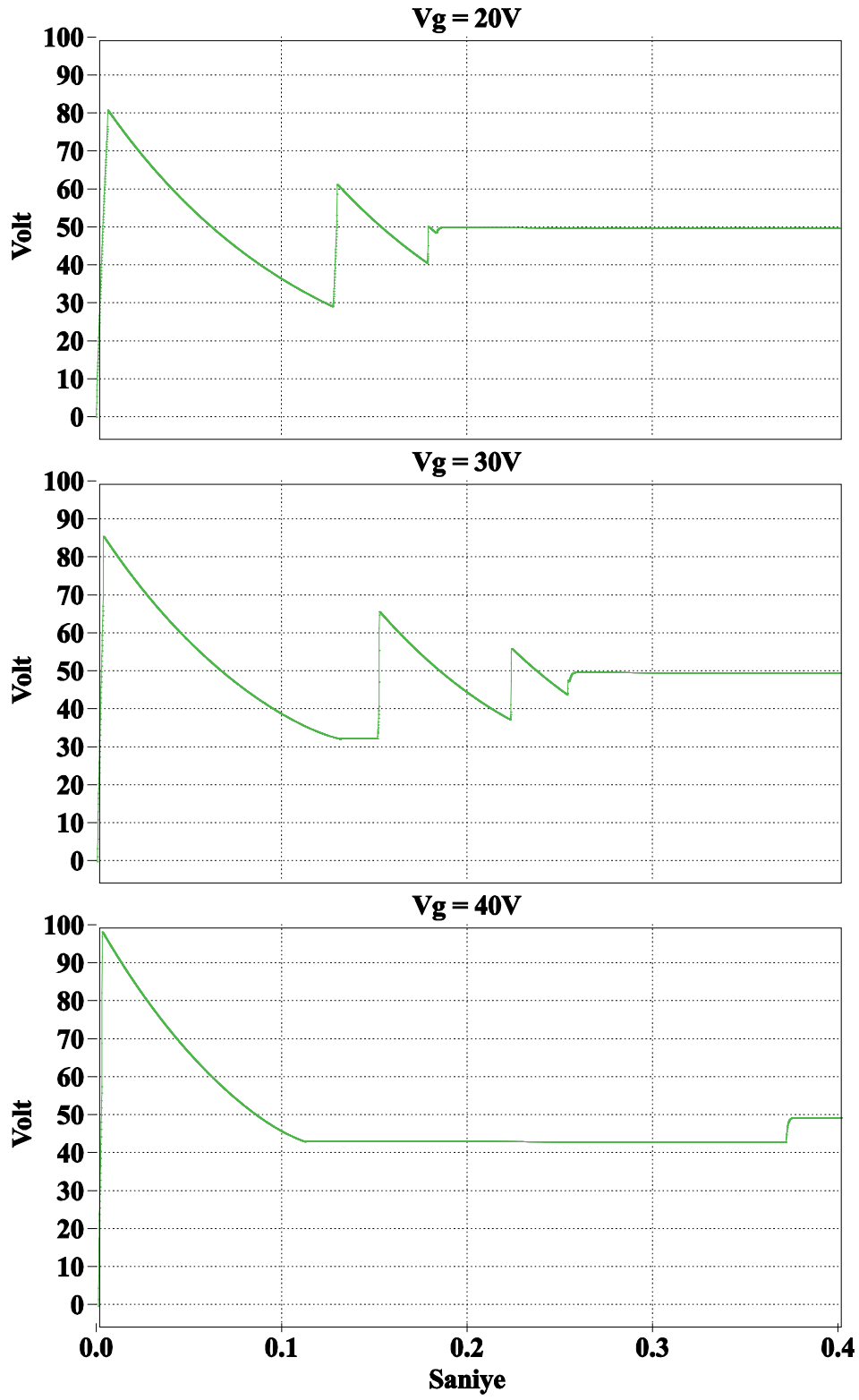


**Şekil B.5:** Üç fazlı kontrolsüz doğrultucu ve Yükseltici DA güç çeviricisi.

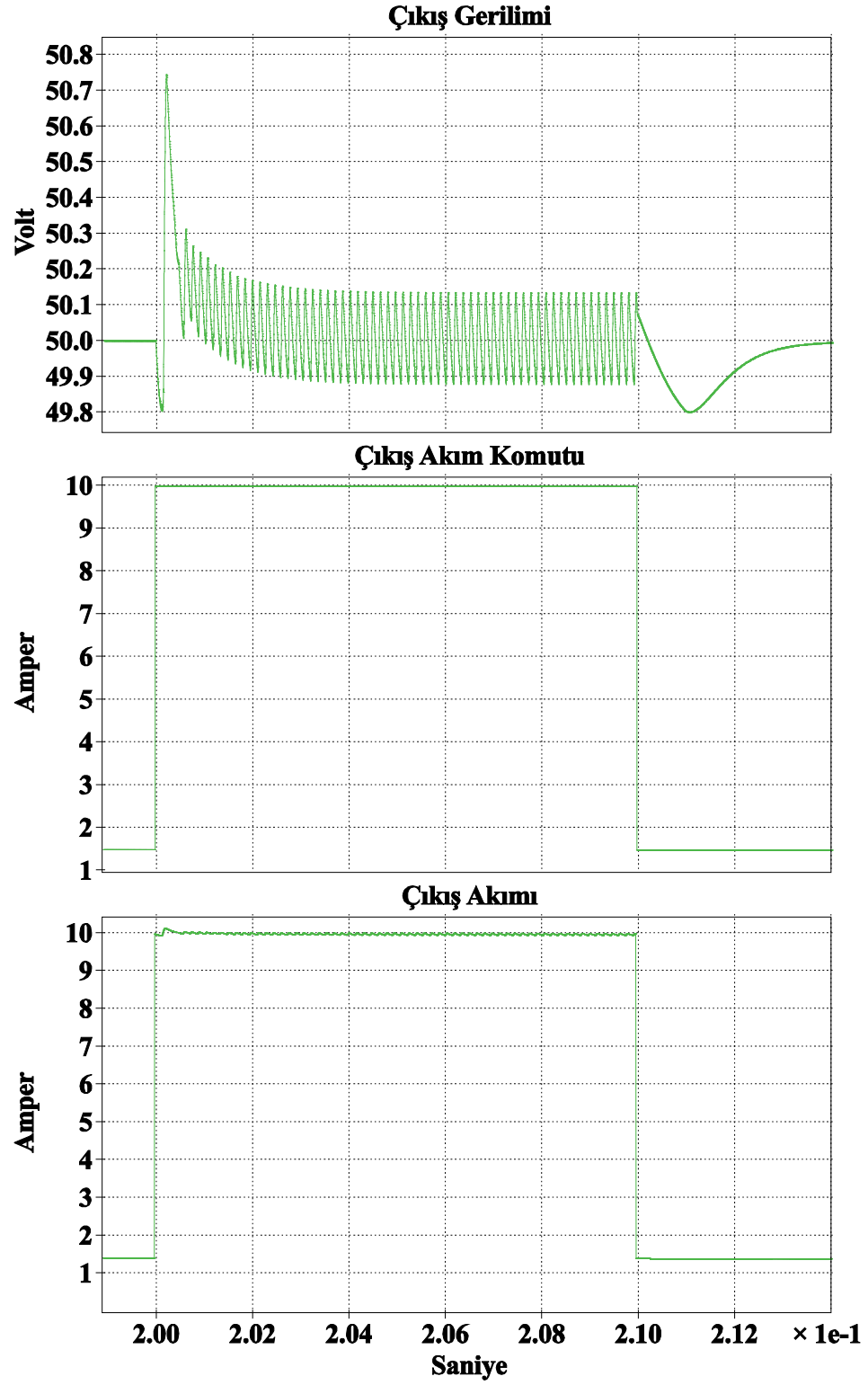
### EK C: PLECS Bilgisayar Benzetim Sonuçları



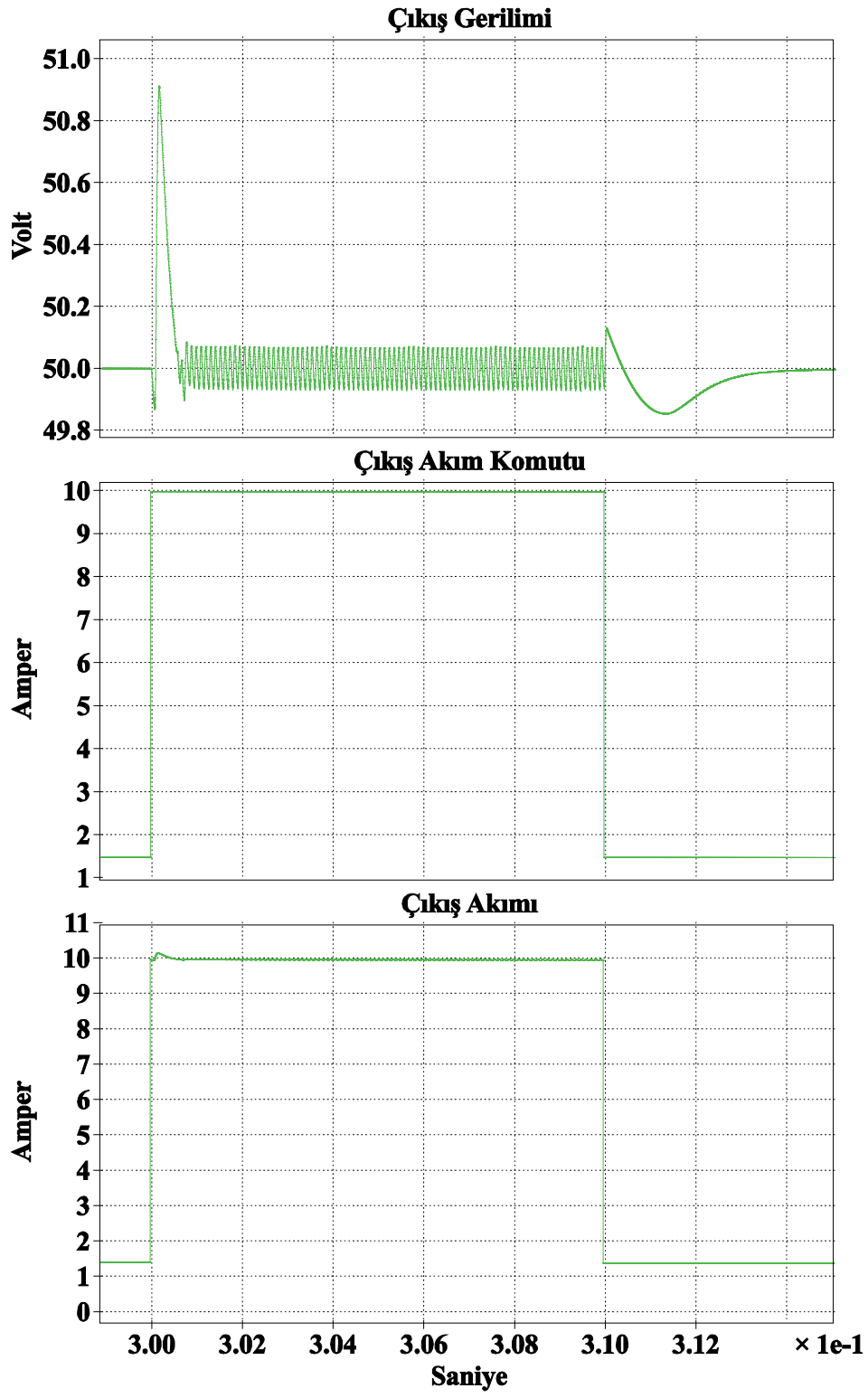
Şekil C.1: Farklı giriş gerilimlerinde çeviriciye enerji verilmesi (en yüksek çıkış akımı).



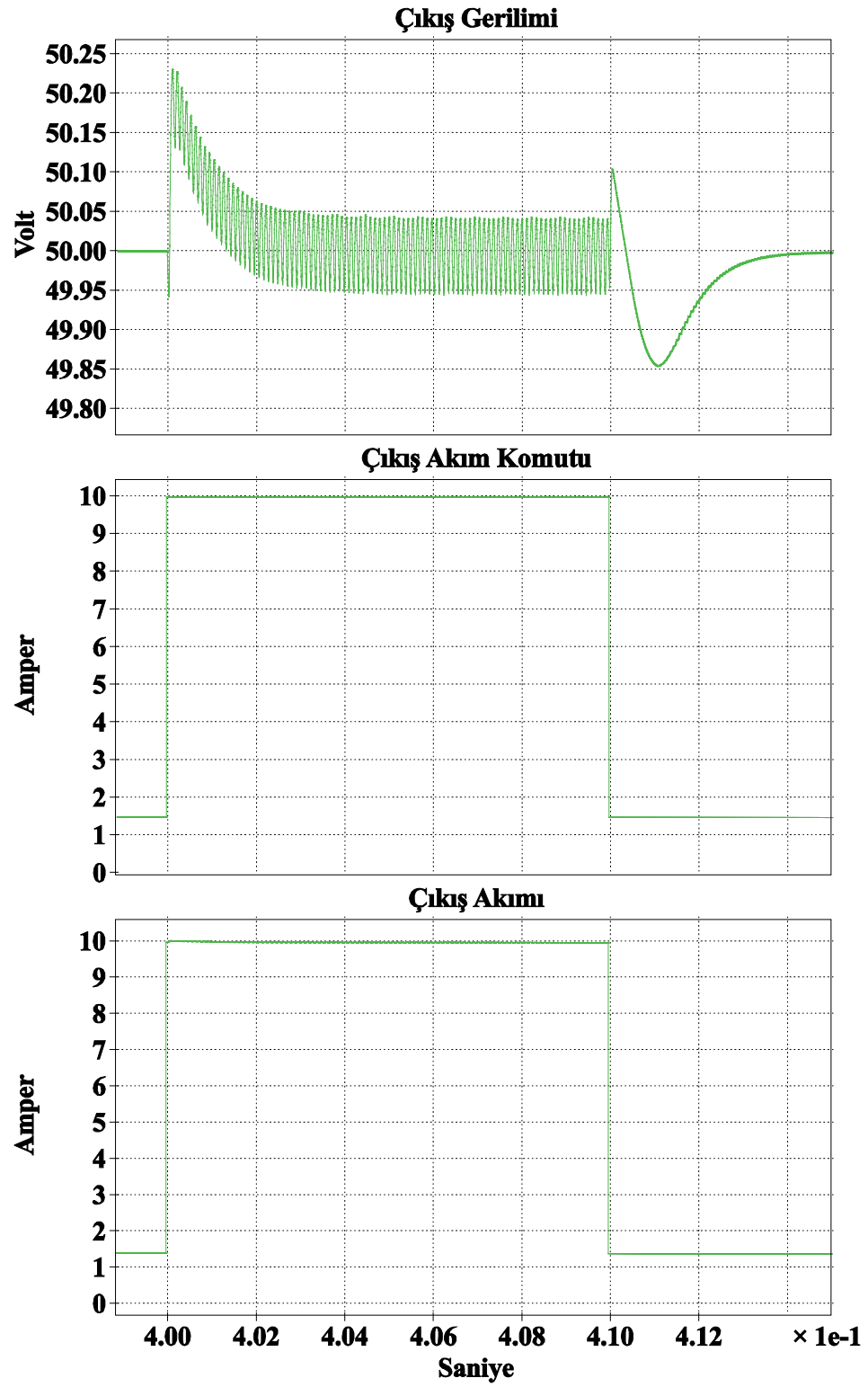
Şekil C.2: Farklı giriş gerilimlerinde çeviriciye enerji verilmesi (en düşük çıkış akımı).



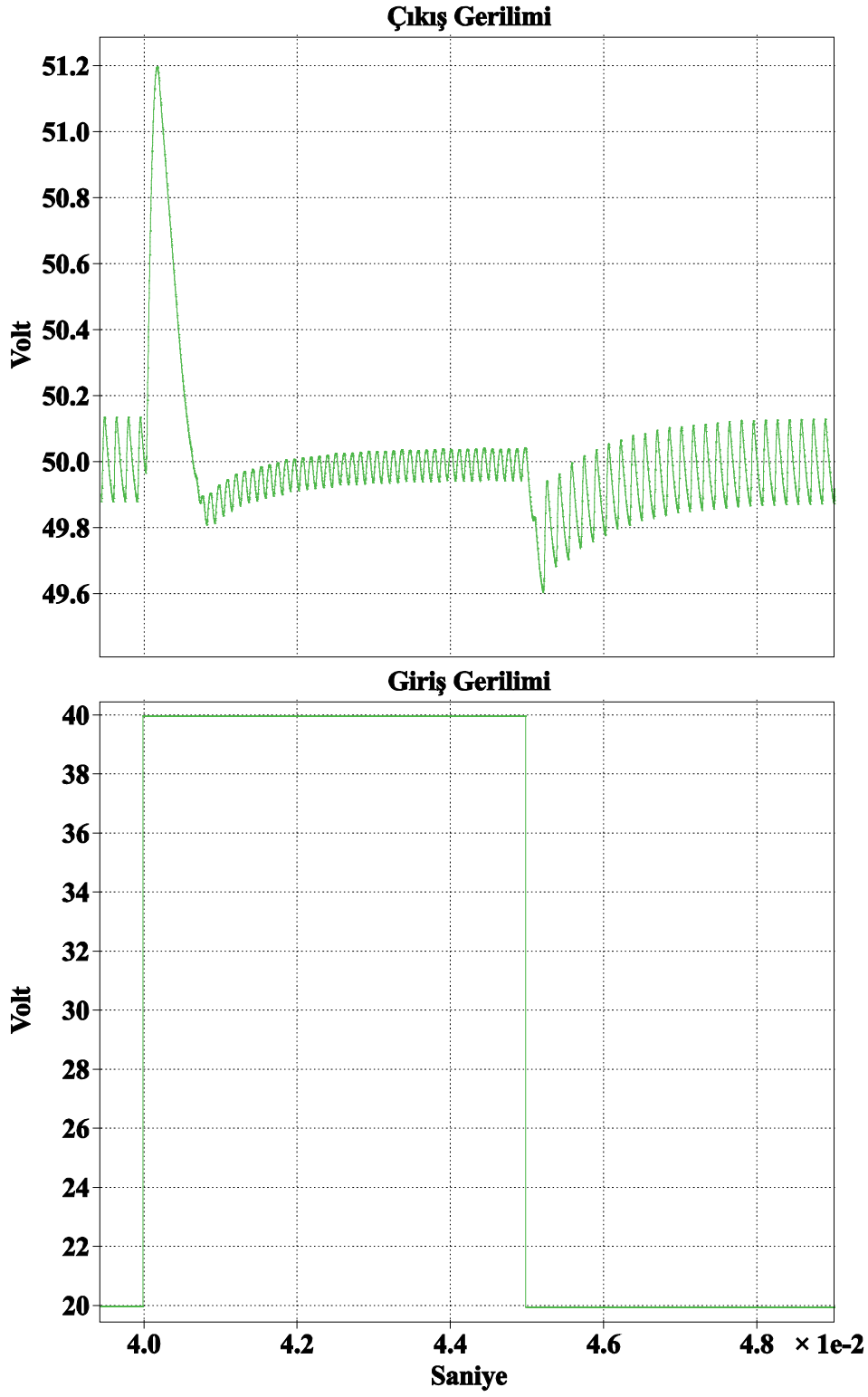
Şekil C.3: Giriş gerilimi 20V iken ani yük darbesi durumundaki çıkış gerilimi.



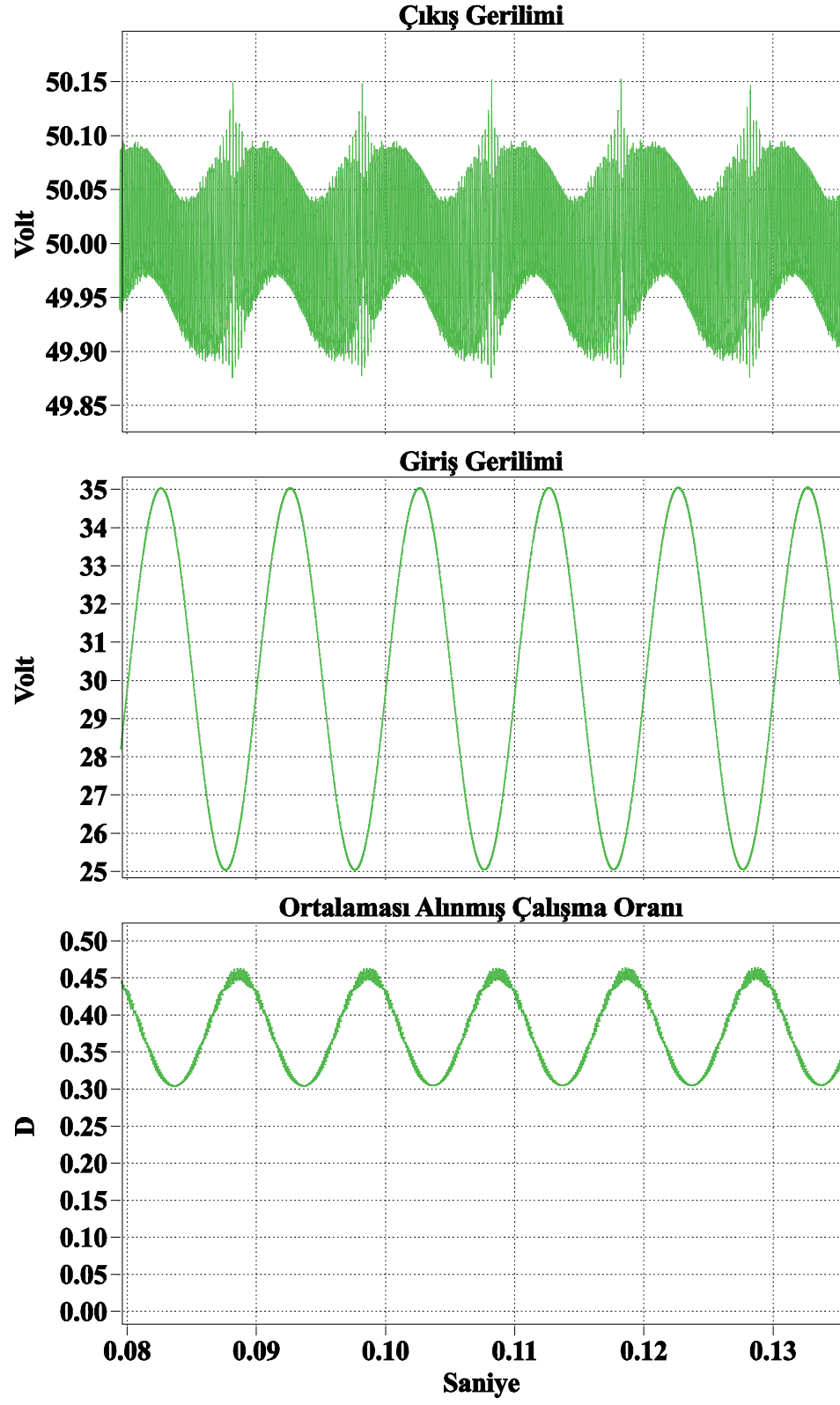
Şekil C.4: Giriş gerilimi 30V iken ani yük darbesi durumundaki çıkış gerilimi.



Şekil C.5: Giriş gerilimi 40V iken ani yük darbesi durumundaki çıkış gerilimi.



Şekil C.6: Giriş geriliminin ani değişimi durumundaki çıkış gerilimi.



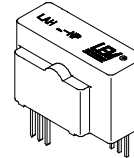
Şekil C.7: Tepeden tepeye 10V salınımlı giriş gerilimi durumundaki çıkış gerilimi.



## Current Transducer LAH 25-NP

$I_{PN} = 8-12-25 \text{ A}$

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed ..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



### Electrical data

|          |                                                      |                                                                                                      |                        |
|----------|------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------|
| $I_{PN}$ | Primary nominal r.m.s. current                       | 25                                                                                                   | At                     |
| $I_P$    | Primary current, measuring range <sup>1)</sup>       | 0 .. 55                                                                                              | At                     |
| $R_M$    | Measuring resistance @                               | $T_A = 70^\circ\text{C}$ $T_A = 85^\circ\text{C}$<br>$R_{M\min}$ $R_{M\max}$ $R_{M\min}$ $R_{M\max}$ |                        |
|          | with $\pm 12 \text{ V}$                              | @ $I_{PN} [\pm A_{DC}]$                                                                              | 0 257 0 252 $\Omega$   |
|          |                                                      | @ $I_{PN} [A_{RMS}]^{2)}$                                                                            | 0 155 0 150 $\Omega$   |
|          | with $\pm 15 \text{ V}$                              | @ $I_{PN} [\pm A_{DC}]$                                                                              | 67 371 70 366 $\Omega$ |
|          |                                                      | @ $I_{PN} [A_{RMS}]^{2)}$                                                                            | 67 236 70 231 $\Omega$ |
|          |                                                      | @ $I_P < I_{PN}^{3)}$                                                                                |                        |
| $I_{SN}$ | Secondary nominal r.m.s. current                     | 25                                                                                                   | mA                     |
| $K_N$    | Conversion ratio                                     | 1 - 2 - 3 : 1000                                                                                     |                        |
| $V_C$    | Supply voltage ( $\pm 5\%$ )                         | $\pm 12 \dots 15$                                                                                    | V                      |
| $I_C$    | Current consumption                                  | 10 ( $\pm 15\text{V}$ ) + $I_A$                                                                      | mA                     |
| $V_d$    | R.m.s. voltage for AC isolation test, 50/60 Hz, 1 mn | 5                                                                                                    | kV                     |
| $V_b$    | R.m.s. rated voltage <sup>4)</sup>                   | 600                                                                                                  | V                      |

### Accuracy - Dynamic performance data

|                 |                                                                       |                       |                          |
|-----------------|-----------------------------------------------------------------------|-----------------------|--------------------------|
| $X$             | Accuracy <sup>5)</sup> @ $I_{PN}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$          | $\pm 0.3$             | %                        |
| $\mathcal{E}_L$ | Linearity                                                             | $< 0.2$               | %                        |
| $I_O$           | Offset current @ $T_A = 25^\circ\text{C}$                             | Typ    Max            | $\pm 0.15$ mA            |
| $I_{OM}$        | Residual current @ $I_P = 0$ , after an overload of $5 \times I_{PN}$ | $\pm 0.20$ $\pm 0.25$ | mA                       |
| $I_{OT}$        | Thermal drift of $I_O$                                                | 0°C .. + 70°C         | $\pm 0.10$ $\pm 0.60$ mA |
|                 |                                                                       | - 25°C .. + 85°C      | $\pm 0.10$ $\pm 0.70$ mA |
| $t_a$           | Reaction time @ 10 % of $I_{PN}$                                      | $< 200$               | ns                       |
| $t_r$           | Response time <sup>6)</sup> @ 90 % of $I_{PN}$                        | $< 500$               | ns                       |
| $di/dt$         | di/dt accurately followed                                             | $> 200$               | A/ $\mu\text{s}$         |
| $f$             | Frequency bandwidth (- 1 dB)                                          | DC .. 200             | kHz                      |

### General data

|       |                               |                            |              |
|-------|-------------------------------|----------------------------|--------------|
| $T_A$ | Ambient operating temperature | - 25 .. + 85               | °C           |
| $T_s$ | Ambient storage temperature   | - 40 .. + 90               | °C           |
| $R_s$ | Secondary coil resistance     | @ $T_A = 70^\circ\text{C}$ | 99 $\Omega$  |
|       |                               | @ $T_A = 85^\circ\text{C}$ | 104 $\Omega$ |
| $m$   | Mass                          | 20                         | g            |
|       | Standards <sup>7)</sup>       | EN 50178                   |              |

Notes : 1) During 10 s, with  $R_M \leq 109 \Omega$  ( $V_C = \pm 15 \text{ V}$ ) - 2) 50 Hz Sinusoidal - 3) The measuring resistance  $R_{M\min}$  may be lower (see "LAH Technical Information" leaflet) - 4) Pollution class 2, cat. III - 5) Without  $I_O$  &  $I_{OM}$  - 6) With a di/dt of 100 A/ $\mu\text{s}$  - 7) A list of corresponding tests is available.

### Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

### Advantages

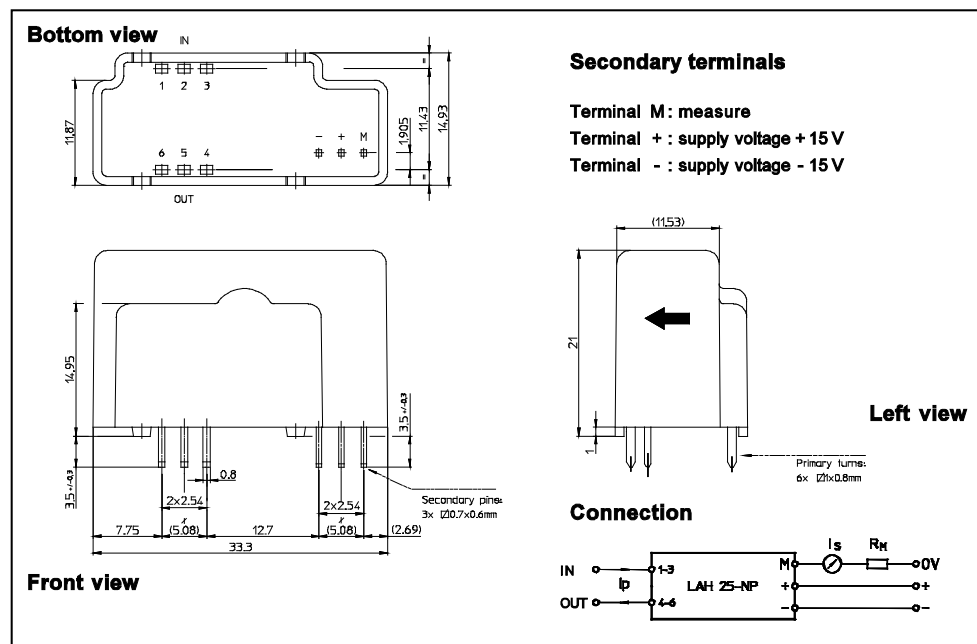
- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

### Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

010822/3

# Dimensions LAH 25-NP (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



| Number of primary turns | Primary current      |                   | Nominal output current $I_{SN}$ [mA] | Turns ratio $K_N$ | Primary resistance $R_p$ [mΩ] | Primary inductance $L_p$ [μH] | Recommended PCB connections             |
|-------------------------|----------------------|-------------------|--------------------------------------|-------------------|-------------------------------|-------------------------------|-----------------------------------------|
|                         | nominal $I_{PN}$ [A] | maximum $I_p$ [A] |                                      |                   |                               |                               |                                         |
| 1                       | 25                   | 55                | 25                                   | 1 : 1000          | 0.18                          | 0.012                         | 3 2 1 IN<br>○ ○ ○<br>○ ○ ○<br>OUT 4 5 6 |
| 2                       | 12                   | 27                | 24                                   | 2 : 1000          | 0.81                          | 0.054                         | 3 2 1 IN<br>○ ○ ○<br>○ ○ ○<br>OUT 4 5 6 |
| 3                       | 8                    | 18                | 24                                   | 3 : 1000          | 1.62                          | 0.110                         | 3 2 1 IN<br>○ ○ ○<br>○ ○ ○<br>OUT 4 5 6 |

## Mechanical characteristics

- General tolerance  $\pm 0.2$  mm
- Fastening & connection of primary Recommended PCB hole 6 pins 1 x 0.8 mm 1.5 mm
- Fastening & connection of secondary Recommended PCB hole 3 pins 0.7 x 0.6 mm 1.2 mm

## Remarks

- $I_s$  is positive when  $I_p$  flows from terminals 1, 2, 3 (IN) to terminals 6, 5, 4 (OUT).
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.

## LM158/LM258/LM358/LM2904

### Low Power Dual Operational Amplifiers

#### General Description

The LM158 series consists of two independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM158 series can be directly operated off of the standard +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional  $\pm 15V$  power supplies.

The LM358 and LM2904 are available in a chip sized package (8-Bump micro SMD) using National's micro SMD package technology.

#### Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

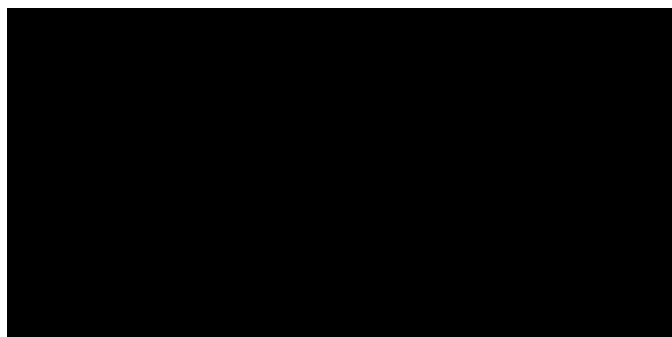
#### Advantages

- Two internally compensated op amps
- Eliminates need for dual supplies
- Allows direct sensing near GND and  $V_{OUT}$  also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

#### Features

- Available in 8-Bump micro SMD chip sized package, (See AN-1112)
- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain: 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:
  - Single supply: 3V to 32V
  - or dual supplies:  $\pm 1.5V$  to  $\pm 16V$
- Very low supply current drain (500  $\mu A$ )—essentially independent of supply voltage
- Low input offset voltage: 2 mV
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing

#### Voltage Controlled Oscillator (VCO)



00778723

# TLP250

Transistor Inverter

Inverter For Air Conditionor

IGBT Gate Drive

Power MOS FET Gate Drive

The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.

This unit is 8 lead DIP package.

TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input threshold current:  $I_F = 5\text{mA}(\text{max.})$
- Supply current ( $I_{CC}$ ):  $11\text{mA}(\text{max.})$
- Supply voltage ( $V_{CC}$ ):  $10 \sim 35\text{V}$
- Output current ( $I_O$ ):  $\pm 1.5\text{A}(\text{max.})$
- Switching time ( $t_{pLH}/t_{pHL}$ ):  $1.5\mu\text{s}(\text{max.})$
- Isolation voltage:  $2500\text{V rms}(\text{min.})$
- UL recognized: UL1577, file No.E67349
- Option (D4) type

VDE approved: DIN VDE0884/06.92, certificate No.76823

Maximum operating insulation voltage:  $630\text{V PK}$

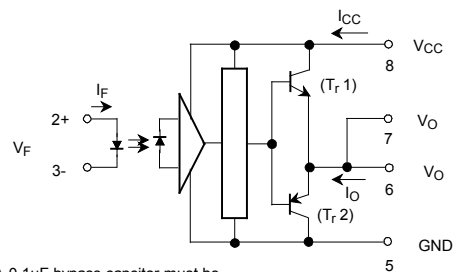
Highest permissible over voltage:  $4000\text{V PK}$

(Note) When a VDE0884 approved type is needed, please designate the "option (D4)"

- Creepage distance:  $6.4\text{mm}(\text{min.})$

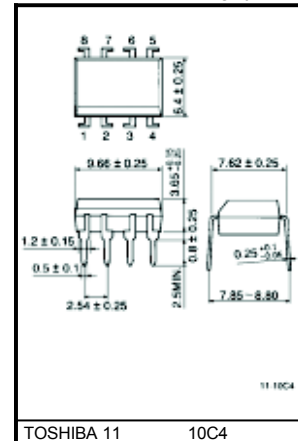
Clearance:  $6.4\text{mm}(\text{min.})$

## Schmatic Pin Configuration



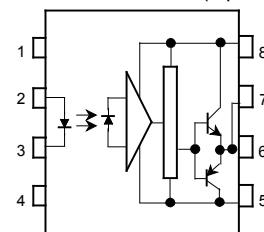
A  $0.1\mu\text{F}$  bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).

Unit in mm



Weight:  $0.54\text{g}$

(top view)



- 1 : N.C.
- 2 : Anode
- 3 : Cathode
- 4 : N.C.
- 5 : GND
- 6 :  $V_O$  (Output)
- 7 :  $V_O$
- 8 :  $V_{CC}$

## Truth Table

|           | Tr1 Tr2 |     |  |
|-----------|---------|-----|--|
| Input LED | On      | Off |  |
|           | Off     | On  |  |

## Regulating Pulse Width Modulators

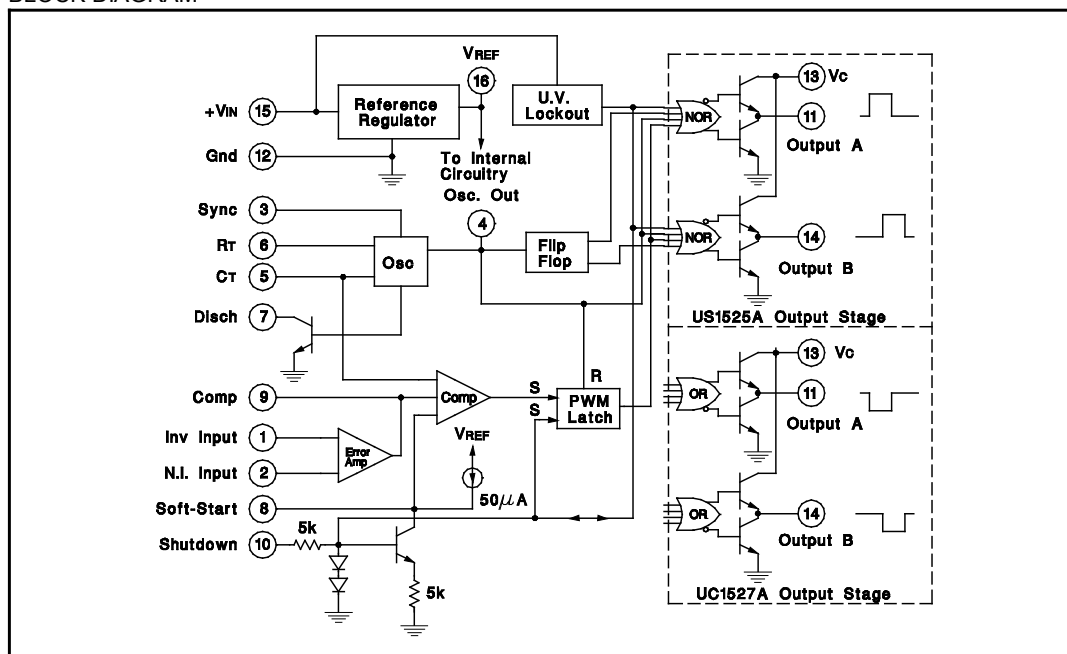
### FEATURES

- 8 to 35V Operation
- 5.1V Reference Trimmed to  $\pm 1\%$
- 100Hz to 500kHz Oscillator Range
- Separate Oscillator Sync Terminal
- Adjustable Deadtime Control
- Internal Soft-Start
- Pulse-by-Pulse Shutdown
- Input Undervoltage Lockout with Hysteresis
- Latching PWM to Prevent Multiple Pulses
- Dual Source/Sink Output Drivers

### DESCRIPTION

The UC1525A/1527A series of pulse width modulator integrated circuits are designed to offer improved performance and lowered external parts count when used in designing all types of switching power supplies. The on-chip +5.1V reference is trimmed to  $\pm 1\%$  and the input common-mode range of the error amplifier includes the reference voltage, eliminating external resistors. A sync input to the oscillator allows multiple units to be slaved or a single unit to be synchronized to an external system clock. A single resistor between the C<sub>T</sub> and the discharge terminals provides a wide range of dead-time adjustment. These devices also feature built-in soft-start circuitry with only an external timing capacitor required. A shutdown terminal controls both the soft-start circuitry and the output stages, providing instantaneous turn off through the PWM latch with pulsed shutdown, as well as soft-start recycle with longer shutdown commands. These functions are also controlled by an undervoltage lockout which keeps the outputs off and the soft-start capacitor discharged for sub-normal input voltages. This lockout circuitry includes approximately 500mV of hysteresis for jitter-free operation. Another feature of these PWM circuits is a latch following the comparator. Once a PWM pulse has been terminated for any reason, the outputs will remain off for the duration of the period. The latch is reset with each clock pulse. The output stages are totem-pole designs capable of sourcing or sinking in excess of 200mA. The UC1525A output stage features NOR logic, giving a LOW output for an OFF state. The UC1527A utilizes OR logic which results in a HIGH output level when OFF.

### BLOCK DIAGRAM



**33A, 200V, 0.085 Ohm, N-Channel  
Power MOSFET**

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA9295.

**Ordering Information**

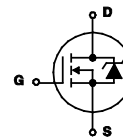
| PART NUMBER | PACKAGE | BRAND   |
|-------------|---------|---------|
| IRFP250     | TO-247  | IRFP250 |

NOTE: When ordering, use the entire part number.

**Features**

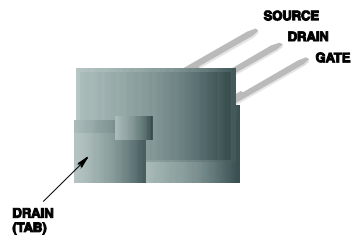
- 33A, 200V
- $r_{DS(ON)} = 0.085\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA Is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
  - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

**Symbol**



**Packaging**

**JEDEC STYLE TO-247**



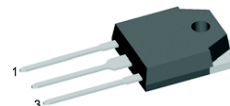
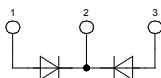
HiPerFRED<sup>2</sup>

High Performance Fast Recovery Diode  
Low Loss and Soft Recovery  
Common Cathode

Part number

DPG 60.C.200.QB

$$\begin{aligned} V_{RRM} &= 200 \text{ V} \\ I_{FAV} &= 2 \times 30 \text{ A} \\ t_{rr} &= 35 \text{ ns} \end{aligned}$$



Backside: cathode

## Features / Advantages:

- Planar passivated chips
- Very low leakage current
- Very short recovery time
- Improved thermal behaviour
- Very low  $I_{rm}$ -values
- Very soft recovery behaviour
- Avalanche voltage rated for reliable operation
- Soft reverse recovery for low EMI/RFI
- Low  $I_{rm}$  reduces:
  - Power dissipation within the diode
  - Turn-on loss in the commutating switch

## Applications:

- Antiparallel diode for high frequency switching devices
- Antisaturation diode
- Snubber diode
- Free wheeling diode
- Rectifiers in switch mode power supplies (SMPS)
- Uninterruptible power supplies (UPS)

## Package:

- Housing: TO-3P
- Industry standard outline compatible with TO-247
- Epoxy meets UL 94V-0
- RoHS compliant

| Symbol          | Definition                          | Conditions                                                                                                          | Ratings |      |                              | Unit             |
|-----------------|-------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------|------|------------------------------|------------------|
|                 |                                     |                                                                                                                     | min.    | typ. | max.                         |                  |
| $V_{RRM}$       | max. repetitive reverse voltage     | $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$                                                                                         |         |      | 200                          | V                |
| $I_R$           | reverse current                     | $V_R = 200 \text{ V}$<br>$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$<br>$V_R = 200 \text{ V}$<br>$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$       |         |      | 1<br>0.1                     | $\mu\text{A}$    |
| $V_F$           | forward voltage                     | $I_F = 30$<br>$I_F = 60$<br>$I_F = 30$<br>$I_F = 60$<br>$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$<br>$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$ |         |      | 1.34<br>1.63<br>1.06<br>1.39 | V                |
| $I_{FAV}$       | average forward current             | rectangular 0.5 d =<br>$T_C = 135^\circ\text{C}$                                                                    |         |      | 30                           | A                |
| $V_{FD}$        | threshold voltage                   | } for power loss calculation only<br>$T_{VJ} = 175^\circ\text{C}$                                                   |         |      | 0.70                         | V                |
| $r_F$           | slope resistance                    |                                                                                                                     |         |      | 10.5                         | m                |
| $R_{\theta JC}$ | thermal resistance junction to case |                                                                                                                     |         |      | 0.95                         | K/W              |
| $T_{VJ}$        | virtual junction temperature        |                                                                                                                     | -55     |      | 175                          | $^\circ\text{C}$ |
| $P_{tot}$       | total power dissipation             | $T_C = 25^\circ\text{C}$                                                                                            |         |      | 160                          | W                |
| $I_{FSM}$       | max. forward surge current          | $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine<br>$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$                                                    |         |      | 360                          | A                |
| $I_{RM}$        | max. reverse recovery current       | $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$                                                                                         |         |      | 3                            | A                |
| $t_{rr}$        | reverse recovery time               | $I_F = 30$ $V_R = 130$<br>$-di_F/dt = 200$<br>$T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$                                          |         |      | 7                            | A                |
|                 |                                     | $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$                                                                                         |         |      | 35                           | ns               |
|                 |                                     | $T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$                                                                                        |         |      | 55                           | ns               |
| $C_J$           | junction capacitance                | $V_R = V_J$ 150 pF $f = 1 \text{ MHz}$<br>$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$                                               |         |      | 50                           |                  |

## ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı: Furkan BAŞKURT  
Doğum Tarihi: 05 Eylül 1984  
Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi  
Elektrik Mühendisliği – 2008  
Yüksek Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi  
Elektrik Mühendisliği – 2012  
Web: [web.itu.edu.tr/baskurtf](http://web.itu.edu.tr/baskurtf)  
E-Posta: [baskurtf@itu.edu.tr](mailto:baskurtf@itu.edu.tr)



