**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

# ÜÇ FAZ IGBT KÖPRÜ DOĞRULTUCUNUN TASARIMI VE ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖR TABANLI RÜZGAR TÜRBİN SİSTEMLERİNDEKİ KONTROLÜ

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Taha Taner İNAL**

**Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Yüksek Lisans Programı**

**EKİM 2012**

**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

# ÜÇ FAZ IGBT KÖPRÜ DOĞRULTUCUNUN TASARIMI VE ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖR TABANLI RÜZGAR TÜRBİN SİSTEMLERİNDEKİ KONTROLÜ

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Taha Taner İNAL**
**(504091121)**

**Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Yüksek Lisans Programı**

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN**

**EKİM 2012**

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504091121 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Taha Taner İNAL**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı **"ÜÇ FAZ IGBT KÖPRÜ DOĞRULTUCUNUN TASARIMI VE ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖR TABANLI RÜZGÂR TÜRBİN SİSTEMLERİNDEKİ KONTROLÜ"** başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

| | | |
|---|---|---|
| **Tez Danışmanı :** | **Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN**<br>İstanbul Teknik Üniversitesi | ..... |
| **Jüri Üyeleri :** | **Prof. Dr. Müjde GÜZELKAYA**<br>İstanbul Teknik Üniversitesi | ..... |
| | **Prof. Dr. Ata MUĞAN**<br>İstanbul Teknik Üniversitesi | ..... |

**Teslim Tarihi :** **04 Mayıs 2012**
**Savunma Tarihi :** **08 Ekim 2012**

***Ataya, Anaya ve Anadolu'ya,***

## ÖNSÖZ

Bu tezi yapmamda desteklerini esirgemeyen değerli iş arkadaşlarıma, şirketimiz İstanbul Ulaşım A.Ş. yöneticilerine ve tez danışmanım Prof.Dr. Metin Gökaşan'a teşekkürü bir borç bilirim.

Ekim 2012

Taha Taner İnal
Elektrik Mühendisi

**İÇİNDEKİLER**

**Sayfa**

**ÖNSÖZ** ..... **vii**
**İÇİNDEKİLER** ..... **ix**
**KISALTMALAR** ..... **xi**
**ÇİZELGE LİSTESİ** ..... **xiii**
**ŞEKİL LİSTESİ** ..... **xv**
**ÖZET** ..... **xvii**
**SUMMARY** ..... **xxi**
**1. GENEL BİLGİ** ..... **1**
1.1 Çift Beslemeli Asenkron Generatör Tek Faz Eşdeğer Devresi ..... 5
1.2 Çift Beslemeli Asenkron Generatörde Güç Akışı ..... 8
**2. ŞEBEKE BAĞLANTILI ÇBAG TABANLI DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGAR TÜRBİN SİSTEMLERİ İÇİN ŞEBEKE TARAFI ÇEVİRİCİ VEKTÖR KONTROL SİSTEMİ** ..... **11**
2.1 abc-dq Eksen Takımı Dönüşümleri ..... 12
2.2 Rotor Tarafı Çevirici Kontrolü ..... 13
2.3 Şebeke Tarafı Çevirici Kontrolü ..... 17
**3. IGBT TABANLI ÜÇ FAZ DOĞRULTUCU BENZETİMİ** ..... **21**
3.1 Kontrolör Parametrelerinin Belirlenmesi ..... 21
3.2 Benzetim Çıktıları ..... 27
**4. IGBT TABANLI DOĞRULTUCU TASARIMI** ..... **41**
4.1 Kontrol Kartı ..... 41
4.2 Besleme Kartı ..... 46
4.3 IGBT Sürücü Kartı ..... 49
4.4 Ölçme Kartı ..... 51
4.4.1 AA ve DA akım ölçme devreleri ..... 51
4.4.2 AA ve DA gerilim ölçme devreleri ..... 54
4.4.3 Sıcaklık ölçme devreleri ..... 56
4.5 Güç Katı ..... 57
**5. DENEYSEL SONUÇLAR** ..... **65**
**KAYNAKLAR** ..... **73**
**ÖZGEÇMİŞ** ..... **75**

## KISALTMALAR

**ÇBAG** : Çift Beslemeli Asenkron Generatör
**AKGK** : Akım Kontrollü Gerilim Kaynağı
**VK** : Vektör Kontrolü
**DMK** : Doğrudan Moment Kontrolü
**DGK** : Doğrudan Güç Kontrolü
**THD** : Toplam Harmonik Distorsiyon
**MGNT** : Maksimum Güç Noktası Takibi
**PI** : Proporsiyonel-İntegral
**DA** : Doğru Akım
**AA** : Alternatif Akım
**GK** : Güç Kompanzasyonu
**DGM** : Darbe Genişlik Modülasyonu
**GÇ** : Güç Çarpanı
**FKD** : Faz Kenetleme Döngüsü

## ÇİZELGE LİSTESİ

**Sayfa**

**Çizelge 4.1 :** Besleme kartı teknik özellikleri..... 49

## ŞEKİL LİSTESİ

**Sayfa**


**Şekil 1.1 :** ÇBAG güç akış diyagramı (a) Senkronaltı (b) Senkronüstü. ..... 3
**Şekil 1.2 :** Kaymaya bağlı olarak şebekeye aktarılan gücün pu olarak gösterilişi. ... 3
**Şekil 1.3 :** ÇBAG ile yapılandırılmış rüzgar türbin sistemi genel görünümü. ..... 4
**Şekil 1.4 :** Asenkron motor klasik eşdeğer devresi. ..... 6
**Şekil 1.5 :** Asenkron motor statora indirgenmiş klasik eşdeğer devresi. ..... 7
**Şekil 1.6 :** Çift beslemeli asenkron makinanın statora indirgenen eşdeğer devresi... 8
**Şekil 1.7 :** Çift beslemeli asenkron makinalarda güç akışının blok şema gösterimi. 9
**Şekil 2.1 :** Rotor tarafı çevirici kontrol algoritması blok şema gösterimi. ..... 17
**Şekil 2.2 :** Şebeke tarafı çevirici şematik gösterimi. ..... 18
**Şekil 2.3 :** Şebeke tarafı çevirici kontrol algoritması blok şema gösterimi. ..... 20
**Şekil 3.1 :** Akım çevrimi için kullanılan simulink blok diyagramı. ..... 22
**Şekil 3.2 :** Akım çevrimi birim basamak yanıtı. ..... 23
**Şekil 3.3 :** Akım çevrimine ait açık çevrim köklerin yer eğrisi. ..... 23
**Şekil 3.4 :** Akım çevrimine ait kapalı çevrim bode diyagramı. ..... 24
**Şekil 3.5 :** Akım çevrimine ait açık çevrim bode diyagramı. ..... 24
**Şekil 3.6 :** Gerilim çevrimi için kullanılan simulink blok diyagramı. ..... 25
**Şekil 3.7 :** Gerilim çevrimi birim basamak yanıtı. ..... 25
**Şekil 3.8 :** Gerilim çevrimine ait açık çevrim köklerin yer eğrisi. ..... 26
**Şekil 3.9 :** Gerilim çevrimine ait kapalı çevrim bode diyagramı. ..... 26
**Şekil 3.10 :** Gerilim çevrimine ait açık çevrim bode diyagramı. ..... 27
**Şekil 3.11 :** Benzetim amacıyla hazırlanan Simulink blok şeması. ..... 28
**Şekil 3.12 :** Diğer kullanıcıları da içeren basitleştirilmiş şebeke modeli. ..... 29
**Şekil 3.13 :** Tasarlanan güç katının blok şema gösterimi. ..... 29
**Şekil 3.14 :** DA taraftan çekilen yüke dair modelin blok şema gösterimi. ..... 30
**Şekil 3.15 :** Ölçme ve analiz sistemi blok şema gösterimi. ..... 30
**Şekil 3.16 :** Kontrol algoritması blok şema gösterimi. ..... 31
**Şekil 3.17 :** Çeviriciye uygulanan yük gücü (Py) senaryosu. ..... 31
**Şekil 3.18 :** Çeviriciye uygulanan DA ara gerilim referansı. ..... 32
**Şekil 3.19 :** 0-4s aralığında DA ara gerilim. ..... 33
**Şekil 3.20 :** 0-4s aralığında AA hat akımı. ..... 34
**Şekil 3.21 :** 4-5s aralığında DA ara gerilim. ..... 34
**Şekil 3.22 :** 4-5s aralığında AA hat akımı. ..... 35
**Şekil 3.23 :** 5-8s aralığında DA ara gerilim. ..... 36
**Şekil 3.24 :** 5-8s aralığında AA hat akımı. ..... 36
**Şekil 3.25 :** 8-10s aralığında DA ara gerilim. ..... 37
**Şekil 3.26 :** 8-10s aralığında AA hat akımı. ..... 37
**Şekil 3.27 :** Hat akımlarının toplam harmonik distorsiyon değişimi. ..... 38
**Şekil 3.28 :** Şebeke aktif güç akışı. ..... 39
**Şekil 3.29 :** Şebeke reaktif güç akışı. ..... 39
**Şekil 3.30 :** Şebeke görünür güç akışı. ..... 40
**Şekil 3.31 :** Güç çarpanı değişimi. ..... 40
**Şekil 4.1 :** DSC'nin analog/digital çevirici yapısı. ..... 43

**Şekil 4.2 :** DSC'nin pinlerine bağlanan I/O sinyalleri. ..... 44
**Şekil 4.3 :** Tasarlanan kontrol kartından bir görünüm. ..... 45
**Şekil 4.4 :** Geliştirilen besleme kartının testlerinden bir görünüm. ..... 46
**Şekil 4.5 :** UC2845 entegresinin blok şema gösterimi. ..... 47
**Şekil 4.6 :** MOSFET gerilim ve akım dalga şekilleri a)GK1, b)GK2. ..... 47
**Şekil 4.7 :** MOSFET gerilim ve akım dalga şekilleri a)GK1, b)GK2. ..... 48
**Şekil 4.8 :** Kartın testleri ve kullanılan ekipmanlardan bir görünüm. ..... 48
**Şekil 4.9 :** Geliştirilen IGBT sürücü kartından bir görünüm. ..... 50
**Şekil 4.10 :** Üretilen PWM işareti ve IGBT kapı gerilimi. ..... 50
**Şekil 4.11 :** TP1 ile yapılandırılmış AC akım ölçme devresi. ..... 52
**Şekil 4.12 :** TP2 ile yapılandırılmış AC akım ölçme devresi. ..... 53
**Şekil 4.13 :** Sensör çıkışları ve üretilen ADC giriş dalga şekilleri. ..... 53
**Şekil 4.14 :** Akım devrelerin frekans tepkisi. ..... 54
**Şekil 4.15 :** İzole besleme kaynağının ölçme kartında görünümü. ..... 55
**Şekil 4.16 :** DC gerilim ölçme devresinin basamak girişe ait cevabı. ..... 55
**Şekil 4.17 :** Soğutucu sıcaklığı ölçme devresi çıkışı. ..... 57
**Şekil 4.18 :** Ortam sıcaklığı ölçme devresi çıkışı. ..... 57
**Şekil 4.19 :** Tasarlanan güç katından bir görünüm. ..... 59
**Şekil 4.20 :** 6 kondansatörlü güç katı teknik resmi. ..... 60
**Şekil 4.21 :** 4 kondansatörlü güç katı teknik resmi. ..... 60
**Şekil 4.22 :** Geliştirilen çevirici sisteminden bir görünüm. ..... 61
**Şekil 4.23 :** Çevirici sistemi ve kullanılan ekipmandan bir görünüm. ..... 61
**Şekil 4.24 :** Çevirici donanım yapısının blok şema gösterimi. ..... 62
**Şekil 5.1 :** Testlerde kullanılan osiloskop. ..... 65
**Şekil 5.2 :** Testlerde kullanılan diferansiyel gerilim probu. ..... 66
**Şekil 5.3 :** Testlerde kullanılan akım probu. ..... 66
**Şekil 5.4 :** DA ara gerilimin yumuşak yol verme davranışı. ..... 68
**Şekil 5.5 :** Çevirici hat akımının yumuşak yol verme davranışı. ..... 68
**Şekil 5.6 :** DA ara geriliminin yük girişine tepkisi. ..... 69
**Şekil 5.7 :** Çevirici hat akımının yük girişine tepkisi. ..... 69
**Şekil 5.8 :** Yüksüz durumda çevirici hat akımı. ..... 70
**Şekil 5.9 :** 2kW yüklü durumda çevirici hat akımı. ..... 70
**Şekil 5.10 :** 2kW yüklü durumda şebeke hat akımı. ..... 71
**Şekil 5.11 :** 2kW yüklü durumda AA kondansatör akımı. ..... 71
**Şekil 5.12 :** Çevirici donanım yapısının blok şema gösterimi. ..... 72

# ÜÇ FAZ IGBT KÖPRÜ DOĞRULTUCUNUN TASARIMI VE ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖR TABANLI RÜZGAR TÜRBİN SİSTEMLERİNDEKİ KONTROLÜ

## ÖZET


Bu tezde yapılan çalışma, MİLRES (Milli Rüzgar Enerji Sistemleri Geliştirilmesi ve Prototip Türbin Üretimi) Projesi çerçevesinde oluşturulmuştur. MİLRES projesi kapsamında, ilk olarak hedeflenen 500kW ÇBAG (çift beslemeli asenkron generatör, "DFIG") tabanlı bir rüzgar türbini geliştirilmesidir. Projenin elektronik sistemler iş paketi altında 50kW'lık bir rüzgar enerjisi donanım simülatörünün oluşturulması söz konusudur. Donanım simülatörünün amacı, generatör mili ile şebeke arasındaki enerji akışının kararlı bir biçimde aktarılmasını sağlayacak güç elektroniği devresi testlerinin gerçekleştirilmesi ve aynı zamanda bu güç devresi yardımıyla makinaya uygulanacak en uygun kontrol algoritmasına karar verilmesi için düşük güçte bir ortam sağlamasıdır. Bu kapsamda, 50kW donanım simülatöründe yer alacak frekans çeviricisi güç katı ve sürekli haldeki kontrolüne kabaca değinilerek şebeke tarafı çevirici tasarımı ve kontrolü bu tez altında daha ayrıntılı bir şekilde incelenmektedir. Ayrıca tasarlanan güç katı üstünde tasarlanan kontrol algoritması çalıştırılarak sistem çıktıları sunulmaya çalışılacaktır.

Rüzgârın sahip olduğu kinetik enerjinin, elektrik enerjisine dönüştürülmesi için rüzgar türbinleri kullanılmaktadır. Rüzgâr türbinleri, rüzgâr hızı esas alındığında, çalışma prensibine göre sabit hızlı ve değişken hızlı olmak üzere iki gruba ayrılmaktadır. Rüzgarın sahip olduğu kinetik enerjinin sabit olmamasından dolayı günümüzde kullanılan rüzgar türbinleri çoğunlukla değişken hızlı olarak üretilmektedir. Böylece rüzgardan maksimum şekilde yararlanılarak türbin verimi artırılmaktadır. Senkron hızın ±%30 hız aralığında çalışabilme ve kullanılan güç elektroniği dönüştürücü gücünün, generatör gücünün yaklaşık %30'u olması gibi avantajlarından dolayı son yıllarda değişken hızlı rüzgar türbinlerinde Çift Beslemeli Asenkron Generatör (ÇBAG) kullanımı yaygınlaşmıştır. Bu durum, güç elektroniği dönüştürücüsünün toplam gücü işleyebildiği bir sistemle karşılaştırıldığında, güç elektroniği dönüştürücüsündeki kayıpların azaltılabileceği anlamına gelmektedir. Ayrıca, dönüştürücü maliyeti diğer sistemlere göre daha düşük olmaktadır.

ÇBAG tabanlı rüzgâr türbin sistemlerinde de stator uçları doğrudan şebekeye bağlıyken, rotor devresi de bir frekans çeviricisi üzerinden şebekeye bağlanmaktadır. Bu durumda rotor devresi de kontrollü bir gerilim kaynağıyla beslenmiş olmakta ve bu şeklide rotor devresi ile şebeke arasında çift yönlü bir enerji akışı sağlanabilmektedir. ÇBAG tipi elektrik makinalarında güç akışı senkronaltı hızlarda şebekeden rotor sargılarına doğru olurken, senkronüstü hızlarda rotordan şebekeye doğru olmaktadır.

Sincap kafesli bir asenkron generatöre göre, kayma enerjisinin geri kazanımı ve ayrıca hem senkron generatör hem de sincap kafesli bir asenkron generatöre göre şebeke ile ara bağlantıyı sağlayan daha düşük güçte bir frekans çeviricisi

kullanılabilmesi, yüksek güçlü ve değişken hızlı rüzgar türbin sistemlerinde bilezikli asenkron generatör kullanımına teşvik etmektedir.

Burada kullanılan frekans çeviricisi, IGBT tabanlı 3 faz tam dalga akım kontrollü gerilim kaynağı (AKGK) olarak tasarlanan iki adet alt çeviricinin sırasıyla AA-DA-AA dönüşümünü yapacak biçimde bir kondansatör bloğu üzerinde art arda bağlanmasıyla oluşturulmaktadır. Çevirici ismini rotor ve şebeke frekanslarının farklı olmasından almaktadır. Yaptığı iş mekanik hıza bağımlı olarak rotorda endüklenen gerilimin frekansı ile şebekenin frekansını birbirinden ayrıştırarak enerji akışını sağlamaktır.

Literatürde Vektör Kontrolü (VK), Doğrudan Moment Kontrolü (DMK) ve Doğrudan Güç Kontrolü (DGK) gibi çeşitli kontrol yöntemleri sunulmaktadır. Vektör denetimiyle yapılan güç kontrolü karmaşık hesaplama yapısı, makine parametrelerine bağımlılığı bir yana bırakıldığında Toplam Harmonik Distorsiyon (THD), Maksimum Güç Noktası Takibine (MGNT) uygunluk, dayanıklılık ve sensör kısıtlarının diğerlerine nazaran daha az olması açısından tercih edilebilecek bir kontrol yöntemidir. Gelişen işlemci ve yazılım kütüphaneleri sayesinde hesaplama karmaşıklığının da bir nebze olsun azaltıldığı düşünülürse VK algoritması, makina ve frekans çeviricisinin kontrolü için tercih sebebi olabilir.

VK algoritmasında, şebeke tarafındaki çevirici ile bir yandan ara gerilimi sabit tutulmaya çalışılırken bir yandan da rotor ile şebeke arasındaki aktif ve reaktif güç akışı kontrol edilmektedir. Bununla birlikte rotor tarafındaki çevirici ile bir yandan akı kontrol edilirken bir yandan da stator hattındaki aktif ve reaktif enerji akışı düzenlenmektedir.

Makinanın kontrolünün yapılabilmesi için ABC eksen takımından DQ eksen takımına geçilerek referans işaretler üretilmekte ve bu işaretlerde IGBT'ler için anahtarlama işaretlerinin üretilmesi amacıyla modülasyon işlemine tabi tutulmaktadır.

ABC eksen takımından DQ eksen takımına geçilerek alternatif gerilim ve akım büyüklüklerinin, doğru akım gibi düşünülerek kontrol algoritmasının oluşturulması basitleştirilmektedir. Ayrıca bu dönüşüm sayesinde aktif ve reaktif güçlerin kontrolü birbirinden bağımsız bir şekilde yapılabilmektedir.

Sistem benzetimi için MATLAB/Simulink ortamından yararlanılmıştır. Bu benzetimdeki amaç gerçeklemeye geçilmeden önce tasarlanan güç katının kontrolünün sağlanması amacıyla uygun kontrolör parametrelerinin saptanması ve belirlenen bu parametreler ile sistem davranışının incelenmesidir. Bu bölümde ilk olarak sistem basitleştirilmiş modeli kullanılarak kontrol parametrelerinin belirlenmesinden bahsedilecek, sonrasında ise bu kontrolör parametreleri sistem benzetiminde kullanılarak çıktılar yorumlanacaktır.

Şebeke tarafı çevirici akımlarının d ekseni bileşeni ile DA ara gerilim ayarlanırken, q ekseni bileşeni de kaynak ile rotor hattı arasında akacak olan reaktif gücün kontrolünde kullanılmaktadır. Bu işlevleri gerçekleştirmek amacıyla kaskad kontrolör yapısından yararlanılmaktadır. Bu yapıda iç çevrim akım çevrimi olarak tasarlanırken dış çevrim gerilim çevrimi olarak tasarlanır ve her iki çevrimde de PI kontrolör yapısından yararlanılmıştır.

Kaskad kontrolör yapılarında ise kararlılığın sağlanması için iç çevrim dış çevrime göre daha hızlı olarak tasarlanmalıdır. O halde akım çevrimlerinin gerilim

çevrimlerine göre daha hızlı olarak tasarlanması odaklanılması gereken önemli bir nokta olarak karşımıza çıkar.

Bu amaçla kontrolör parametrelerinin belirlenmesinde MATLAB/Sisotool'dan yararlanılmıştır. Bu arayüzde Bode diyagramları ve kök eğrileri gözlemlenerek "Robust Response Time" arama aracı yardımıyla kontrolör parametreleri belirlenmiştir.

Sistemin gerçeklenmesinde karşımıza bazı fiziksel kısıtlamalar çıkmaktadır. Bu nedenle benzetimde dikkat edilmesi gerekli önemli mevzulardan bir tanesi bu fiziksel sınırların dışına çıkılmamasıdır.

Ayrıca sistemde enerji akışı sağlanırken şebeke üzerindeki etkileri de incelenecektir. Bilindiği üzere şebekeye basılan ya şebekeden çekilen enerji kısıtları da standartlarla belirlenmiştir. Bu incelemeyi yaparken THD (Toplam Harmonik Distorsiyon) ve PF ('Power Factor', yani Güç Faktörü) gibi matematiksel ifadelerle tarif yoluna gidilecektir.

Benzetim çalışmasında, uygulamada karşımıza çıkabilecek çeşitli yük durum ve geçişleri için hazırlanan ve DA taraftan uygulanacak yük gücü (Py) senaryosu kapsamında incelemeler yapılarak sistem performansındaki değişim gözlemlenmiştir.

Tasarım bölümünde, doğrultucunun beklenen işlevlerini yerine getirebilmesi için gerekli olan alt birimlerden bahsedilmektedir. Bu alt birimlerin tasarımlarına genel hatlarıyla değinilerek karakteristikleri osiloskop çıktıları ile desteklenmektedir.

Son bölümde ise, daha önce tasarımı yapılan güç katı şebeke tarafı çevirici algoritması ile çalıştırılmış ve osiloskop kayıtları sunulmuştur.

**DESIGN AND CONTROL ALGORITHM OF THREE PHASE PWM RECTIFIER FOR THE WIND TURBINE SYSTEMS WITH DFIG CONFIGURATION**

## SUMMARY

This thesis get its topic from the MILRES (National Wind Energy Systems Development and Prototype Turbine Production) Project. Within the scope of the project, firstly 500kW wind turbine will develop with the DFIG configuration. Under the electronic systems work package, hardware in the loop (HIL) system will be established for the wind energy with 50kW DFIG. The scope of the HIL system is power electronic systems and control algorithms for the machine and electrical energy conversion. In this context, it will be touched briefly on the frequency converter and steady state control of that. In addition, grid side converter design and control algorithm for the converter will be analyzed deeply. In addition, the control algorithm is designed, the system also outputs generated at the power stage are represented.

To have the wind kinetic energy, wind turbines are used to convert electrical energy. Wind turbines, wind speed, are considered, including work on the principle of fixed speed and variable speed divided into two groups. In the absence of a fixed kinetic energy of wind-owned wind turbines are mostly used today are produced in variable speed. Thus, making use of the wind turbine efficiency is increased to the maximum. Used to work in the range of ± 30% of synchronous speed and so power electronics converter power is approximately 30% of the generator power. Due to these advantage of double-feed induction generator (DFIG), it has been widespread use within the variable speed wind turbines in recent years. This is compared with a system that can handle the total power converter power electronics, power electronics converter could be reduced by means of losses. In addition, the cost of the converter is less than other systems.

DFIG-based wind turbine systems are connected directly to the network ends of the stator, the rotor circuit is connected to the grid via a frequency converter. In this case, the rotor circuit and being fed in a controlled voltage source circuit and the supply of the rotor in this way a bi-directional power flow can be achieved. In the DFIG type electrical machines, power flow towards electrical energy networks to the rotor circuit within the sub-synchronous speeds, while it towards rotor circuit to the grid within the super-synchronous speeds.

As an economical wind power generation, doubly-fed induction generator (DFIG) based wind generator has become the most widely used wind turbine.

High-power and variable-speed wind turbine systems is encouraged to use DFIG for two reasons: Firstly, in contrast to a squirrel cage induction generator, slip energy recovery is provided. Secondly, in contrast to not only a squirrel-cage induction generator but also synchronous generator based wind turbine, frequency converter that connects the grid and the generator can be used at lower power.

Used frequency converter is designed as two sub-converter to do the conversion of AC-DC-AC. These are IGBT-based 3-phase full-wave current-controlled voltage source (CCVS) power converter and connected back-to-back on the DC capacitor bank. The name of the converter comes from the fact that the rotor and the mains have the different frequencies. The rotor voltage frequency induced by the mechanical speed of the generator and the voltage frequency of the network are decoupled to each other to ensure that the flow of energy.

Large non-sinusoidal input current with increased harmonic content causes serious power quality problems. In general, the source of these current harmonics is the front-end uncontrolled rectifier using either a full-wave diode or an SCR bridge followed by a large electrolytic capacitor. These rectifiers do not comply with the new standards.

With severe regulations and economic restraints in recent years, three-phase PWM rectifiers have become increasingly popular due to their ability to provide near unity power factor, instantaneous power flow reversal and low harmonic content.

The PWM rectifiers can be divided in two main categories: buck-type rectifiers and boost-type rectifiers. The buck-type rectifiers can deliver a voltage less than that of an uncontrolled diode bridge. It is however rarely used in practice because it requires bi-directional switches and the input current is discontinuous, thus it requires a very large filter in order to achieve sinusoidal current. The boost-type rectifier is by far the most popular topology used for PWM rectifiers due to its simple hardware structure, a standard six switches voltage source converter (VSC). In addition, the input current is continuous, thus the input current filtering is much easier. In these reasons, boost-type PWM rectifier is selected in our system.

In the literature Vector Control (VC), Direct Torque Control (DTC) and Direct Power Control (DPC) are presented as various control methods. Vector control with power control, leaving aside complex computing structure and dependence on machine parameters; lower Total Harmonic Distortion (THD), availability of Maximum Power Point Tracking (MPPT), durability, and the less terms of constraints of sensor can be chosen as control method for the generator. With developing processor and software libraries, computational complexity of the algorithm is a little bit reduced. Thus, VC algorithm may be prefered for control of the machinery and the frequency converter.

In the VC algorithm, on the one hand DC link voltage is tried to be maintained as a constant while active and reactive power flow is controlled between the grid and the rotor via grid-side power converter. At the same time, on the one hand stator flux is tried to be controlled while active and reactive power flow is arranged between the stator and the grid via rotor-side power converter.

In order to control the machine, variable amplitude is transformed from the abc reference frame to the dq reference frame. In this way, reference signs are produced and these signals are subject to modulation in order to generate the switching signals.

Via the transformation from the abc reference frame to the dq reference frame, alternating voltage and current magnitudes are thought as DC variables. In this way, application of the control algorithm is simplified. In addition, owing to this transformation, control of the active and reactive power flow is performed independently from each other.

MATLAB/Simulink environment was used for the system simulation. Purpose of this simulation is determination of the control parameters that converter operate appropriately and investigate the behavior of the system before proceeding implementation. In this chapter, it is discussed the determination of the control parameters in the system by using a simplified model, then the behavior of the system is simulated by using this controller parameters and outputs is interpreted.

DC link voltage is setting via the d-axis component of the line currents of the grid-side converter. Reactive power flow between the grid and the rotor circuit is controlled via the q-axis component of the line currents of the grid-side converter. In order to carry out these functions, it is taken advantage the structure of the cascade controller. In this structure, the inner loop is designed as current loop and the outer loop is designed as voltage loop. In addition, PI controller structure is used in the two cycles.

To ensure the stability of the structure of the cascade controller, the inner loop must be designed more faster than the outer loop. Then the design of the current control loop faster than the voltage control loop is seen as an important point to focus on.

For this purpose, MATLAB/Sisotool is used for the determination of the parameters of the controller. In this interface, controller parameters were determined with the help of "Robust Response Time" search tool by observing Bode diagrams and root curves.

During the implementation of the real system, some physical constraints are present. For this reason, not to exceed physical limits must be considered one of the important issues also in the simulation. These limits are inductance current, capacitor voltage, IGBT current and voltage for the electrical analysis. Thermal analysis will be made during the implementation phase.

Also the effects of the system are examined on the network while the energy flow continues. As is known, the energy constraints of the network is published in the standards. In order to do this examination, mathematical terms will be described such as THD (Total Harmonic Distortion) and PF (Power Factor).

In the simulation of the system, various load condition and transition of the various state of the load are applied to DC link voltage side terminal of the system. These conditions are thought such that worst case conditions are examined. In this way, converter characteristic is investigated for the worst case conditions.

In the design section, necessary sub-units of the three phase PWM rectifier system and expected function are mentioned in general. This is an overview of the design of the sub-units are supported with the oscilloscope records.

In the last chapter, the power stage designed before is operated with grid-side converter algorithm and oscilloscope records are displayed and interpreted.

# 1. GENEL BİLGİ

Bu tez, içeriğini MİLRES (Milli Rüzgar Enerji Sistemleri Geliştirilmesi ve Prototip Türbin Üretimi) Projesi'nden almaktadır. Bu proje kapsamında, ilk olarak hedeflenen 500kW ÇBAG (çift beslemeli asenkron generatör, "DFIG") tabanlı bir rüzgar türbinidir. Projenin elektronik sistemler iş paketi altında 50kW'lık bir rüzgar enerjisi donanım simülatörünün oluşturulması söz konusudur. Donanım simülatörünün amacı, generatör mili ile şebeke arasındaki enerji akışının kararlı bir biçimde aktarılmasını sağlayacak güç elektroniği devresinin testlerinin gerçekleştirilmesi ve aynı zamanda bu güç devresi yardımıyla makinaya uygulanacak en uygun kontrol algoritmasına karar verilmesi için düşük güçte bir ortam sağlamasıdır. Bu kapsamda, 50kW donanım simülatöründe yer alacak frekans çeviricisi güç katı ve sürekli haldeki kontrolüne kabaca değinilerek şebeke tarafı çevirici tasarımı ve kontrolü bu tez altında daha ayrıntılı bir şekilde incelenecektir.

Rüzgârın sahip olduğu kinetik enerjinin, elektrik enerjisine dönüştürülmesi için rüzgar türbinleri kullanılmaktadır. Rüzgâr türbinleri, rüzgâr hızı esas alındığında, çalışma prensibine göre sabit hızlı ve değişken hızlı olmak üzere iki gruba ayrılmaktadır. Rüzgarın sahip olduğu kinetik enerjinin sabit olmamasından dolayı günümüzde kullanılan rüzgar türbinleri çoğunlukla değişken hızlı olarak üretilmektedir. Böylece rüzgardan maksimum şekilde yararlanılarak türbin verimi artırılmaktadır. Senkron hızın ±%30 hız aralığında çalışabilme ve kullanılan güç elektroniği dönüştürücü gücünün, generatör gücünün yaklaşık %30'u olması gibi avantajlarından dolayı son yıllarda değişken hızlı rüzgar türbinlerinde Çift Beslemeli Asenkron Generatör (ÇBAG) kullanımı yaygınlaşmıştır. Bu durum, güç elektroniği dönüştürücüsünün toplam gücü işleyebildiği bir sistemle karşılaştırıldığında, güç elektroniği dönüştürücüsündeki kayıpların azaltılabileceği anlamına gelmektedir. Ayrıca, dönüştürücü maliyeti diğer sistemlere göre daha düşük olmaktadır.

Mevzubahis sistemde kullanılacak generatörün yapısını anlamak amacıyla genel asenkron makina yapılarından bahsetmek gereklidir. Asenkron makinalar iki ana kısımdan oluşmaktadır. Bunlardan birincisi, stator nüvesi ve sargıları; diğeri ise rotor

nüvesi ve sargılarıdır. Rotor sargı yapısına göre de iki temel çeşit asenkron makina mevcuttur.

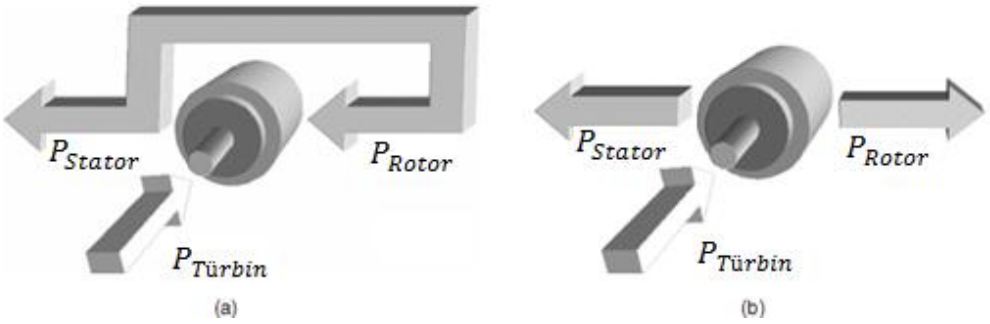
Bunlardan biri sincap kafesli asenkron makina olup rotor sarımları aliminyum çubuklardan oluşmakta ve bu çubuklar da her iki tarafında ayrı ayrı birbiriyle kısa devre edilerek bir kafes yapısı oluşturulmakta ve ismini de buradan almaktadır. Bu tarz asenkron makinalarda rotor devresine doğrudan müdahale mümkün değildir ve asenkron makinanın doğasından kaynaklı kaymayla doğru orantılı olarak ortaya çıkan kayma enerjisi rotor devresi üzerinde harcanarak ısıya dönüşmektedir.

Diğer bir çeşit olan bilezikli asenkron makinanın rotoru ise bakır sargılardan müteşekkildir ve genellikle herbir faza ait sargıların birer ucu yıldız bağlanırken diğer uçları karbon fırçalar yardımıyla ve rotor üzerine tespit edilen her bir faza ait birer bileziğe çıkarılmaktadır. Herbir faza ait olan bilezikler halka şeklinde sürekli bir yapıda olup birbirlerinden yalıtılmışlardır. Dışarıya çıkarılan bu rotor uçları sayesinde kayma enerjisinin geri kazanımını sağlamak mümkün olmaktadır.

Bilezikli asenkron makinalarda stator uçları doğrudan şebekeye bağlıyken, rotor devresine müdahale geleneksel yöntemlerde dışarıdan kademeli dirençlerin eklenmesi ve bu direncin değerinin el ile (reosta), kontaktörlerle ya da yakın zamanlarda ise anahtarlama ile değiştirilmesi yoluna gidilmiştir. Bu yöntemlerle kayma enerjisi rotor devresi üzerinde harcanmaktadır. Zaman içinde gelişen güç elektroniği ekipmanları ve kontrol yöntemleriyle kayma enerjisinin geri kazanımı mümkün kılınmıştır.

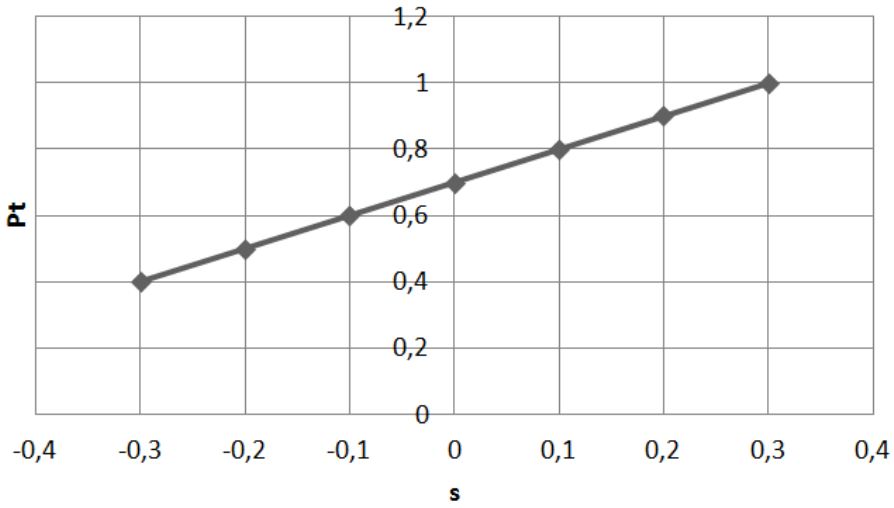
Rüzgâr türbin sistemlerinde de stator uçları doğrudan şebekeye bağlıyken, rotor devresi de bir frekans çeviricisi üzerinden şebekeye bağlanmaktadır. Bu durumda rotor devresi de kontrollü bir gerilim kaynağıyla beslenmiş olmakta ve bu şeklide rotor devresi ile şebeke arasında çift yönlü bir enerji akışı sağlanabilmektedir. İşte burada kullanılan bilezikli asenkron makinanın ÇBAG olarak isimlendirilmesinin sebebi bu durumdan ileri gelmektedir[1].

Bilezikli asenkron motorlar hem senkronaltı hem de senkronüstü motor veya generatör olarak çalıştırılabilirler. Rüzgar türbinlerinde kullanılan bilezikli asenkron makinalarda ise sadece senkronaltı ve senkronüstü generatör çalışmadan bahsedilebilir. İşte bu noktada senkronaltı ve senkronüstü generatör çalışma durumlarının anlaşılması önem arzetmektedir.




**Şekil 1.1 :** ÇBAG güç akış diyagramı (a) Senkronaltı (b) Senkronüstü.

Yukarıdaki diyagramdan da görülebileceği üzere ÇBAG tipi elektrik makinalarında güç akışı senkronaltı hızlarda şebekeden rotor sargılarına doğru olurken, senkronüstü hızlarda rotordan şebekeye doğru olmaktadır.




**Şekil 1.2 :** Kaymaya bağlı olarak şebekeye aktarılan gücün pu olarak gösterilişi.

Ayrıca asenkron makinanın hız-moment karakteristiği yüksek kayma bölgesi, azami moment bölgesi ve düşük kayma bölgesi (lineer bölge) olmak üzere üç temel bölgeye ayrılabilir. Rüzgâr türbin sisteminde, asenkron makina, senkron hızın ±%30'unda çalışılabilecek şekilde tasarlanmalıdır. Böylece generatörün moment-hız karakteristiğinde lineer bölgede kalınarak kontrol algoritması tasarımının daha kolay uygulanabilirliği sağlanacaktır.

Yukarıda sıkça bahsettiğimiz kayma ifadesi aşağıdaki gibi verilebilir.

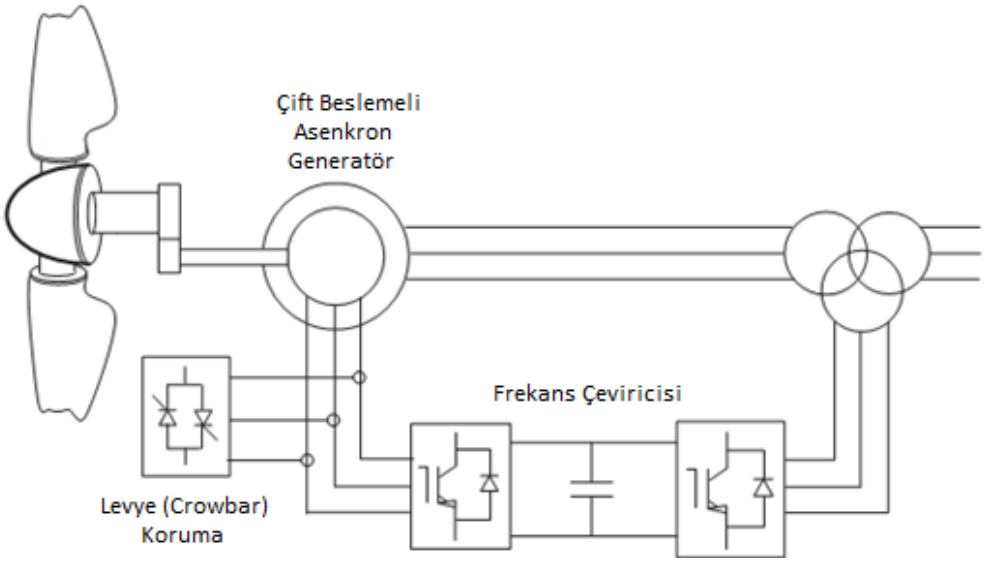
$$s = \frac{n_s - n_m}{n_s} \tag{1.1}$$

Burada $n_s$, senkron hız ve $n_m$, rotor mil (mekanik) hızıdır. Makinadaki hız ifadesi aşağıdaki şekilde verilmektedir.

$$n = \frac{60f}{P}[d/dk] \quad \textbf{(1.2)}$$

Bu ifadede f yerine statora uygulanan şebeke frekansı ($f_s$) ve P=2p yerine de kutup çifti sayısı yazılarak senkron hız belirlenir.

Sincap kafesli bir asenkron generatöre göre, kayma enerjisinin geri kazanımı ve ayrıca hem senkron generatör hem de sincap kafesli bir asenkron generatöre göre şebeke ile ara bağlantıyı sağlayan daha düşük güçte bir frekans çeviricisi kullanılabilmesi, yüksek güçlü ve değişken hızlı rüzgar türbin sistemlerinde bilezikli asenkron generatör kullanımına teşvik etmektedir. Bilezikli asenkron generatör ile yapılandırılmış bir rüzgâr türbin sisteminin genel görünümü aşağıdaki şekilde verilmiştir.




**Şekil 1.3 :** ÇBAG ile yapılandırılmış rüzgar türbin sistemi genel görünümü.

Şekilde de görüldüğü üzere generatörün stator sargı uçları şebekeye doğrudan bağlanırken, rotor sargı uçları bir frekans çeviricisi yardımıyla bağlanmaktadır. Bu frekans çeviricisi IGBT tabanlı 3 faz tam dalga akım kontrollü gerilim kaynağı (AKGK) olarak tasarlanan iki adet alt çeviricinin sırasıyla AA-DA-AA dönüşümünü yapacak biçimde bir kondansatör bloğu üzerinde art arda bağlanmasıyla oluşturulmaktadır. Çevirici ismini rotor ve şebeke frekanslarının farklı olmasından almaktadır. Yaptığı iş mekanik hıza bağımlı olarak rotorda endüklenen gerilimin frekansı ile şebekenin frekansını birbirinden ayrıştırarak enerji akışını sağlamaktır. Ayrıca gerilim ve akımın belirlenen sınırların dışına çıkarak generatör ve güç katına zarar vermesi de levye (crowbar) koruma devresi kullanılarak önlenmektedir.

Tasarlanacak olan frekans çeviricisinin sınırlarını saptayabilmek adına, rotor hattında endüklenecek gücün yukarıda bahsedildiği gibi kaymaya bağlı olduğunun görülebilmesi adına asenkron makina tek faz eşdeğer devresinin anlaşılması faydalı olacaktır.

### 1.1 Çift Beslemeli Asenkron Generatör Tek Faz Eşdeğer Devresi

Rotor hareketsiz haldeyken makina bir transformatör gibi davranmaktadır. O halde endüklenen gerilimler arasında,

$$\frac{E_{r,AD}}{E_s} = \text{ü} \tag{1.3}$$

ifadesinden bahsedilebilir.

$E_s$ : Stator sargılarında endüklenen gerilim

$E_{r,AD}$ : Rotor sargılarında endüklenen açık devre gerilimi (rotor hareketsiz halde)

ü : Efektif çevrim oranı

Burada ü terimi hesaplanırken iki unsura dikkat edilmesi gereklidir. Bunlardan birincisi, rotor sarım sayısı ile stator sarım sayısı arasındaki çevrim oranı; ikincisi ise faz sargılarının bağlanma şeklidir. Faz sargılarının bağlanma şeklini bir $\propto$ katsayısı ile sembolize edecek olursak:

$$\text{ü} = \frac{N_r}{N_s} \propto \tag{1.4}$$

$\propto = \sqrt{3}$ (stator sargıları üçgen, rotor sargıları yıldız bağlı ise)

$\propto = 1/\sqrt{3}$ (stator sargıları üçgen, rotor sargıları yıldız bağlı ise)

$\propto = 1$ (stator ve rotor sargılarının ikiside üçgen ya da ikisi de yıldız bağlı ise)

$N_s$ : Stator sarım sayısı

$N_r$ : Rotor sarım sayısı

Rotorun herhangi bir hızda döndüğü durumda ise, rotor geriliminin genlik ve frekansının bağıl hızla doğru orantılı olarak değişmesi rotor eşdeğer devresinin değişmesine sebep olur. Böylece ifadeler aşağıdaki gibi yeniden şekillendirilir.

$$E_r = sE_{r,AD} = s\ddot{u}E_s \quad \textbf{(1.5)}$$

$$f_r = sf_s \quad \textbf{(1.6)}$$

$$X_r = 2\pi f_r L_r \quad \textbf{(1.7)}$$

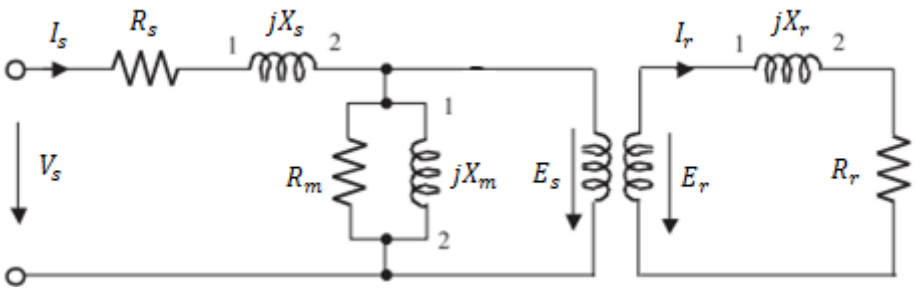
$E_r$ : Rotor sargılarında endüklenen gerilim

$f_r$ : Rotor gerilim frekansı

$f_s$ : Stator gerilim frekansı

$L_2$ : Rotor sargı reaktansı

$X_r$ : Rotor sargı reaktansı.




**Şekil 1.4 :** Asenkron motor klasik eşdeğer devresi.

$V_s$ : Stator faz-nötr besleme gerilimi

$I_s$ : Stator faz akımı

$R_s$ : Rotor sargı direnci

$X_s$ : Rotor sargı reaktansı

$R_m$ : Mıknatıslama direnci

$X_m$ : Mıknatıslama reaktansı

$I_m$ : Mıknatıslama akımı

$R_r$ : Rotor sargı direnci

$I_r$ : Rotor faz akımı

Elde edilen iki eşdeğer devre birleştirildiğinde iki devre arasındaki karşılıklı etkilerin daha iyi anlaşılabilmesi için bütün parametler bir tarafa indirgenmelidir. Bilindiği üzere stator frekansı sabitken rotor frekansı mekanik hıza bağlı olarak değişmektedir.

O halde statora indirgeme yapılırken hem frekans farklılıkları hem de çevrim oranları dikkate alınmalıdır.

$$\frac{R_r'}{s} = \frac{R_r}{s}(1/\ddot{u})^2 \tag{1.8}$$

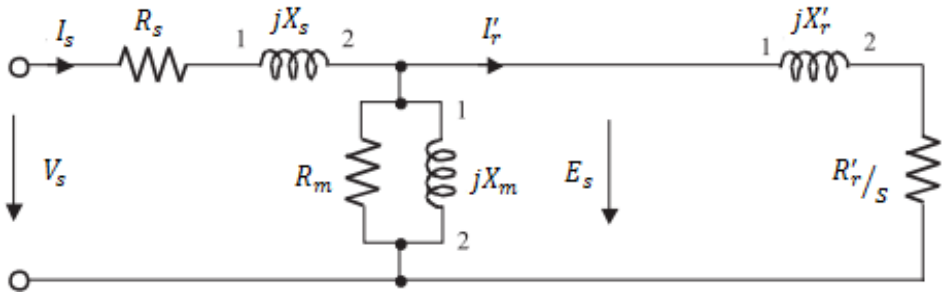
$$X_r = 2\pi f_r L_r = 2\pi s f L_r = s(2\pi f L_r) = sX_r{}'$$
$$X_r{}' = X_r(1/\ddot{u})^2 \tag{1.9}$$

$$I_r' = I_r\ddot{u} \tag{1.10}$$

$R_r'/_S$ : Statora indirgenen rotor sargı direnci

$X_r'$ : Statora indirgenen rotor sargı reaktansı

$I_r'$ : Statora indirgenen rotor faz akımı




**Şekil 1.5 :** Asenkron motor statora indirgenmiş klasik eşdeğer devresi.

Klasik bir sincap kafesli motor için yapılan bu eşdeğer devrede rotor tarafına da bir gerilim kaynağı ekleyerek bilezikli asenkron makina eşdeğer devresi elde edilebilir.

Daha kullanışlı bir analiz statora indirgenen rotor direnci iki kısma ayrılır. Bu sayede sargı kayıpları ve üretilen güç ayrı ayrı hesaplanabilir.

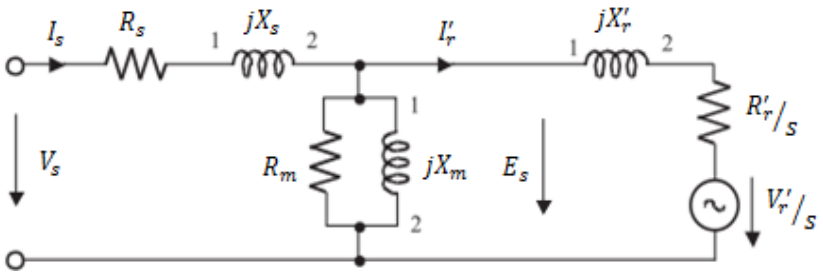
$$\frac{R_r'}{s} = R_r' + \frac{R_r'}{s}(1-s) \tag{1.11}$$

Burada $(R_2'/s)(1-s)$ ifadesi, mekanik gücün eşdeğer devredeki gösterimidir. Aşağıdaki ifadeler ise hesaplamaları kolaylaştırmak için yapılan yaklaşımlardır ve neticesinde eşdeğer devre yeniden düzenlenerek aşağıdaki son şeklini alır.

$$I_m \ll I_s \leftrightarrow I_s \cong I_r' \tag{1.12}$$

$$R_{eş} = R_s + \frac{R'_r}{s} \tag{1.13}$$

$$X_{eş} = X_s + X'_r \tag{1.14}$$




**Şekil 1.6 :** Çift beslemeli asenkron makinanın statora indirgenen eşdeğer devresi.

Burada statora indirgenen, rotor terminallerinde görünen gerilim $V'_r/s$ ile sembolize edilmiştir.

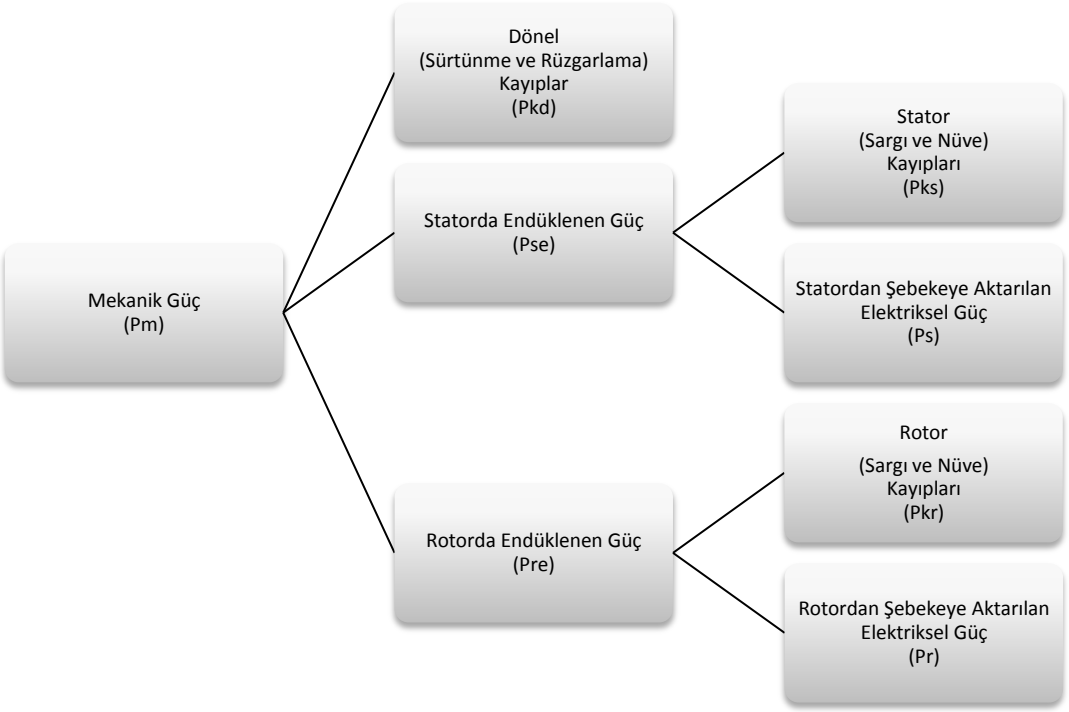
## 1.2 Çift Beslemeli Asenkron Generatörde Güç Akışı

Daha önce de bahsedildiği üzere sincap kafesli makinalarda rotor devresinde harcanarak ısınmaya yol açan kayma enerjisi, bilezikli asenkron makinalarda bilezikler yardımıyla geri kazanılabilir.

Çift beslemeli asenkron generatör olarak çalıştırılan bir bilezikli asenkron makinada, milden verilen güç dönmeyle orantılı olarak sarfedilen mekanik kayıplar düşüldüğünde elektriksel güç olarak rotor ve stator sargılarına aktarılmaktadır. Stator ve rotor devrelerinde güç endüklenirken bu gücün bir miktarı stator ve rotor arasındaki hava aralığında kayba uğramaktadır. Statorda ve rotorda enerji akışı sağlanırken sargı ve nüvede bir miktar kayba uğrar. Burada rotor devresinde endüklenen güç, statorda endüklenen güç ile kayma değerinin çarpımı mertebesindedir ve bu gücün akışı rotor sargılarına bağlanacak bir güç elektroniği çeviricisi yardımıyla yönetilmektedir.

Yukarıda kabaca değindiğimiz aktif güç akışının sağlanabilmesi için motorun ihtiyaç duyduğu mıknatıslanma akımlarının sağlanabilmesi gereklidir. Lakin asenkron makinalarda mıknatıslanma akımı, anma akımın %20 ile %60'ı arasında seyretmesi sebebiyle bu akımların şebekeden çekilmesi istenmemektedir. Sincap kafesli asenkron makinalarda bu mıknatıslanma akımları, stator hattına bağlanan AA kondansatörler ile pasif kompanzasyon yöntemiyle karşılanmaktadır.

Çift beslemeli asenkron makinalarda ise bu mıknatıslanma akımı rotor hattında konuşlandırılmış DA ara gerilim kondansatörlerinden sağlanmaktadır.




**Şekil 1.7 :** Çift beslemeli asenkron makinalarda güç akışının blok şema gösterimi.

$$P_m = T_m w_m = 3(I_2')^2 \frac{R_2'}{s}(1-s) \quad \textbf{(1.15)}$$

$$P_{se} + P_{re} = P_m - P_{kd} \quad \textbf{(1.16)}$$

$$P_r = P_{re} - P_{kr} = \frac{-s}{(1-s)} P_m = -sP_s \quad \textbf{(1.17)}$$

$$P_s = P_{se} - P_{ks} \quad \textbf{(1.18)}$$

$$P_s = 3VI_1 \cos\theta_1 = \frac{P_m}{1-s} \quad \textbf{(1.19)}$$

Burada $\theta_1$, stator akımı ile gerilimi arasındaki faz açısıdır.

# 2. ŞEBEKE BAĞLANTILI ÇBAG TABANLI DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGAR TÜRBİN SİSTEMLERİ İÇİN ŞEBEKE TARAFI ÇEVİRİCİ VEKTÖR KONTROL SİSTEMİ

Daha önce de bahsedildiği üzere değişken hızlı rüzgar türbin uygulamalarında yüksek güçlere çıkıldığında elektrik enerjisini üretecek makine olarak ÇBAG'lerin kullanılması rüzgar türbin üreticileri arasında yaygın bir tercihtir. Bu generatörler, senkron hızın ±%30 hız aralığında rotor tarafından kontrol edilebilmektedir. Literatürde Vektör Kontrolü (VK), Doğrudan Moment Kontrolü (DMK) ve Doğrudan Güç Kontrolü (DGK) gibi çeşitli kontrol yöntemleri sunulmaktadır. Vektör denetimiyle yapılan güç kontrolü karmaşık hesaplama yapısı, makine parametrelerine bağımlılığı bir yana bırakıldığında Toplam Harmonik Distorsiyon (THD), Maksimum Güç Noktası Takibine (MGNT) uygunluk, dayanıklılık ve sensör kısıtlarının diğerlerine nazaran daha az olması açısından tercih edilebilecek bir kontrol yöntemidir[2]. Gelişen işlemci ve yazılım kütüphaneleri sayesinde hesaplama karmaşıklığının da bir nebze olsun azaltıldığı düşünülürse VK algoritması, makina ve frekans çeviricisinin kontrolü için tercih sebebi olabilir.

VK algoritmasında, şebeke tarafındaki çevirici ile bir yandan ara gerilimi sabit tutulmaya çalışılırken bir yandan da rotor ile şebeke arasındaki aktif ve reaktif güç akışı kontrol edilmektedir. Bununla birlikte rotor tarafındaki çevirici ile bir yandan akı kontrol edilirken bir yandan da stator hattındaki aktif ve reaktif enerji akışı düzenlenmektedir[3].

Makinanın kontrolünün yapılabilmesi için ABC eksen takımından DQ eksen takımına geçilerek referans işaretler üretilmekte ve bu işaretlerde IGBT'ler için anahtarlama işaretlerinin üretilmesi amacıyla modülasyon işlemine tabi tutulmaktadır.

ABC eksen takımından DQ eksen takımına geçilerek alternatif gerilim ve akım büyüklüklerinin, doğru akım gibi düşünülerek kontrol algoritmasının oluşturulması basitleştirilmektedir. Ayrıca bu dönüşüm sayesinde aktif ve reaktif güçlerin kontrolü birbirinden bağımsız bir şekilde yapılabilmektedir.

## 2.1 abc-dq Eksen Takımı Dönüşümleri

Eksen takımı dönüşümleri yapılırken isminden daha önce bahsetmediğimiz sabit duran αβ referans çerçevesinden ara basamak olarak yararlanacağız. O halde ilk olarak sabit duran abc referans çerçevesinden yine sabit duran αβ referans çerçevesine geçiş için aşağıdaki denklemleri hem akım hem de gerilim için yazalım.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.1)}$$

Bu denklemde bulunan 2/3 katsayısı 3 faz dengeli sinüsoidal işaretlerden eşdeğer genlik üretme prensibine göre belirlenen dönüşüm katsayısıdır. Ayrıca dengeli bir sistem varsayımıyla 0 bileşeninin değeri 0 olduğu için burada gösterilmemiştir. Literatürde farklı prensiplere göre belirlenen katsayılardan bahsedilmekle beraber bu tez içeriğinde kullanılmadığından bunlara değinilmeyecektir.

Sabit duran αβ referans çerçevesinden senkron hızda dönen dq referans çerçevesine geçiş ise hem akım hem de gerilimler için aşağıdaki ifadelerle sağlanabilir.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\emptyset & \sin\emptyset \\ -\sin\emptyset & \cos\emptyset \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.2)}$$

Bu ifadede Φ, oryantasyonu yapılacak olan vektörün açısal konumunu belirtmektedir ve aynı zamanda bu açının dq eksen takımı ile αβ eksen takımı arasındaki açıyı gösterdiği yukarıdaki ifadeden teyit edilebilir. Bu ifadeler ışığında abc eksen takımından dq eksen takımına dönüşüm yaparken doğrudan aşağıdaki denklem takımından yararlanabileceğimiz rahatlıkla görüebilir.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\emptyset & \cos(\emptyset-\gamma) & \cos(\emptyset+\gamma) \\ -\sin\emptyset & -\sin(\emptyset-\gamma) & -\sin(\emptyset+\gamma) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.3)}$$

Yukarıdaki ifadelerde yer alan γ=2π/3 olarak yerine konulmalıdır.

Aynı prensiple ters dönüşümü de yaparken yine sabit duran αβ referans çerçevesinden yararlanılacaktır. O halde αβ eksenine geçişi sağlayacak olan denklem aşağıda verildiği gibidir. Sabit duran αβ referans çerçevesinden abc eksen takımına geçiş ise, hem akım hem de gerilimler için aşağıdaki ifadelerle sağlanabilir.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\emptyset & -\sin\emptyset \\ \sin\emptyset & \cos\emptyset \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.4)}$$

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.5)}$$

Bu ifadeler ışığında dq eksen takımından abc eksen takımına dönüşüm yaparken doğrudan aşağıdaki denklem takımından yararlanabileceğimiz rahatlıkla görüebilir.

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\emptyset & -\sin\emptyset \\ \cos(\emptyset-\gamma) & -\sin(\emptyset-\gamma) \\ \cos(\emptyset+\gamma) & -\sin(\emptyset+\gamma) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.6)}$$

Yukarıdaki ifadelerde yer alan $\gamma=2\pi/3$ olarak yerine konulmalıdır.

## 2.2 Rotor Tarafı Çevirici Kontrolü

Değişken hızlı rüzgar türbin uygulamasının avantajlarından tam anlamıyla istifade edebilmek için optimum moment-hız karakteristiğinin izlenmesi temel noktadır. Moment kontrolü ile istenen hız değeri ayarlanabilir. Anlık rotor hız değerine bağlı olarak üretilecek aktif güç referansı ve stator akısı referans çerçevesine oturtulan eksen takımındaki q-ekseni bileşeninin kontrolü ile optimum moment ve dolayısıyla optimum moment-hız karakteristiğinin yakalanması otomatik olarak sağlanmaktadır. Üretilecek reaktif güç referans değeri ise arzulanan güç faktörü değerine göre ve aktif güç referans değeri kullanılarak hesaplanacaktır. Stator akısı referans çerçevesine oturtulan eksen takımındaki d-ekseni bileşeninin kontrolü ile istenen reaktif güç değerinin yakalanması sağlanmaktadır[3].

Burada rotor tarafı çevirici aracılığıyla ve senkron olarak dönen dq eksen takımındaki d bileşeninin stator akı vektörü pozisyonuna oturtulması yoluyla makinanın kontrolü sağlanmaktadır. Bu şekilde generatörün ürettiği frenleme momenti ve ihtiyaç duyduğu mıknatıslanma akımı birbirinden bağımsız bir şekilde kontrol edilebilmektedir[4]. Yani stator aktif ve reaktif güç kontrolünün ayrıklaştırılması bu şekilde sağlanmış olmaktadır.

Stator akı oryantasyonu yapıldığında dq eksen takımına dönüşümleri yapılan akı, akım ve gerilimler arasında aşağıdaki bağıntılar yazılabilir.

$$\begin{aligned}\overrightarrow{\lambda_s} &= L_s\overrightarrow{\imath_s} + L_m\overrightarrow{\imath_r} \\ \overrightarrow{\lambda_r} &= L_r\overrightarrow{\imath_r} + L_m\overrightarrow{\imath_s}\end{aligned} \tag{2.7}$$

Bu denklemlerde $\overrightarrow{\lambda_s}$ ve $\overrightarrow{\lambda_r}$ sırasıyla stator ve rotor akı vektörleridir ve kompleks olarak aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\begin{aligned}\overrightarrow{\lambda_s} &= \lambda_{ds} + j\lambda_{qs} \\ \overrightarrow{\lambda_r} &= \lambda_{dr} + j\lambda_{qr}\end{aligned} \tag{2.8}$$

Ayrıca $\overrightarrow{\imath_s}$ ve $\overrightarrow{\imath_r}$ sırasıyla stator ve rotor akımlarına ait vektörlerdir ve kompleks olarak aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\begin{aligned}\overrightarrow{\imath_s} &= i_{ds} + ji_{qs} \\ \overrightarrow{\imath_r} &= i_{dr} + ji_{qr}\end{aligned} \tag{2.9}$$

Akı denklemlerinde $L_s$ ve $L_r$ sırasıyla stator ve rotor faz endüktanslarıdır ve aşağıdaki şekilde hesap edilmelidir.

$$\begin{aligned}L_s &= L_{ls} + L_m \\ L_r &= L_{lr} + L_m\end{aligned} \tag{2.10}$$

Bu denklemlerde kullanılan $L_{ls}$, $L_{lr}$ ve $L_m$ sırasıyla stator kaçak endüktansı, rotor kaçak endüktansı ve mıknatıslanma endüktansıdır.

$$\begin{aligned}\lambda_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \lambda_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \lambda_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \lambda_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs}\end{aligned} \tag{2.11}$$

Burada akı ve akım vektörleri kompleks olarak yazılıp, stator ve rotora dair akı eşitliklerindeki reel ve imajiner kısımlar kendi aralarında eşitlendiğinde yukarıdaki akı bağıntıları elde edilmektedir.

Daha önce de bahsedildiği gibi generatörün statoru şebekeye doğrudan bağlıdır. Stator sargı direnci, reaktansına göre çok küçük kaldığından ihmal edilebilir. Bu durumda stator akı vektörü ile gerilim vektörleri birbirine dik olarak kabul edilebilir. O halde stator akı oryantasyonu yapılması sebebiyle d ekseni akı vektörü üzerine yerleştirildiğinde q ekseni de gerilim vektörü üzerine denk gelmektedir[5]. Hal böyleyken $\lambda_{ds} = |\overrightarrow{\lambda_s}|$, $\lambda_{qs} = 0$, $u_{sd} = 0$, $u_{sq} = |\overrightarrow{u_s}|$ ifadeleri yazılabilir. Stator akı denklemleri tekrar düzenlendiğinde stator akım vektörünün dq bileşenleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$i_{ds} = \frac{|\overrightarrow{\lambda_s}| - L_m i_{dr}}{L_s}$$
$$i_{qs} = -\frac{L_m i_{qr}}{L_s} \quad \textbf{(2.12)}$$

Stator aktif ve reaktif güçleri akım ve gerilimin dq eksen takımı bileşenleri kullanılarak aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$P_s = \frac{3}{2}\left(u_{ds} i_{ds} + u_{qs} i_{qs}\right)$$
$$Q_s = \frac{3}{2}\left(u_{qs} i_{ds} - u_{ds} i_{qs}\right) \quad \textbf{(2.13)}$$

Daha önce bahsettiğimiz stator akı oryantasyonu sonucunda elde edilen akım ve gerilimin dq bileşenleri yerlerine konulduğunda ise aktif ve reaktif güç ifadeleri aşağıdaki şekle dönüşmektedir.

$$P_s = -\frac{3}{2}\frac{|\overrightarrow{u_s}| L_m i_{qr}}{L_s}$$
$$Q_s = \frac{3}{2}\frac{|\overrightarrow{u_s}|}{L_s}\left(|\overrightarrow{\lambda_s}| - L_m i_{dr}\right) \quad \textbf{(2.14)}$$

Yukarıdaki ifadelerden görülebileceği üzere stator aktif gücü rotor akım vektörünün q bileşeni ile kontrol edilirken, reaktif gücü sadece d ekseni bileşeni ile kontrol edilmektedir. Statordan akan reaktif akımın sıfırlanması için aşağıdaki ifadelerden yararlanılır[4]. Bu ifadelerde bulunan $i_{ms}$, stator mıknatıslanma akımı; $L_0$, eşdeğer endüktans; ve $\sigma$ ise, kaçak endüktans çarpanıdır.

$$\left|\overrightarrow{\lambda_s}\right| = L_0 i_{ms}$$

$$\sigma = 1 - \frac{{L_0}^2}{L_s L_r} \qquad \textbf{(2.15)}$$

$$L_m = \frac{{L_0}^2}{L_s}$$

Yukarıdaki verilen bu eşitlikler de kullanılarak rotora uygulanması gereken gerilim vektörünün dq bileşenleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt} - w_r \sigma L_r i_{qr}$$

$$v_{dr} = R_r i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} + w_r (L_m i_{ms} + \sigma L_r i_{dr}) \qquad \textbf{(2.16)}$$

Bu ifadelerde yer alan $w_r$, kayma açısal hızıdır ve aşağıdaki şekilde hesaplanmaktadır.

$$w_r = w_s - p w_m \qquad \textbf{(2.17)}$$

Bu ifadedeki $w_s$, stator açısal hızı; $w_m$, mekanik açısal hız; p ise, kutup çifti sayısını simgelemektedir. Stator akı oryantasyonun tam olarak sağlanabilmesi için ise faz kenetleme döngüsünden ( FKD, "PLL (phase lock loop)" ) yararlanılmıştır.

Bu ifadelerin içinden akım çevriminlerini kuracağımız eşitlikleri aşağıdaki gibi çekebiliriz.

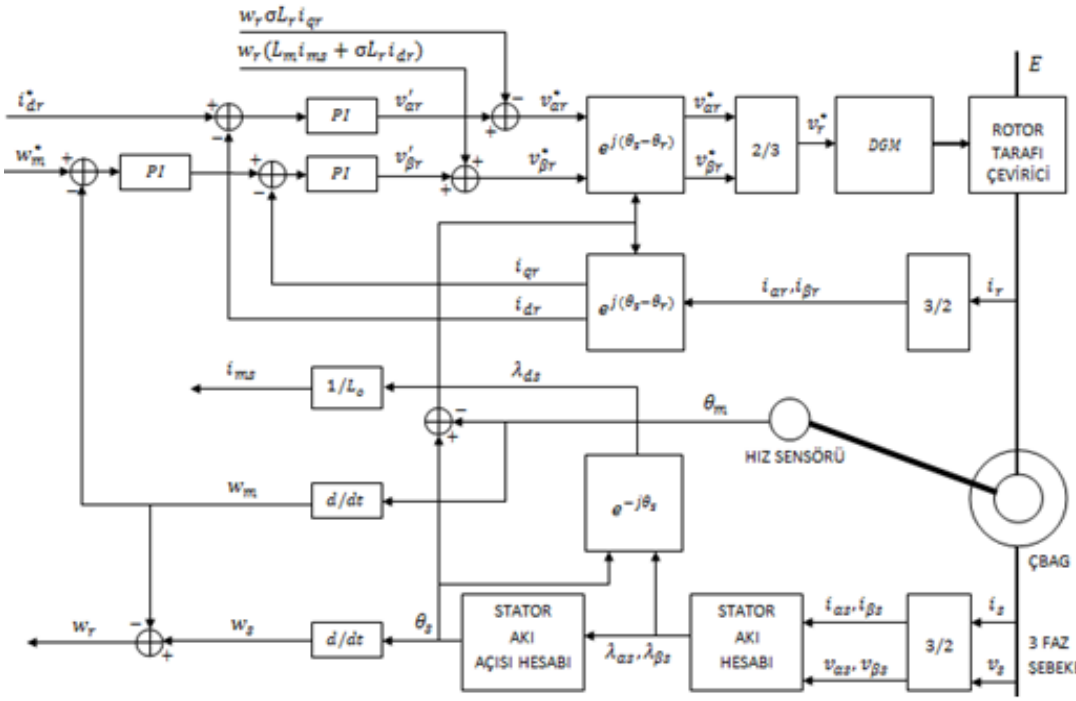
$${v_{dr}}' = R_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt}$$

$${v_{qr}}' = R_r i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} \qquad \textbf{(2.18)}$$

Bu eşitlikler kullanılarak akım hatası bir PI kontrolör yardımıyla sürekli halde sıfırlanabilir, fakat daha iyi bir dinamik cevap için kompanzasyon ifadelerinin kullanılması faydalı olacaktır[4]. Kompanzasyon terimlerinin de eklenmesiyle rotora uygulanacak referans gerilimin dq bileşenlerinin ifadeleri aşağıdaki şekli almaktadır. Bu eşitliklerden rahatça görülebileceği üzere aktif güç $i_{qr}$ ile doğru orantılı olarak değişirken rotora uygulanan $v_{qr}$ gerilimi yardımıyla ayarlanmaktadır. İstenen GÇ

(güç çarpanı, yani "cos φ") için reaktif gücü ayarlayacak akım olan $i_{dr}$ ise, rotora uygulanan $v_{dr}$ gerilimi yardımı ile kontrol edilmektedir.

$$v_{dr}{}^{*} = v_{dr}{}' - w_r \sigma L_r i_{qr}$$
$$v_{qr}{}^{*} = v_{qr}{}' + w_r (L_m i_{ms} + \sigma L_r i_{dr}) \quad \textbf{(2.19)}$$

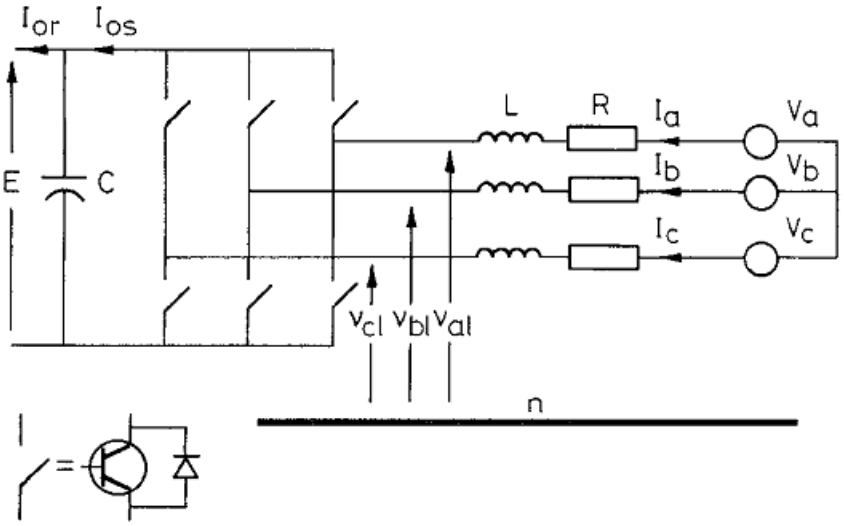



**Şekil 2.1 :** Rotor tarafı çevirici kontrol algoritması blok şema gösterimi.

Rotor tarafı çevirici yukarıdaki blok diyagram şeklinde verilen kontrol algoritması ile tahrik kontrolünü sağlarken, kontrol algoritmasının gerçeklenebilmesi için stator ve rotor akımlarının, stator geriliminin ve rotor pozisyonunun ölçülmesi gerektiği yukarıdaki eşitlerden rahatça anlaşılabilir.

## 2.3 Şebeke Tarafı Çevirici Kontrolü

Şebeke tarafı çeviricinin amacı rotor hattındaki enerji akış yönünden bağımsız olarak DA ara geriliminin sabit tutmaya çalışmaktır. Şebeke ile rotor hattı arasındaki aktif ve reaktif güç akışının birbirinden bağımsız bir şekilde kontrol edilmesini sağlamak amacıyla şebeke gerilimi oryantasyonu kullanılmaktadır[3]. Burada kaynak akımlarının d ekseni bileşeni ile DA (Doğru Akım) ara gerilim ayarlanırken, q ekseni bileşeni de kaynak ile rotor hattı arasında akacak olan reaktif gücün kontrolünde kullanılmaktadır[4].




**Şekil 2.2 :** Şebeke tarafı çevirici şematik gösterimi.

Burada çevirici ile hat endüktansları arasındaki gerilim aşağıdaki ifadeden çekilebilir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ v_{c1} \end{bmatrix} \tag{2.20}$$

Bu ifade geçmekte olan $v_a$, $v_b$ ve $v_c$ şebeke faz nötr gerilimleri; $i_a$, $i_b$ ve $i_c$ şebeke faz akımları; $v_{a1}$, $v_{b1}$ ve $v_{c1}$ çevirici terminallerindeki AA gerilimler; $L$ ve $R$ ise sırasıyla şok bobininin endüktans ve parazitik direncidir. Şebeke gerilim vektörünün açısal frekansıyla dönecek olan şebeke gerilim oryantasyonlu dq eksen takımına geçildiğinde ise aşağıdaki gibi yeniden düzenlenebilir.

$$\begin{aligned} v_d &= Ri_d + L\frac{di_d}{dt} - w_e L i_q + v_{d1} \\ v_q &= Ri_q + L\frac{di_q}{dt} + w_e L i_d + v_{q1} \end{aligned} \tag{2.21}$$

Bu ifadede geçmekte olan $v_d$ ve $v_q$ şebeke gerilim vektörünün d ve q ekseni gerilimleri; $i_d$ ve $i_q$ şebeke akım vektörünün d ve q ekseni akımları; $w_e$ şebeke gerilim vektörünün açısal frekansı; $v_{d1}$ ve $v_{q1}$ ise, çevirici terminallerindeki AA gerilim vektörünün d ve q ekseni bileşenleridir. Şebeke gerilim oryantasyonun tam olarak sağlanabilmesi için faz kenetleme döngüsünden (FKD) yararlanılmakla beraber çeviriciye verilmesi gereken referans işaretleri aşağıdaki denkliklerinden hesap edilmelidir.

Bu denkliklerde parantez içinde verilen ifadeler gerilim kompanzasyon terimi olarak isimlendirilir[4].

$$v_{d1}{}^{*} = -v_d{}' + (w_e L i_q + v_d)$$
$$v_{q1}{}^{*} = -v_q{}' - (w_e L i_d) \quad \textbf{(2.22)}$$

Akım çevrimlerinde şebeke endüktans ve direncinden kaynaklanan yer değiştirme faktöründen yararlanarak saptanan PI kontrolörlerden $v_q$ ve $v_d$ işaretleri üretilmektedir. O halde akım çevrimlerindeki kontrolörlerin belirlenmesi için kullanılacak sistem transfer fonksiyonu aşağıda verildiği gibidir.

$$\frac{i_d(s)}{v_d{}'(s)} = \frac{i_q(s)}{v_q{}'(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad \textbf{(2.23)}$$

Şebeke tarafı çeviricinin kontrol mevzularından bir diğeri olan şebeke tarafı çevirici aktif ve reaktif güç akışı aşağıdaki ifadelerle verilmektedir.

$$P_{ştç} = \frac{3}{2}\left(u_d i_d + u_q i_q\right)$$
$$Q_{ştç} = \frac{3}{2}\left(u_q i_d - u_d i_q\right) \quad \textbf{(2.24)}$$

Bu ifadede geçmekte olan $P_{ştç}$, şebeke tarafı çeviricideki aktif güç akışını; $Q_{ştç}$ ise, reaktif güç akışını temsil etmektedir. Burada dq eksen takımının d ekseni bileşeni şebeke gerilim vektörünün pozisyonuna oturtulduğunda $v_q = 0$ olacaktır. Şebeke geriliminin de ideal durumda sabit genlikte olduğu düşünüldüğünde $v_d$ sabit olacaktır. Güç ifadelerini şebeke gerilim oryantasyonunu kullanarak yeniden şekillendirerek sadeleştirdiğimizde aşağıdaki ifadelere ulaşabiliriz.

$$P_{ştç} = \frac{3}{2} u_d i_d$$
$$Q_{ştç} = -\frac{3}{2} u_d i_q \quad \textbf{(2.25)}$$

O halde aktif gücün $i_d$, reaktif gücün ise $i_q$ ile doğru orantılı olduğunu söylemek mümkündür. Burada anahtarlamalardan kaynaklanacak harmonikleri ve çevirici ve endüktanslarda oluşacak kayıpları ihmal ederek aşağıdaki ifadelere ulaşılmaktadır.

$$P_{ştç} = Ei_{os} = \frac{3}{2}u_d i_d$$

$$v_d = \frac{m_1}{2\sqrt{2}}E$$

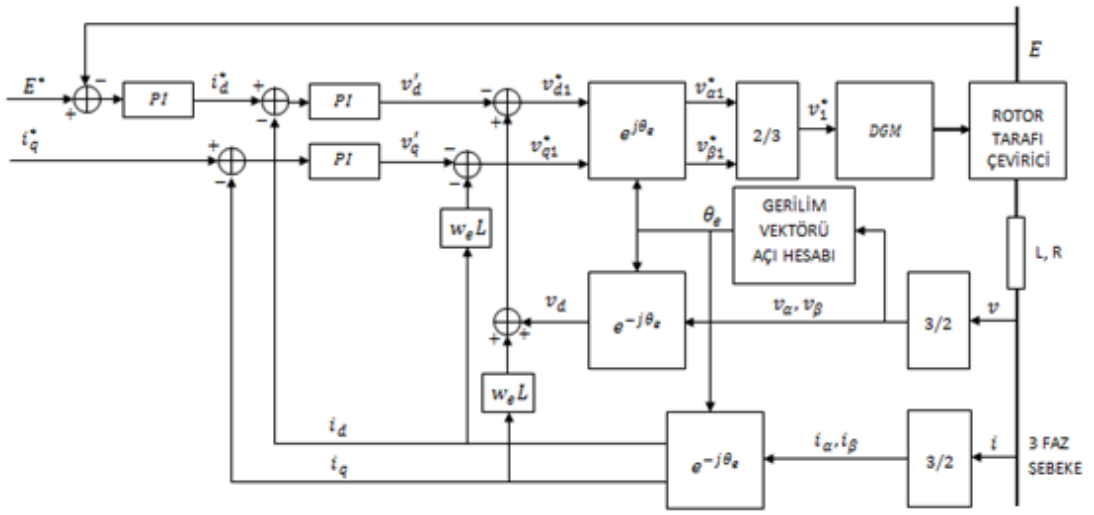
$$i_{os} = \frac{3m_1}{4\sqrt{2}}i_d \qquad \textbf{(2.26)}$$

$$C\frac{dE}{dt} = i_{os} - i_{or}$$

Bu ifadelerde karşılaştığımız $E$, DA ara gerilimi; $i_{os}$, çevirici DA akımını; $m_1$, çeviricinin modülasyon indeksini; $C$, DA ara gerilim güç kondansatörlerini; $i_{or}$ ise, yük akımını simgelemektedir. Bu ifadelerden de görülebileceği üzere DA ara gerilim $i_d$ akımı ile kontrol edilmektedir. Burada DA ara gerilim hata işareti, bir PI kontrolörle $i_d$ referans işareti üretilir. Yukarıda verilen ifadeler ele alındığı zaman gerilim çevriminde kullanılacak kontrolörün belirlenmesi için kullanılacak sistem transfer fonksiyonu aşağıda verildiği gibidir.

$$\frac{E(s)}{i_d(s)} = \frac{3m_1}{4\sqrt{2}} * \frac{1}{Cs} \qquad \textbf{(2.27)}$$

Bu modelde $i_{or}$ bozucu olarak kabul edildiğinden transfer fonksiyonunda yer almamaktadır.




**Şekil 2.3 :** Şebeke tarafı çevirici kontrol algoritması blok şema gösterimi.

# 3. IGBT TABANLI ÜÇ FAZ DOĞRULTUCU BENZETİMİ

Sistem benzetimi için MATLAB/Simulink ortamından yararlanılmıştır. Bu benzetimdeki amaç gerçeklemeye geçilmeden önce tasarlanan güç katının kontrolünün sağlanması amacıyla uygun kontrolör parametrelerinin saptanması ve belirlenen bu parametreler ile sistem davranışının incelenmesidir.

Bu bölümde ilk olarak sistem basitleştirilmiş modeli kullanılarak kontrol parametrelerinin belirlenmesinden bahsedilecek, sonrasında ise bu kontrolör parametreleri sistem benzetiminde kullanılarak çıktılar yorumlanacaktır.

## 3.1 Kontrolör Parametrelerinin Belirlenmesi

Daha önce de bahsedildiği üzere sistemde şebeke tarafı çevirici akımlarının d ekseni bileşeni ile DA (Doğru Akım) ara gerilim ayarlanırken, q ekseni bileşeni de kaynak ile rotor hattı arasında akacak olan reaktif gücün kontrolünde kullanılmaktadır. Bu işlevleri gerçekleştirmek amacıyla kaskad kontrolör yapısından yararlanılmaktadır. Bu yapıda iç çevrim akım çevrimi olarak tasarlanırken dış çevrim gerilim çevrimi olarak tasarlanır ve her iki çevrimde de PI kontrolör yapısından yararlanılmıştır.

Burada bahsi geçen doğrultucu akım kontrollü bir gerilim kaynağıdır. Daha önce de bahsedildiği üzere kontrol algoritmasında akım çevrimi (iç çevrim) ve DA ara gerilim çevrimi (dış çevrim) olarak konuşlandırılmış bir kaskad kontrolör yapısı bulunmaktadır.

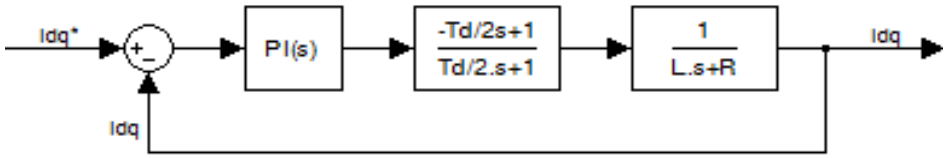
Kaskad kontrolör yapılarında ise kararlılığın sağlanması için iç çevrim dış çevrime göre daha hızlı olarak tasarlanmalıdır. O halde akım çevrimlerinin gerilim çevrimlerine göre daha hızlı olarak tasarlanması odaklanılması gereken önemli bir nokta olarak karşımıza çıkar.

Bu amaçla kontrolör parametrelerinin belirlenmesinde MATLAB/Sisotool'dan yararlanılmıştır. Bu arayüzde Bode diyagramları ve kök eğrileri gözlemlenerek "Robust Response Time" arama aracı yardımıyla kontrolör parametreleri belirlenmiştir. Burada sistem model parametreleri, gerçeklemede kullanılan

elemanlara ait olup L=1200µH, R=0.16Ω, C=4700µF olarak belirlenmiştir. Modülasyon indeksi olan $m_1$ ise yaklaşık olarak aşağıdaki ifadeden çekilebilir[4].

$$V_s = m_1 \frac{\sqrt{3}E}{2\sqrt{2}} \tag{3.1}$$

Gerçeklemede şebeke gerilimi olan $V_s = 380V$ ve DA gerilim değeri olan $E = 800V$ olarak belirlendiğinden, $m_1 = 0.776$ olacaktır.



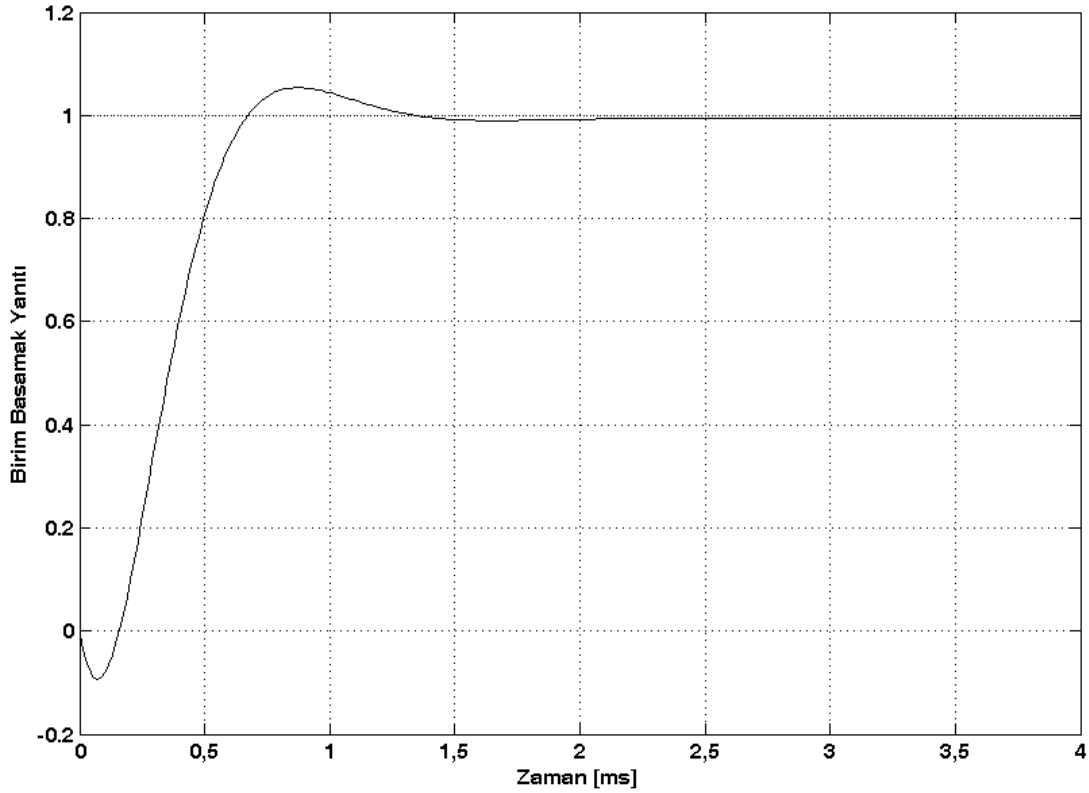

**Şekil 3.1 :** Akım çevrimi için kullanılan simulink blok diyagramı.

Akım çevrimlerinde kullanılacak kontrolör katsayılarını belirlerken, daha önce açıklanarak elde edilen sistem modeline ek olarak anahtarlama elemanlarından, ölçmeden ve kontrolör algoritmasından kaynaklanan zaman gecikmesi $T_d = 200\mu s$ de açık çevrim sistem modeline eklenmelidir. Bu ekleme ile akım çevrimlerinde referans işaretin daha iyi takibi sağlanarak bu sayede de daha başarılı bir sonuç elde edilmesi mümkün kılınmaktadır[4]. Gecikmeler sistem modeline dahil edilirken yukarıdaki blok diyagramından da görüldüğü üzere iki terimli pade açılımından yararlanılmıştır.

Kontrolör parametreleri belirlenirken iç çevrim olan akım çevrimlerinin gerilim çevrimlerine göre hızlı olmasına dikkat edilmelidir, fakat aynı zamanda akım çevrimi band genişliği (BG) öyle bir seçilmelidir ki IGBT anahtarlama frekansından etkilenmesin.

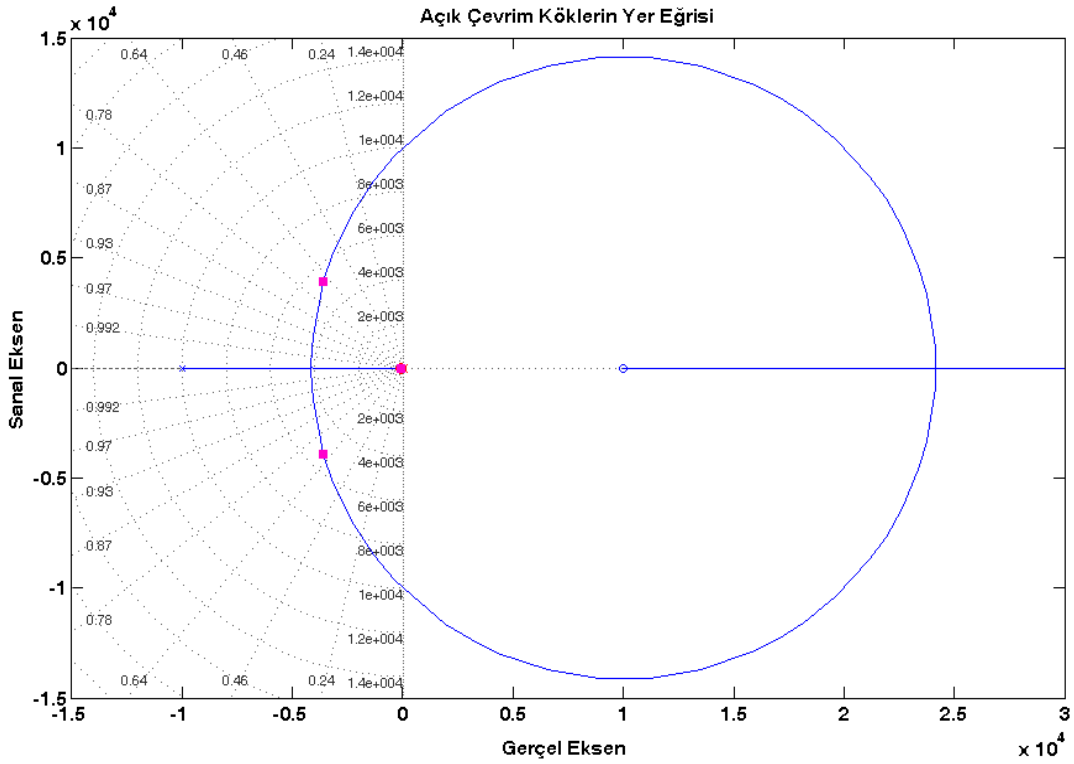
Tasarlanan sistemde IGBT anahtarlama frekansı 10kHz olarak seçildiğinden akım çevrimlerinin BG'ni 1kHz civarında aramak makul bir yaklaşım olarak literatürde de karşımıza çıkmaktadır.

Yukarıdaki blok diyagramı yardımıyla Sisotool'da hedeflenen band genişliği 1 $kHz$ olarak sağlanacak şekilde tasarlanan PI kontrolöre ait oransal terim, $k_{pi} = 3.37$ ve integral terimi, $k_{ii} = 378.47$ olarak belirlenmiştir. Saptanan kontrolör parametreleri hem d ekseni akım çevrimlerinde hem de q ekseni akım çevrimlerinde aynı şekilde kullanılmaktadır. Bu parametrelerle sağlanan akım çevrimi basitleştirilmiş modeli kapalı çevrim birim basamak yanıtı ise aşağıdaki şekilde elde edilmektedir.

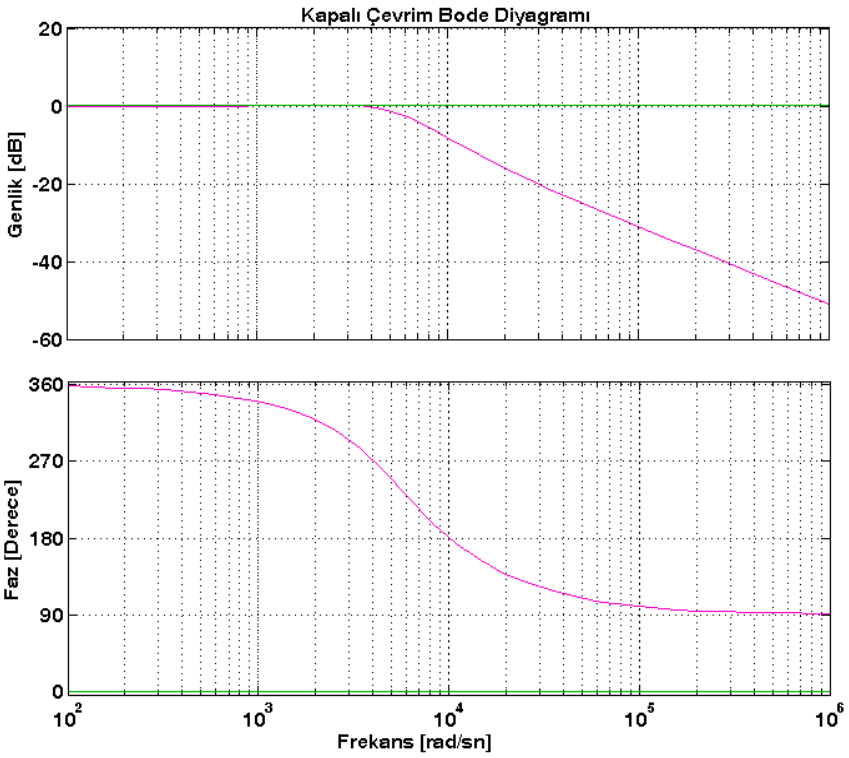



**Şekil 3.2 :** Akım çevrimi birim basamak yanıtı.

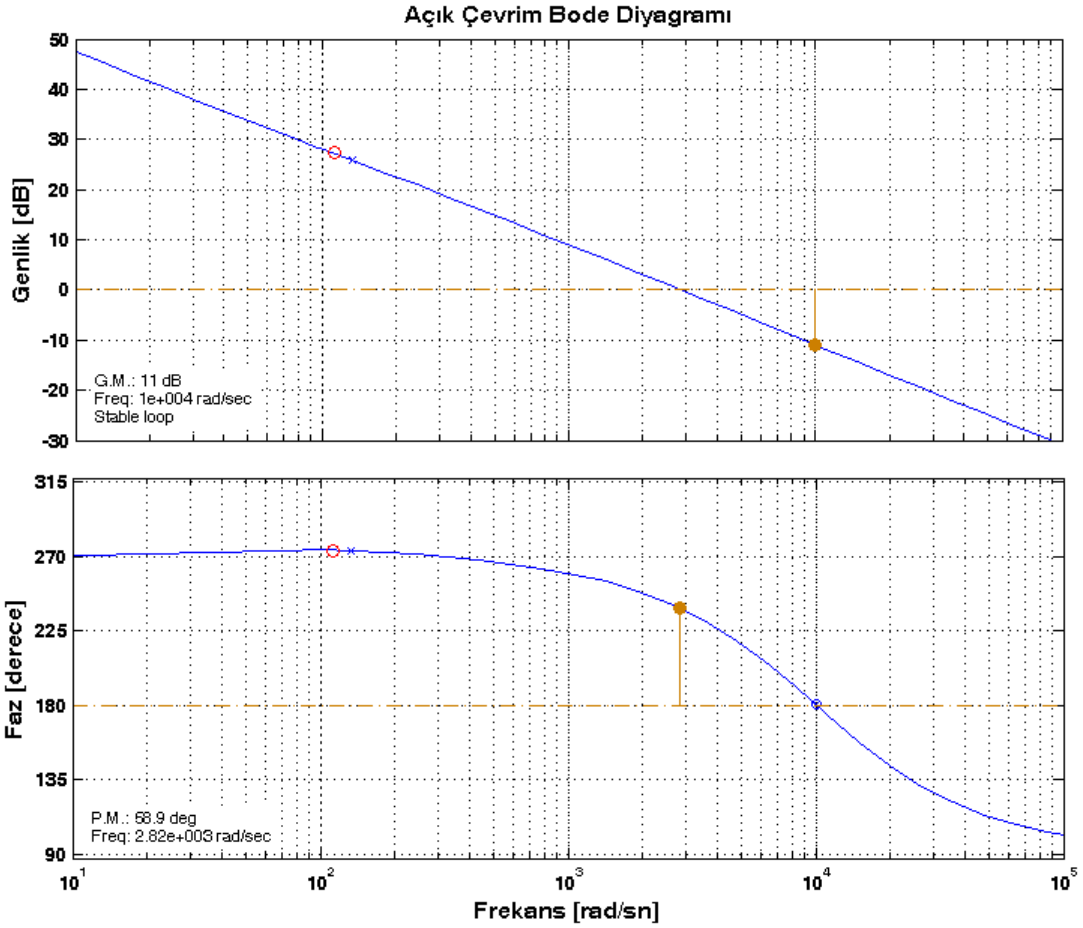
Birim basamak yanıtında önemli bir husus sistemin başlangıçta yaptığı ters aşımdır. Bu durum ölü zamanın sağ yarı düzleme eklediği sıfırdan kaynaklanmaktadır.




**Şekil 3.3 :** Akım çevrimine ait açık çevrim köklerin yer eğrisi.




**Şekil 3.4 :** Akım çevrimine ait kapalı çevrim bode diyagramı.



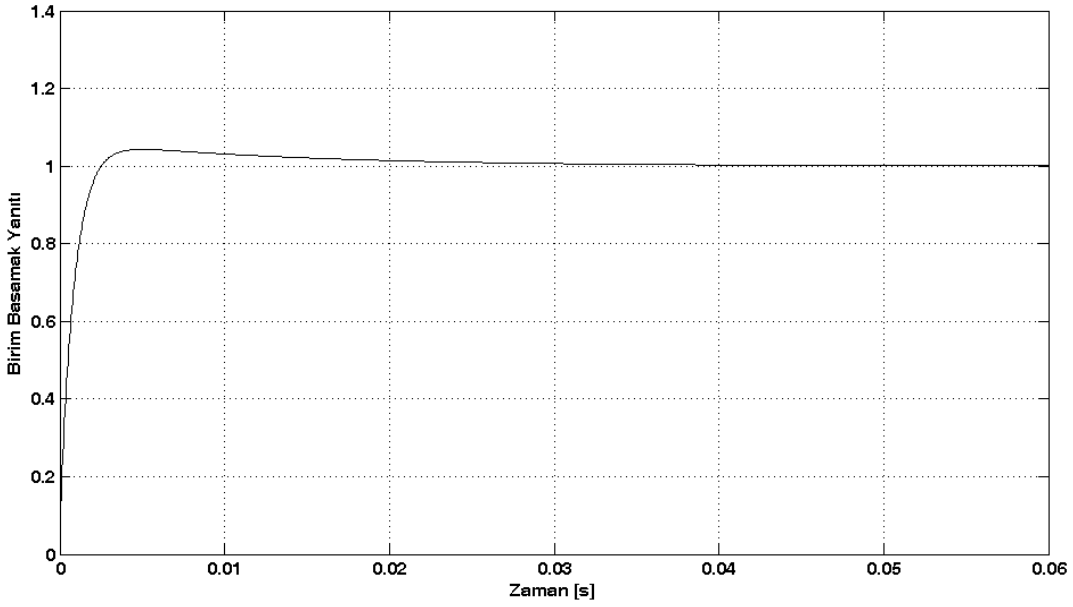

**Şekil 3.5 :** Akım çevrimine ait açık çevrim bode diyagramı.

Gerilim çevrimlerinin hızı ise akım çevrimlerine göre oldukça yavaş olmalı, fakat aynı zamanda da en kötü durum analizinde de DA ara gerilimin fiziksel sınırların dışına çıkmasını engelleyebilecek mertebede bir BG'ne sahip olmalıdır. Bu nedenle gerilim çevrimlerinin BG'i 200Hz olacak şekilde kontrolör katsayılarının belirlenmesi durumunda en uygun benzetim sonuçları yakalanmıştır.

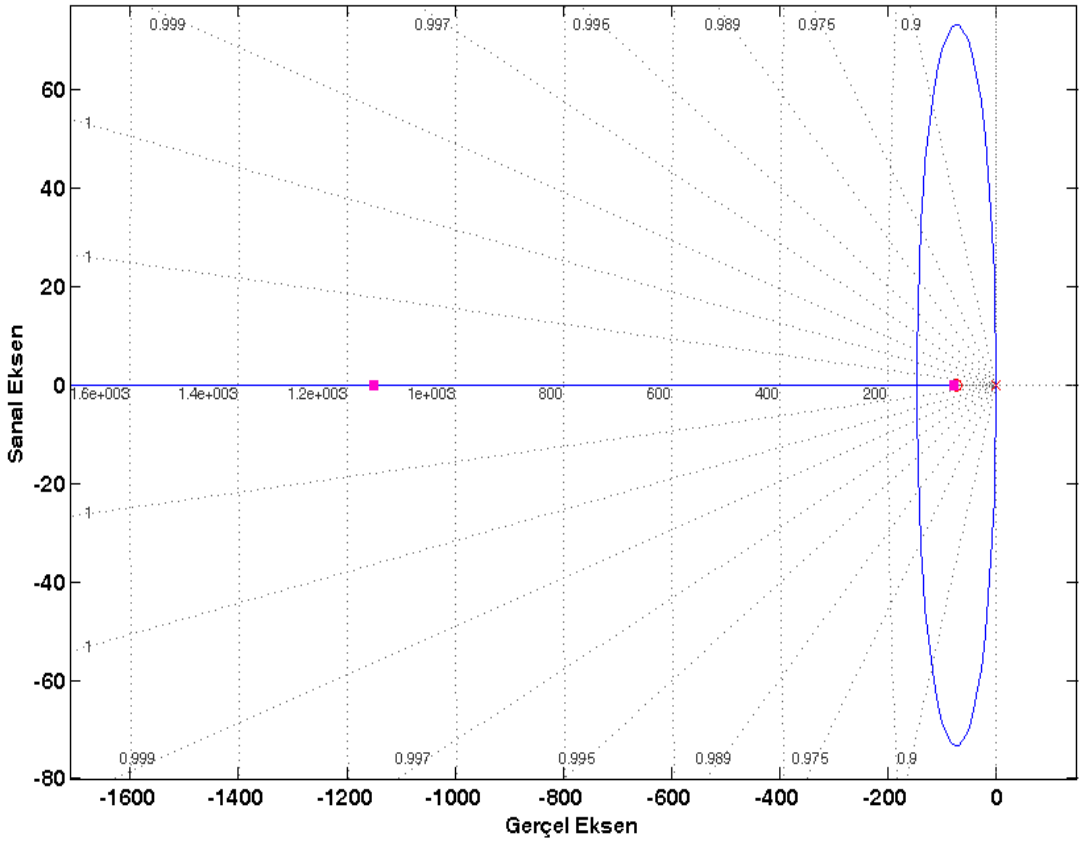
Gerilim çevrimlerinde kullanılacak kontrolör katsayılarını belirlerken, daha önce açıklanarak elde edilen sistem modeline ek olarak DA güç kondansatörlerinin seri iç dirençleri de açık çevrim sistem modeline eklenmelidir ($R_{esr} = 11m\Omega$). Bu ekleme ile gerilim çevrimlerinde kondansatörlerin seri iç dirençlerinden kaynaklanacak parazitik işaretlerin süzülerek referans işaretin daha iyi takibi sağlanması ve bu sayede de daha başarılı bir sonuç elde edilmesi mümkün kılınmaktadır.

**Şekil 3.6 :** Gerilim çevrimi için kullanılan simulink blok diyagramı.

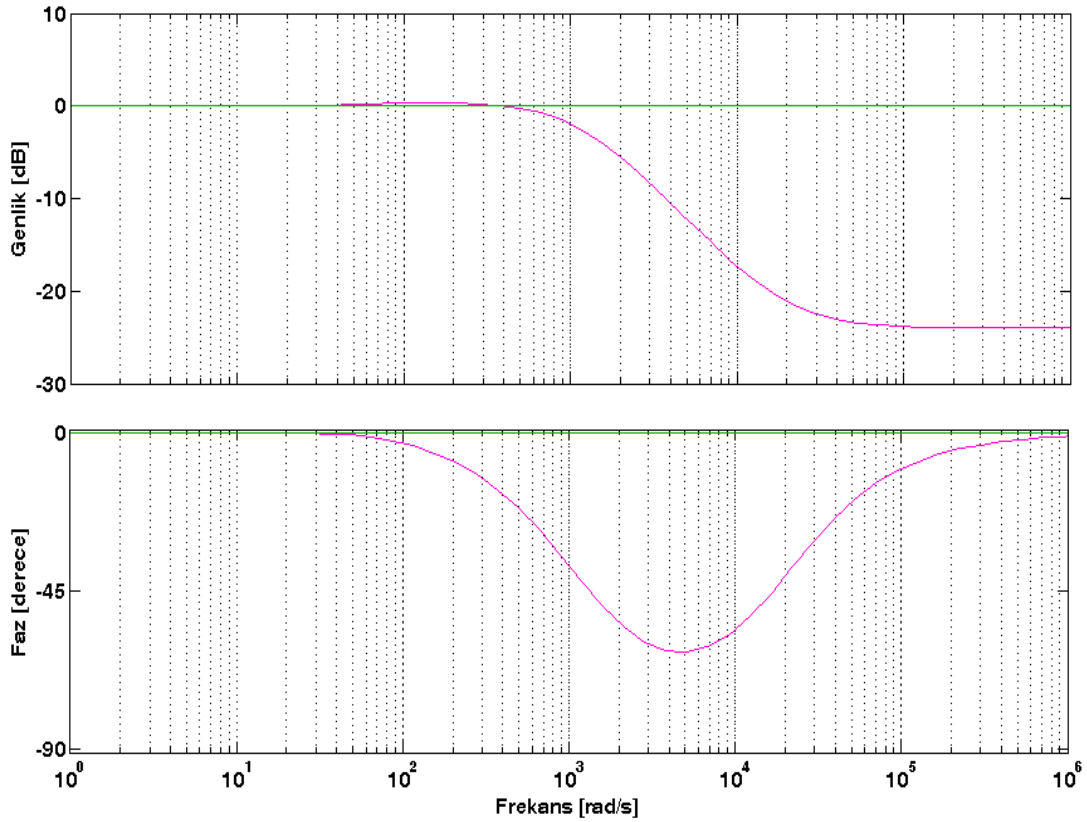
Yukarıdaki blok diyagramı yardımıyla Sisotool'da hedeflenen band genişliği (BG) $200\ Hz$ olarak sağlayacak şekilde tasarlanan PI kontrolöre ait oransal terim, $k_{pi} = 15.4$ ve integral terimi, $k_{ii} = 1100$ olarak belirlenmiştir. Bu parametrelerle sağlanan gerilim çevrimi basitleştirilmiş modeli kapalı çevrim birim basamak yanıtı ise aşağıdaki şekilde elde edilmektedir.



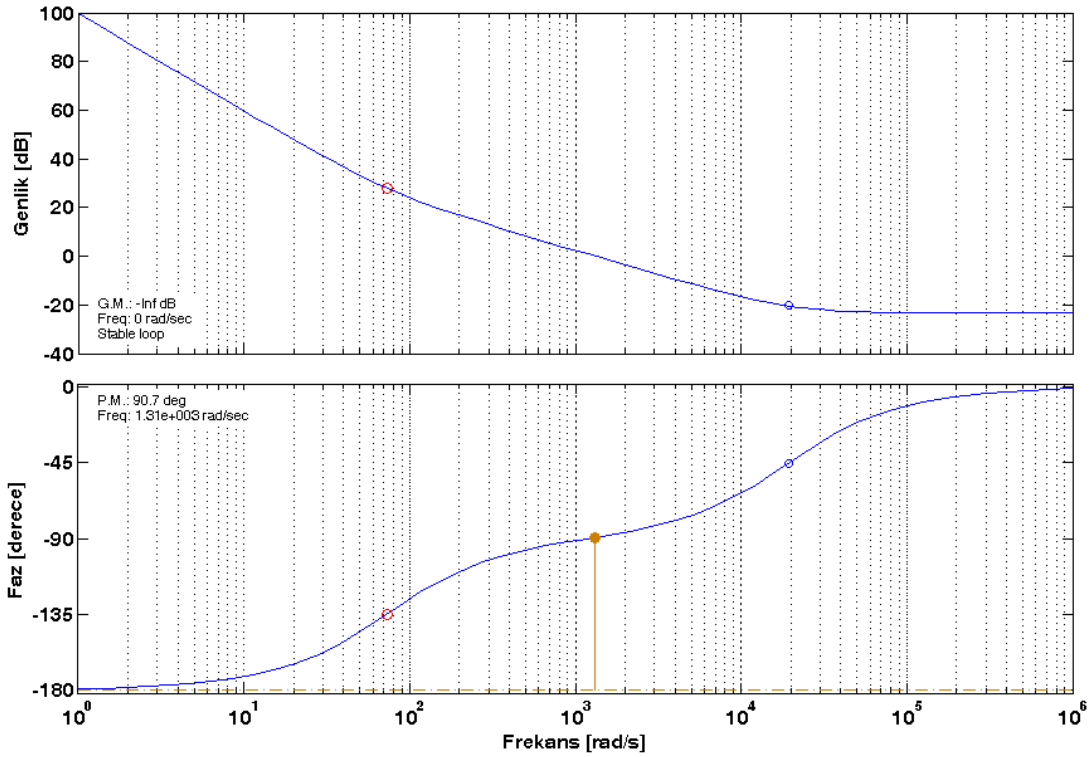

**Şekil 3.7 :** Gerilim çevrimi birim basamak yanıtı.




**Şekil 3.8 :** Gerilim çevrimine ait açık çevrim köklerin yer eğrisi.




**Şekil 3.9 :** Gerilim çevrimine ait kapalı çevrim bode diyagramı.




**Şekil 3.10 :** Gerilim çevrimine ait açık çevrim bode diyagramı.

### 3.2 Benzetim Çıktıları

Sistemin gerçeklenmesinde karşımıza bazı fiziksel kısıtlamalar çıkmaktadır. Bu nedenle benzetimde dikkat edilmesi gerekli önemli mevzulardan bir tanesi bu fiziksel sınırların dışına çıkılmamasıdır.

Ayrıca sistemde enerji akışı sağlanırken şebeke üzerindeki etkileri de incelenecektir. Bilindiği üzere şebekeye basılan ya şebekeden çekilen enerji kısıtları da standartlarla belirlenmiştir. Bu incelemeyi yaparken THD (Toplam Harmonik Distorsiyon) ve PF ('Power Factor', yani Güç Faktörü) gibi matematiksel ifadelerle tarif yoluna gidilecektir. Bu ifadeler aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$THD = \frac{U_{h,rms}}{U_{1,rms}} \tag{3.2}$$

$$U_{h,rms} = \sqrt{{U_2}^2 + {U_3}^2 + {U_4}^2 + \cdots} = \sqrt{{U_{rms}}^2 - {U_{ort}}^2 - {U_{1,rms}}^2} \tag{3.3}$$

Burada $U_j$'ler ( j=2, 3, 4, … ), harmonik bileşenlerin etkin değerleri; $U_{h,rms}$, harmonik bileşenlerin toplam efektif değeri; $U_{1,rms}$, temel bileşenin efektif değeri;

$U_{ort}$, DA bileşen (ortalama değer); $U_{rms}$ ise işaretin gerçek efektif değeridir. THD incelenen işaretin temel frekansı haricinde içinde barındırdığı harmonik bileşenlerin bilgisini veren matematiksel bir tanımdır.

İncelemede ele alınacak bir diğer özellik güç çarpanı olmakla beraber, bu çarpanın matematiksel ifadesinden de görülebileceği üzere bu değerle sistemdeki aktif ve reaktif güç içeriğinin tanımlanması sağlanmaktadır.

$$PF = \frac{P}{S} = |\cos\varphi| \tag{3.4}$$

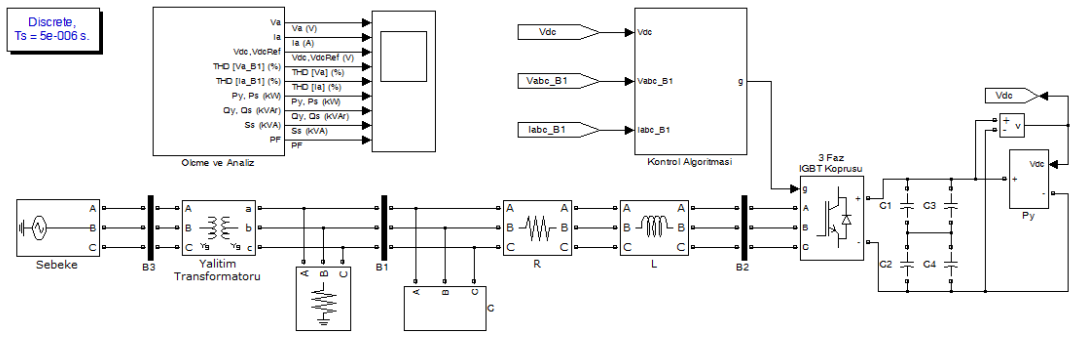
$$\varphi = \tan^{-1}\frac{Q}{P} \tag{3.5}$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \tag{3.6}$$

$$P = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c \tag{3.7}$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}}(V_{bc} I_a + V_{ca} I_b + V_{ab} I_c) \tag{3.8}$$

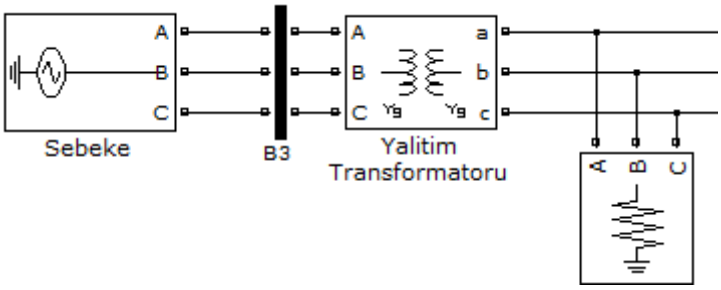
Burada P, Q ve S sırasıyla aktif, reaktif ve görünür güçleri; Va, Vb ve Vc faz nötr gerilimlerini; Ia, Ib ve Ic faz akımlarını; Vbc, Vca ve Vab ise faz arası gerilimleri ifade etmektedir.




**Şekil 3.11 :** Benzetim amacıyla hazırlanan Simulink blok şeması.

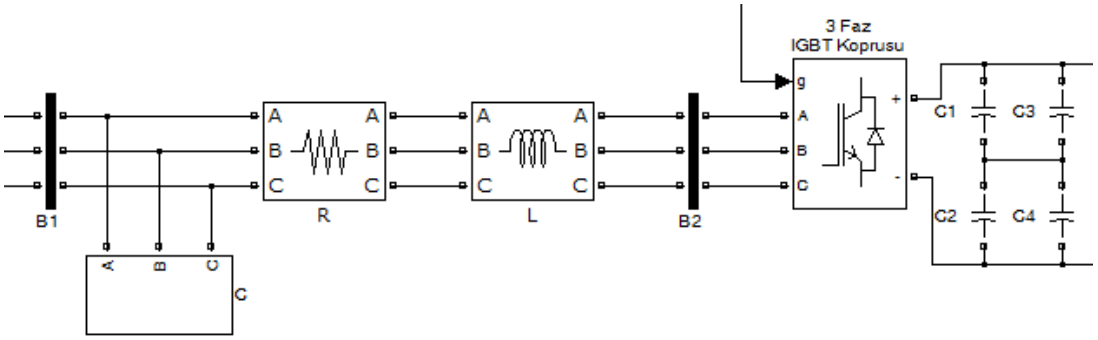
Benzetime dair yukarıda verilmekte olan blok diyagramın içeriğinde diğer kullanıcıları da içeren basitleştirilmiş şebeke modeli, tasarlanan güç elektroniği sistemi, sistemi performansının test edilmesi amacıyla DA tarafta oluşturulan yük modeli, ölçme ve analiz bloğu ve kontrolör yapısıını içeren ve IGBT kapı işaretlerinin üretilmesini sağlayan kontrol algoritması bulunmaktadır. Bu alt

sistemlere daha yakından bakılması oluşturulan benzetim yapısı hakkında daha ayrıntılı bir bilgiye sahip olmak açısından yararlı olacaktır.




**Şekil 3.12 :** Diğer kullanıcıları da içeren basitleştirilmiş şebeke modeli.

Yukarıdaki şekilde görülen bu kısımda üç faz 380V dengeli şebeke, yalıtım trafosu ve diğer kullanıcıları modellemek amacıyla 80kW'lık bir omik yük grubu bulunmaktadır.

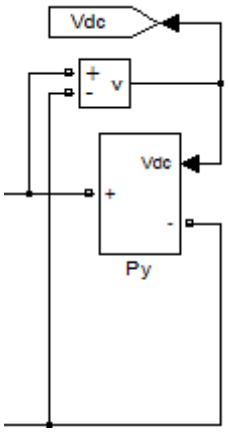



**Şekil 3.13 :** Tasarlanan güç katının blok şema gösterimi.

Yukarıdaki şekilde görülen bu kısımda, soldan sırayla bahsedilecek olursak, üç faz akım ve gerilim geri beslemelerinin alınacağı B1 barası; IGBT anahtarlamalarının şebekeye yansımasını azaltmak amacıyla kullanılan AA filtre kondansatörleri; şebekeden çekilecek akımlardaki harmonik bileşenleri küçültmek ve şebekenin tepe değerinin üzerinde bir DA gerilim elde edilmesini sağlamak amacıyla doğrudan devre topolojisinde yer alan şok bobinine dair direnç ve endüktans değerleri; güç katında yapılan anahtarlamalar sonucunda görülen gerilimlerin gözlemleneceği B2 barası; yükseltici tip doğrultucu modunda çalışabilecek 3 faz IGBT ve ters diyot köprü modülü; ve son olarak DA gerilimdeki dalgalanmaları ve harmonikleri azaltmak amacıyla kullanılan DA elektrolitik güç kondansatörleri bulunmaktadır.

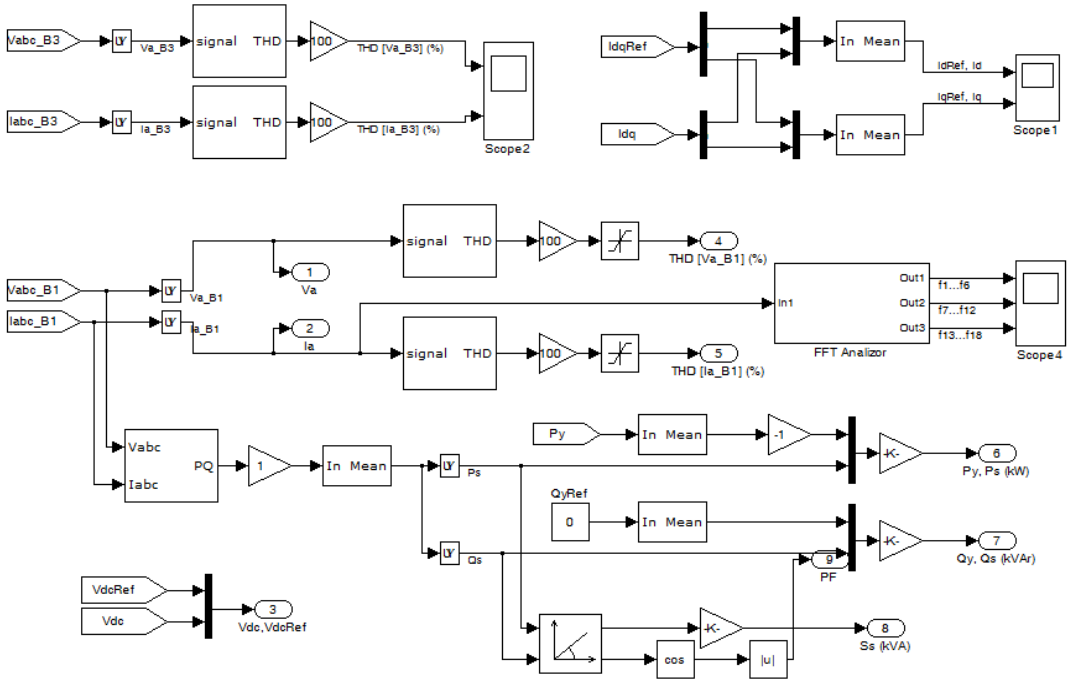
Tasarlanan güç katının ve hazırlanan kontrol algoritmasının parametrelerinin performans testini gerçekleştirebilmek için yük gücünün dinamik olarak belirlenebildiği bir yük modeli gerekliliği doğmuştur. Bu yük modeline dair blok

diyagram aşağıda verilmektedir. Bu yük modeli sayesinde en kötü yük geçiş durumlarının test edilmesi olanak bulmuştur.



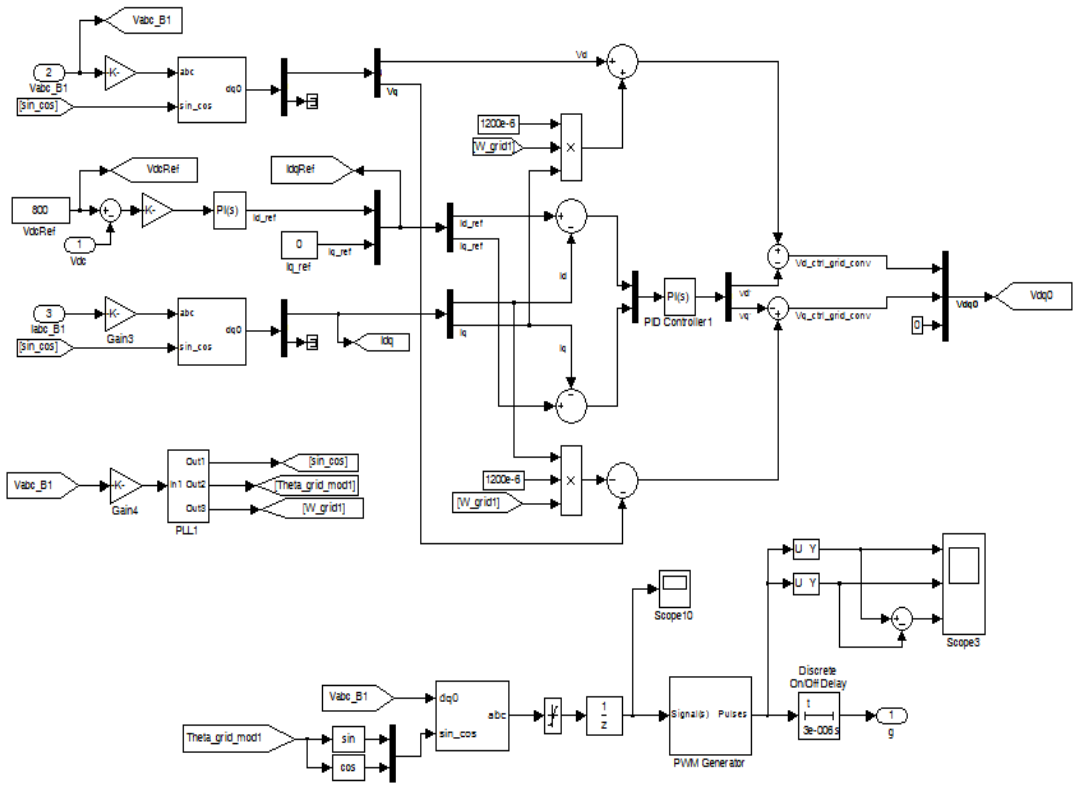

**Şekil 3.14 :** DA taraftan çekilen yüke dair modelin blok şema gösterimi.

Yukarıdaki şekilde görülen bu kısımda çekilmesi istenen yükün DA terminallerinde oluşan gerilimden bağımsız olması amacıyla gerilim geri beslemesi alınmış ve bu geri besleme istenen güç referansına bölünerek akım kaynağına referans işaret olarak verilmiştir.



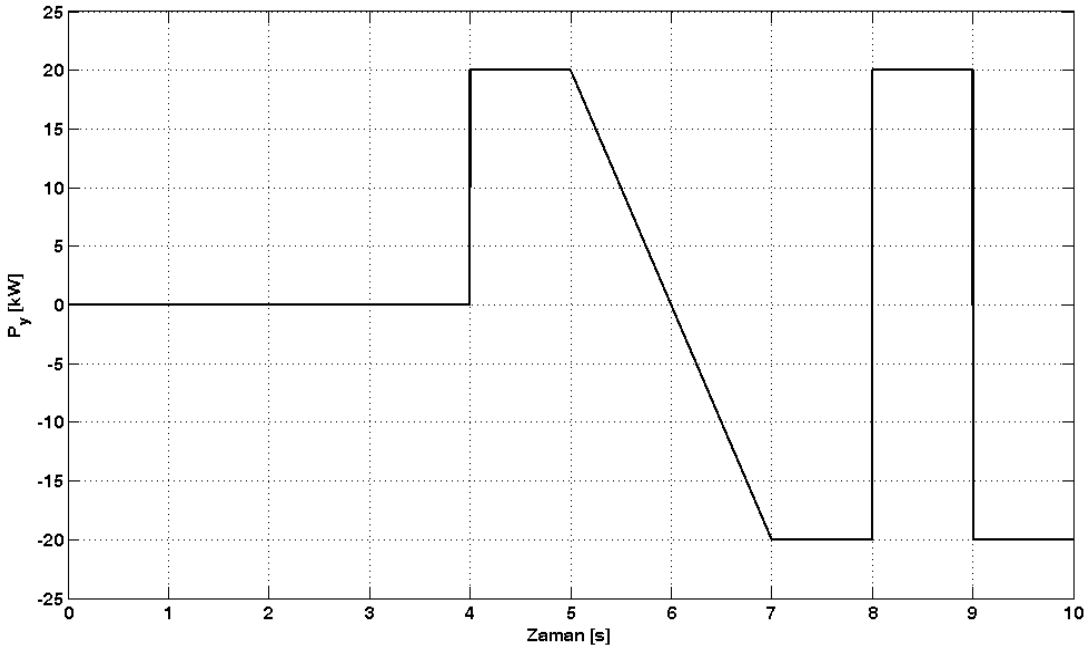

**Şekil 3.15 :** Ölçme ve analiz sistemi blok şema gösterimi.

Yukarıdaki şekilde görülen bu kısımda üç faz sisteme dair akım ve gerilimler incelemek amacıyla ele alınmış ayrıca bu değerler kullanılarak güç, THD ve PF hesaplamaları yapılmıştır.



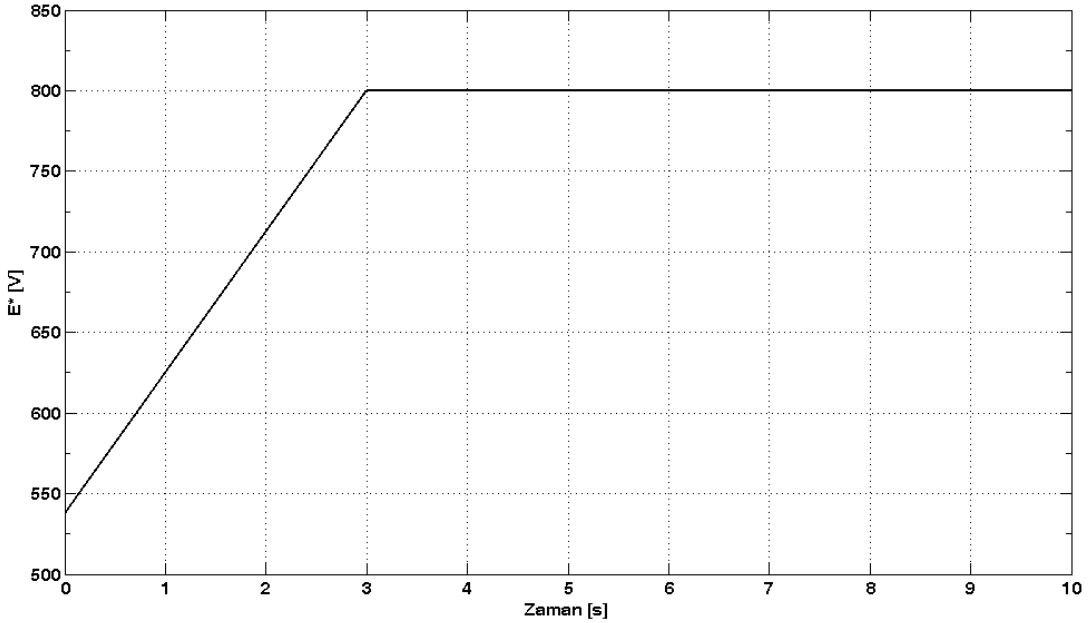

**Şekil 3.16 :** Kontrol algoritması blok şema gösterimi.

Yukarıdaki şekilde görülen bu kısımda üç faz yükseltici tip doğrultucu topolojisine uygun olarak ve daha önce bahsi geçen kontrol algoritması blok şema olarak oluşturulmuştur. Gerçekleme düzeneğinde bu blok şema içeriği mikroişlemci içine gömülmektedir.




**Şekil 3.17 :** Çeviriciye uygulanan yük gücü (Py) senaryosu.

Yukarıda ayrıntılı olarak gösterilmeye çalışılan benzetim çalışmasında, uygulamada karşımıza çıkabilecek çeşitli yük durum ve geçişleri için hazırlanan ve DA taraftan uygulanacak yük gücü (Py) senaryosu kapsamında incelemeler yapılarak sistem performansındaki değişim gözlemlenmiştir.




**Şekil 3.18 :** Çeviriciye uygulanan DA ara gerilim referansı.

0-4s : Yüksüz durumda ilk olarak 800V DA ara gerilim değerinin oluşturulması,

4-5s : Basamak olarak nominal yükün (20kW) devreye girmesi, doğrultma modu,

5-8s : Rampa şeklinde ters nominal yük (20kW→-20kW) durumuna geçilmesi, regeneratif mod ya da evirme modu,

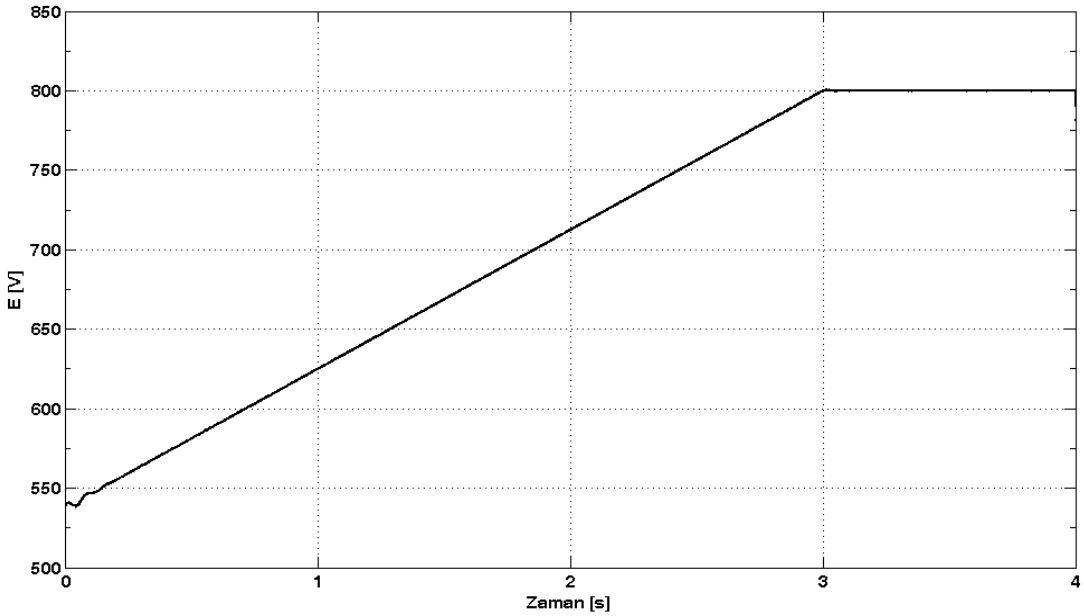
8-10s : Negatif nominal yük durumundan ilk olarak pozitif yük durumuna basamak şeklinde geçiş (-20kW→20kW), daha sonra nominal yük durumundan regeneratif nominal yük durumuna (20kW→-20kW) basamak şeklinde geçilmesi.

Yapılan benzetimde ilk üç saniyede DA ara gerilim referans değeri 800V'a yumuşak bir şekilde oturtulmuştur. Bunun nedeni DA ara gerilimde konuşlandırılmış güç kondansatörlerinin çekeceği akımları sınırlandırmaktır. Kondansatörlerin başlangıç koşulu ise 537V olarak belirlenmiştir. Uygulamada kondansatörler, faz arası gerilimin tepe değeri olan bu gerilim seviyesine de akım kısıtlayıcı bir direnç yardımıyla doldurulmaktadır. Ayrıca, gerçek sistemde DA ara gerilim kondansatörleri istenen referans değere kadar yumuşak yolverme yöntemleriyle doldurulacak, daha sonrasında ise ana kontrol algoritması koşturulacaktır.

Benzetim çıktıları olarak ise şebeke faz nötr gerilimi, şebeke faz akımı, DA ara gerilimi, şebeke faz nötr gerilimi THD'si, şebeke faz akımı THD'si, aktif güç akışı, reaktif güç akışı, görünür güç akışı ve güç çarpanı alınmıştır.

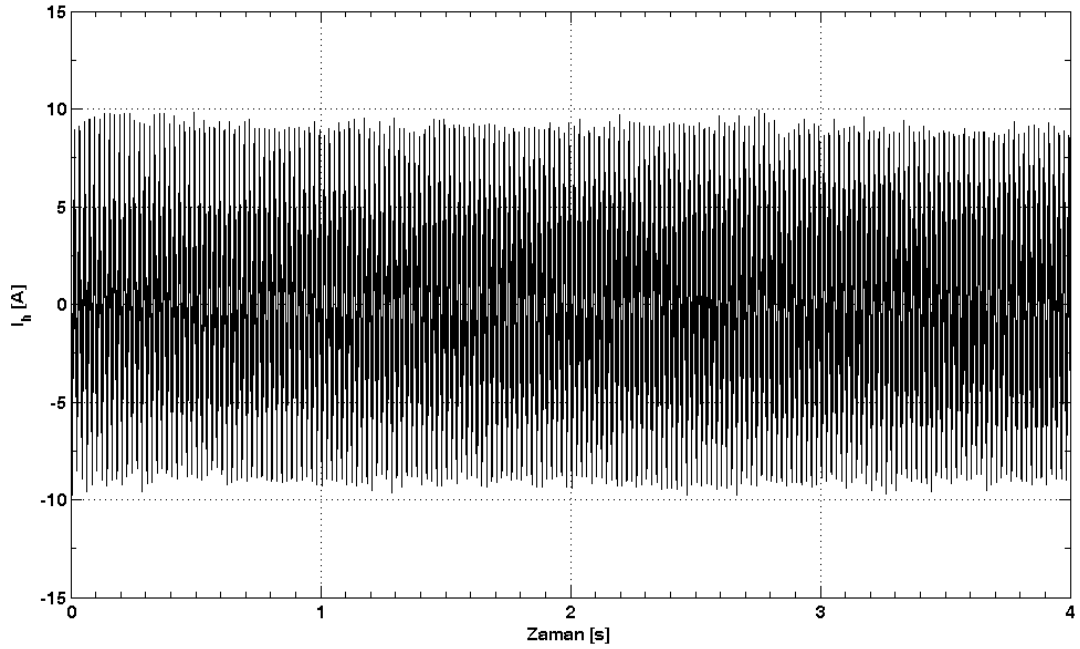
Yukarıda da bahsi geçen fiziksel sınırları baskın olarak seçilen IGBT'ler belirlemektedir. Gerçekleme sisteminde kullanılacak olan IGBT'lerin dayanma gerilimleri 1200V, sürekli hal akımları ise 100A'dir. Devrede kullanılan IGBT elemanlarının maruz kalacağı gerilim değeri olarak sadece nominal DA ara gerilim değeri değil, bunun yanında anahtarlama anında IGBT'ye seri halde bulunan kaçak endüktanslardan kaynaklanan gerilim sıçramaları da düşünülmelidir.

Bunun haricinde güç katında kullanılan pasif elemanlar olan endüktans ve kondansatörlerin akım ve gerilimlerinin de fiziksel sınırları bulunmakla beraber bu elemanların da IGBT anahtarlama elemanının akım ve gerilim değerlerine göre seçilmesi dolayısıyla ikinci derecede önem arzetmektedir. Yalnız bu pasif elemanların istenen performans değerlerine uygun olup olmadığı gerçekleme sistemi üzerinde test edilmelidir. Kullanılması düşünülen şok bobini anma akımları 36A, eşdeğer kondansatör anma gerilimi ise 900V'dur. Benzetime dair aşağıda sunulmakta olan bütün çıktılar incelendiğinde IGBT ve pasif elemanların yukarıda verilen fiziksel kısıtlarının dışına çıkılmadığı görülmektedir.



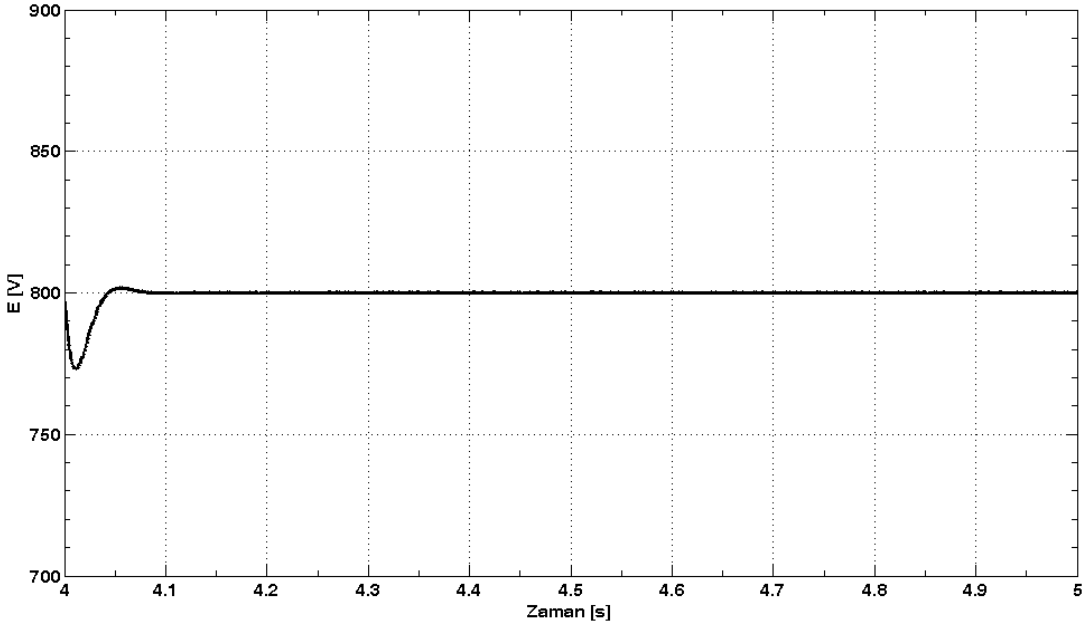

**Şekil 3.19 :** 0-4s aralığında DA ara gerilim.

Benzetim dengeli ve hemen hemen sıfır THD'li bir şebeke gerilimi koşuluyla gerçekleştirilmiştir.



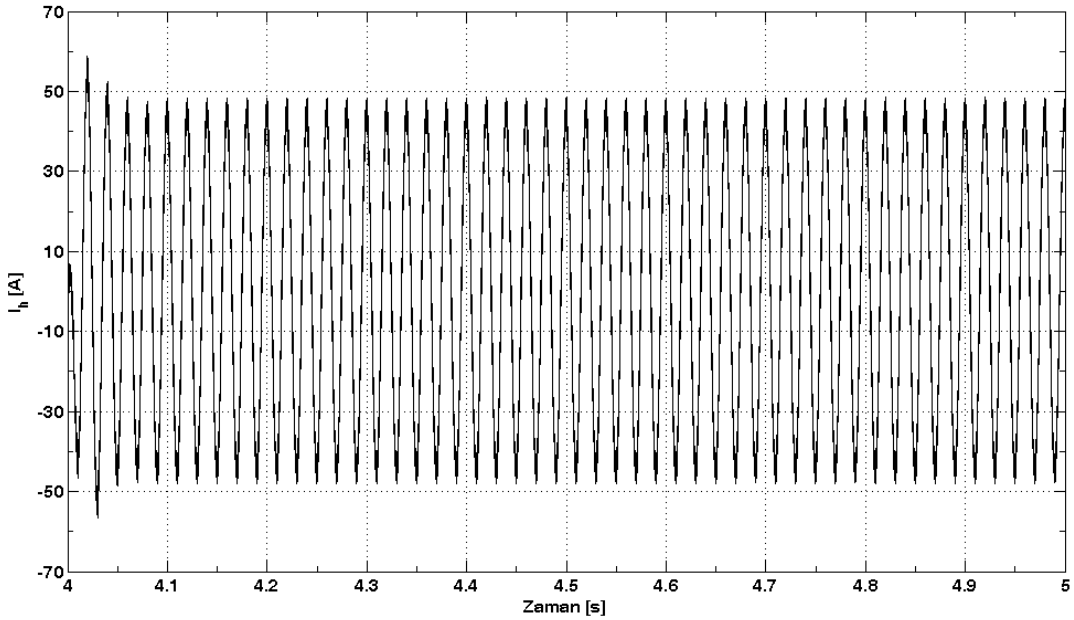

**Şekil 3.20 :** 0-4s aralığında AA hat akımı.

Benzetimin ilk üç saniyesinde DA güç kondansatörleri 800V referans gerilim değeri ile yumuşak yolverme ile doldurulurken çekilen akımlar başarıyla sınırlandırılmıştır. Sonraki bir saniye boyunca yüksüz durumda ara gerilim sürekli hali gözlemlenmiştir. Güç katı içeriğinde bulunan kondansatörlerden kaynaklanan kapasitif akımlar ve anahtarlamalardan kaynaklanan gürültüler gözükmektedir. Bu nedenle GÇ ve akımın THD değerlerinin anlamsız değerler alması olağan bir durum olarak karşımıza çıkmaktadır.




**Şekil 3.21 :** 4-5s aralığında DA ara gerilim.

Benzetimin 4'üncü saniyesinde nominal yükün basamak şeklinde devreye alınması ÇBAG tabanlı rüzgar türbin sistemlerinde senkronaltı minimum hızda türbinin devreye alınmasına tekabül etmektedir. Basamak şeklinde yük devreye girmesi ile DA ara gerilim değeri 770V'a kadar düşerken, AA hat akımlarının tepesi ise 60A mertebesine yükselmektedir. Sürekli halde akım THD'si %6'ya, GÇ değeri ise 1'e yerleşmektedir.



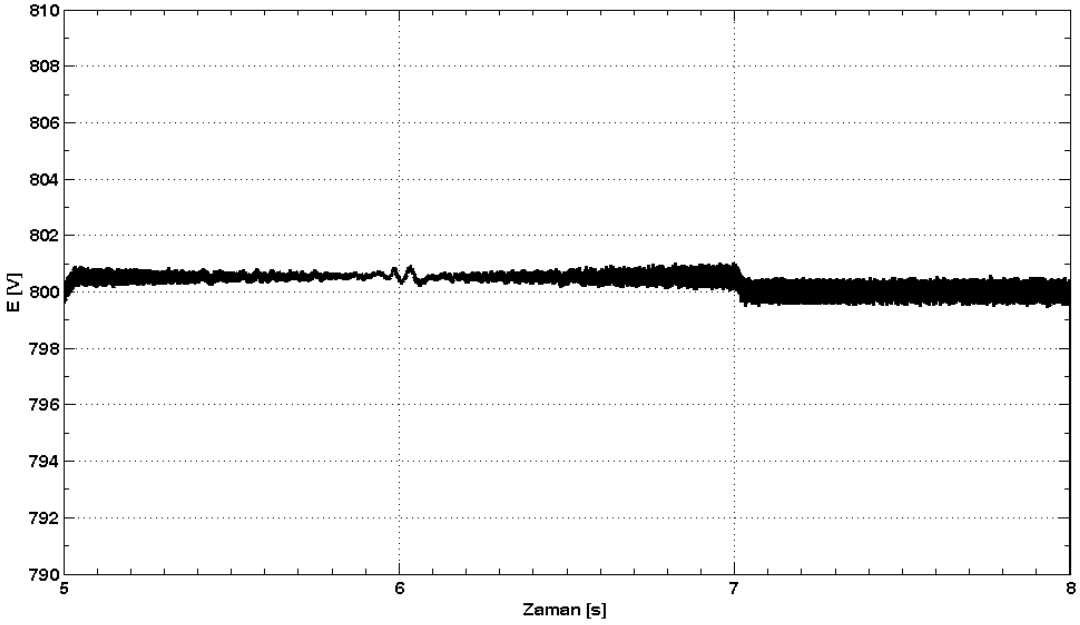

**Şekil 3.22 :** 4-5s aralığında AA hat akımı.

Bu mertebe IGBT fiziksel sınırları içinde kaldığından bir sıkıntı oluşturmayacaktır. Zaten anahtarlama elemanının seçiminde bu tarz durumlar düşünülerek yeterli mertebede tolerans bırakılmıştır. Böylece en kötü durum geçişlerinde fiziksel sınırları aşılamayacak bir IGBT seçildiği düşünülmektedir.

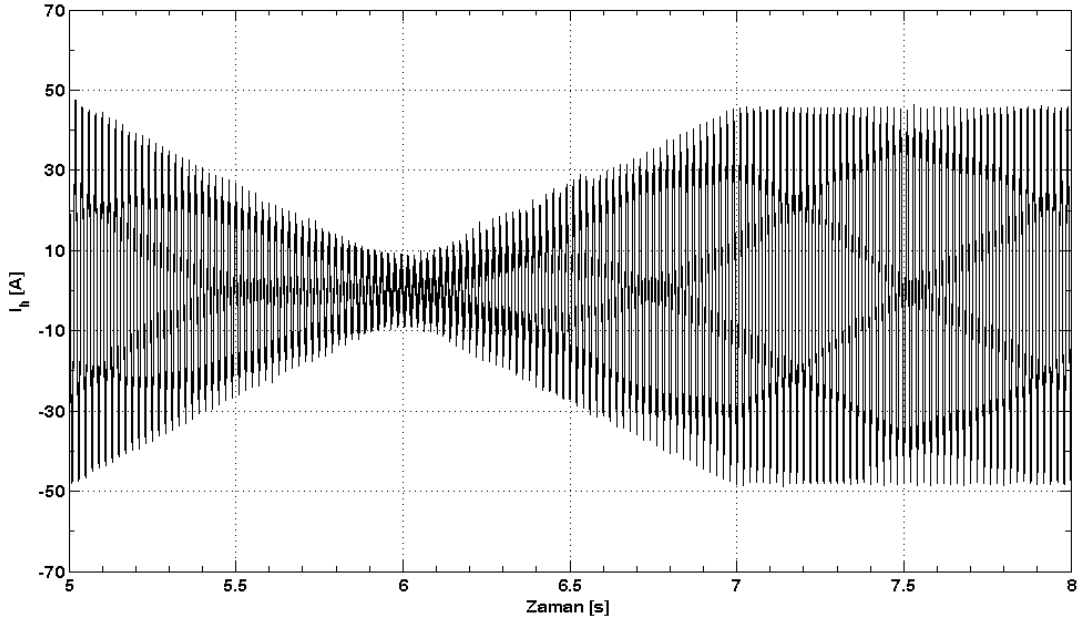
Benzetimin 5-7s aralığında nominal yükten regeneratif nominal yüke rampa şeklinde geçiş yapılması ÇBAG tabanlı rüzgar türbin sistemlerinde, generatörün senkronaltı minimum hız değerinden senkron üstü maksimum hız değerine geçiş yapılmasına tekabül etmektedir. Bu durumda DA ara gerilim 800-801V civarında seyretmektedir. Akımın temel bileşeninin zayıf olduğu, yani güç akışının yön değiştirdiği bölgelerde ise daha önce de bahsedildiği üzere THD'nin artması ve GÇ değerinin azalması kaçınılamayacak bir durumdur.

Benzetimin 7-8s aralığında artık regeneratif nominal yük durumundaki, yani generatörün senkronüstü maksimum hız değerinde çalışma durumundaki çevirici

davranışı incelenmiştir. Bu durumda DA ara gerilim referansı başarılı bir şekilde takip edilmektedir. Akım THD'si %6'ya, GÇ ise 1 değerine yerleşmektedir.



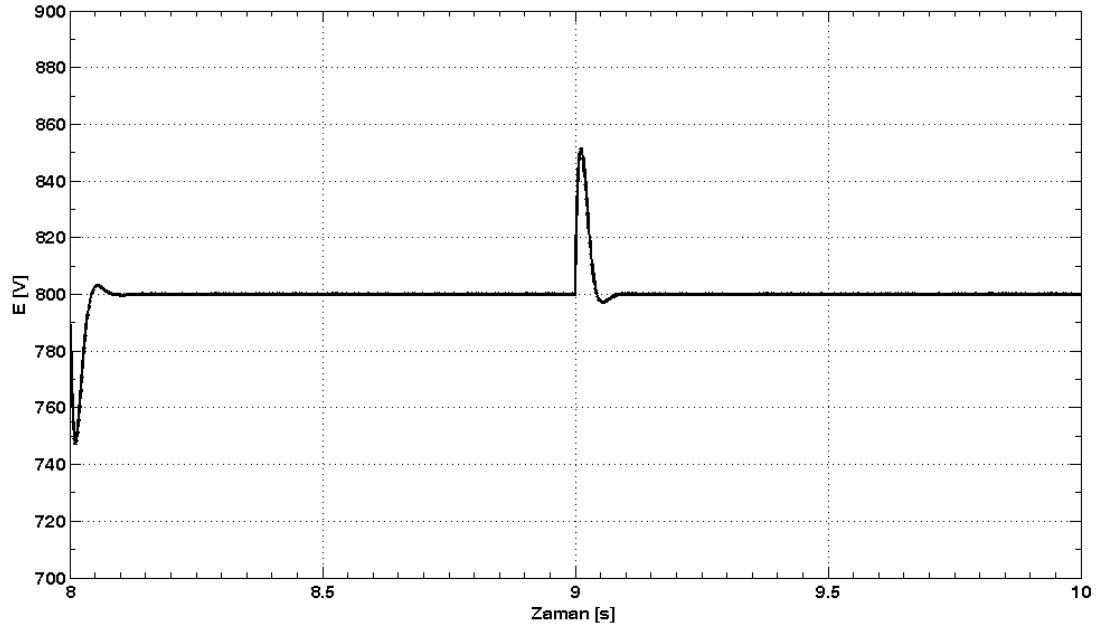

**Şekil 3.23 :** 5-8s aralığında DA ara gerilim.



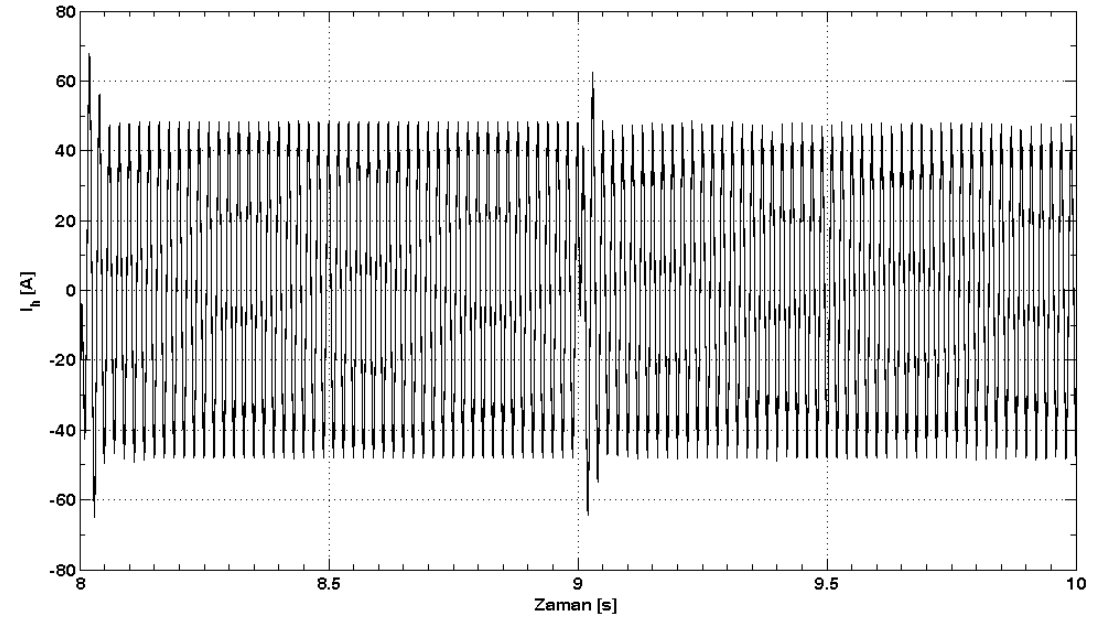

**Şekil 3.24 :** 5-8s aralığında AA hat akımı.

Benzetimin 8'inci saniyesinde regeneratif nominal yükten pozitif anma yüküne basamak şekilde geçilmesi, ÇBAG tabanlı rüzgar türbin sistemlerinde generatörün senkronüstü anma hızından senkronaltı minimum hıza sınırına düşmesi, yani rüzgarın ani bir şekilde kesilerek türbini yavaşlatmasının sınır koşuluna tekabül etmektedir. 9'uncu saniyede ise anma yükünden basamak şekilde regeneratif anma

yüküne geçilmesi, ÇBAG tabanlı rüzgar türbin sistemlerinde generatörün senkronaltı minimum hız değerinden senkronüstü nominal hıza çıkması, yani ani bir rüzgar darbesi ile türbinin nominal hıza ulaşması sınır koşuluna tekabül etmektedir.



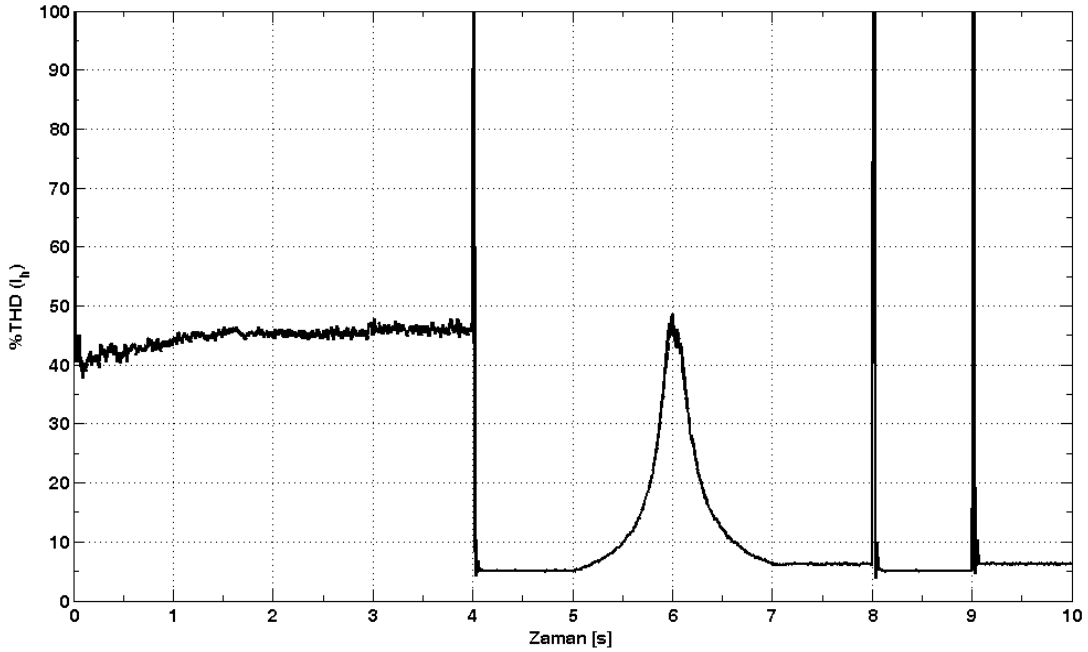

**Şekil 3.25 :** 8-10s aralığında DA ara gerilim.




**Şekil 3.26 :** 8-10s aralığında AA hat akımı.

Yukarıda verilen grafiklerden gözlemlenebildiği üzere DA ara gerilim değerinin, anma değerdeki güç akışının yönünün basamak şeklinde değişimine tepkisi 50V kadar olmaktadır. Yani negatif anma yükünden pozitif anma yüküne geçişte 750V değerine kadar düşmekte, tersi durumda ise 850V değerine kadar çıkmaktadır. Hat

akımlarının yük geçişlerinde ulaştığı tepe değerlerin ise 70A civarında olduğu gözlemlenmiştir. Yükteki değişim için karşılaşılabilecek en kötü durum bu şekilde öngörülmüş olup, bu yük geçiş durumunda karşılaşılan hat akımları ve ara gerilim değişimlerinin de fiziksel sınırlar içinde tutulması başarıyla sağlanabilmiştir.



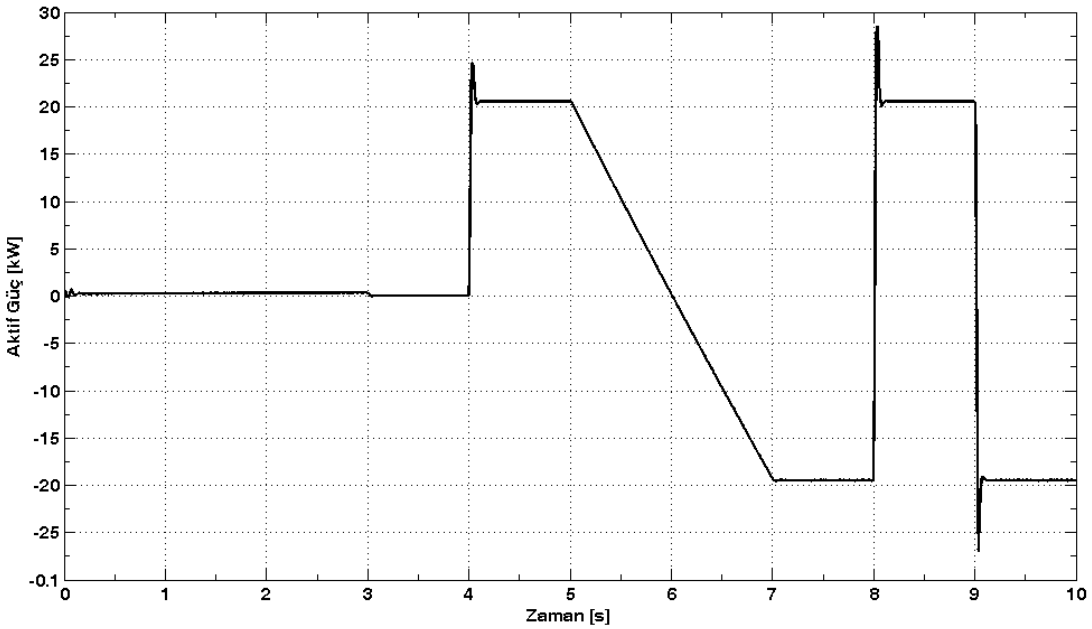

**Şekil 3.27 :** Hat akımlarının toplam harmonik distorsiyon değişimi.

Benzetim süresince çeşitli yük durumları ve bunlar arasındaki geçiş halleri gözlemlendiğinde pozitif anma yükünde %5, negative anma yükünde ise %6 harmonik içerik olduğu görülmektedir. Yüksüz durumda çevirici tarafından çekilen temel bileşen yok denilebilir, yalnız AA tarafta bulunan filter kondansatörleri tarafından çekilen akımlar temel frekansta seyretmektedir. Dolayısıyla harmonik distorsiyonun büyük olması beklenen bir durumdur. Rampa geçiş anına denk gelen değişime (5-7s arası) bakıldığında temel bileşenin artıp azalmasına bağlı olarak THD değişimi görülmektedir.

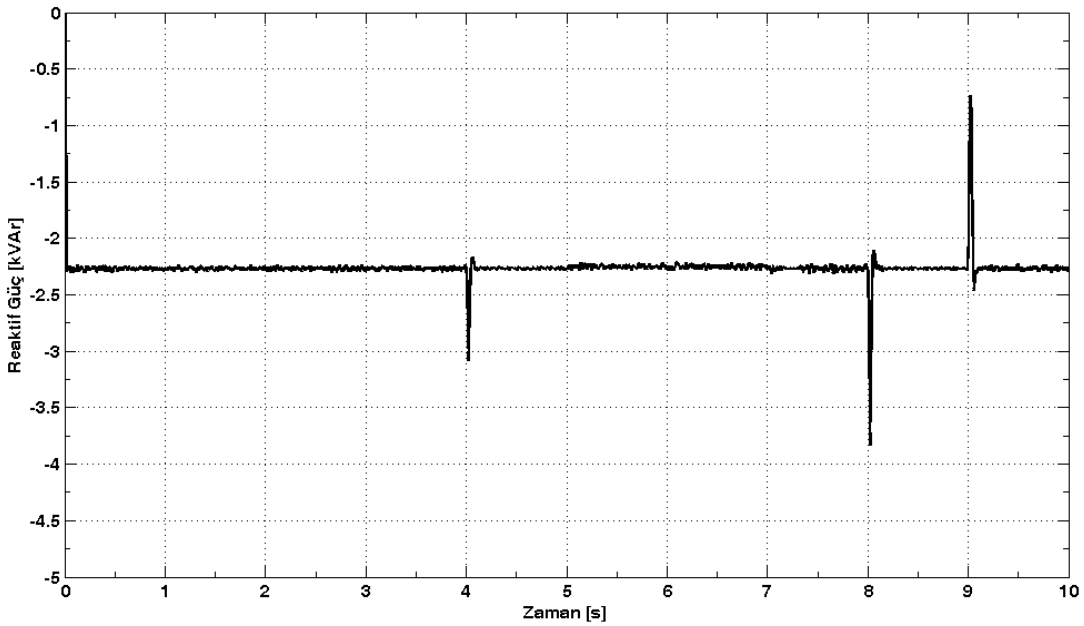
Burada doğrultucu kontrolü yapılırken daha önce de bahsedildiği gibi abc eksen takımından dq eksen takımına geçilmektedir. Bu eksen takımına geçiş ile aktif ve reaktif güçlerin birbirinden bağımsız bir şekilde kontrol edilebileceği iddiası da daha önce dile getirilmiştir.

Aşağıda aktif ve reaktif güç akışına dair çizdirilen grafiklerden bu iddianın gerçeklenebildiği anlaşılmaktadır. Yalnız sert yük geçişlerinde bir etkileşim olduğu görülmektedir. Bu etkileşimin olması da beklenen bir durumdur, lakin ihtiyaç ve

beklentilere göre optimize edilebilir. Tabi bu optimizasyon yapılırken kontrol mevzusu olan diğer parametrelerin de ihtiyaç ve kısıtlar çerçevesince eş zamanlı değerlendirilmesi önem arzetmektedir.

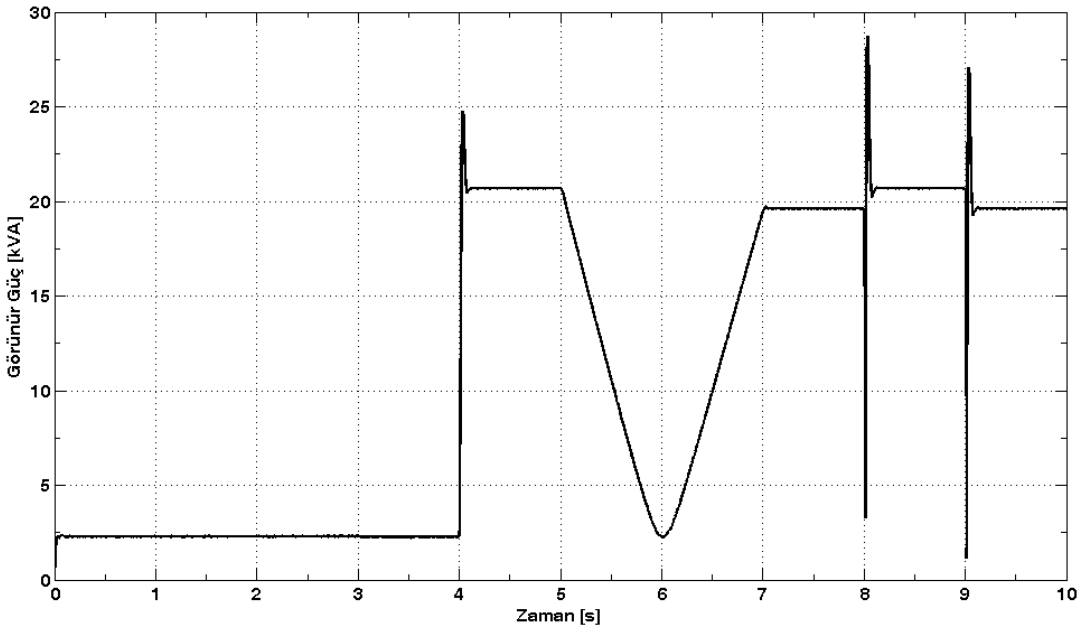



**Şekil 3.28 :** Şebeke aktif güç akışı.

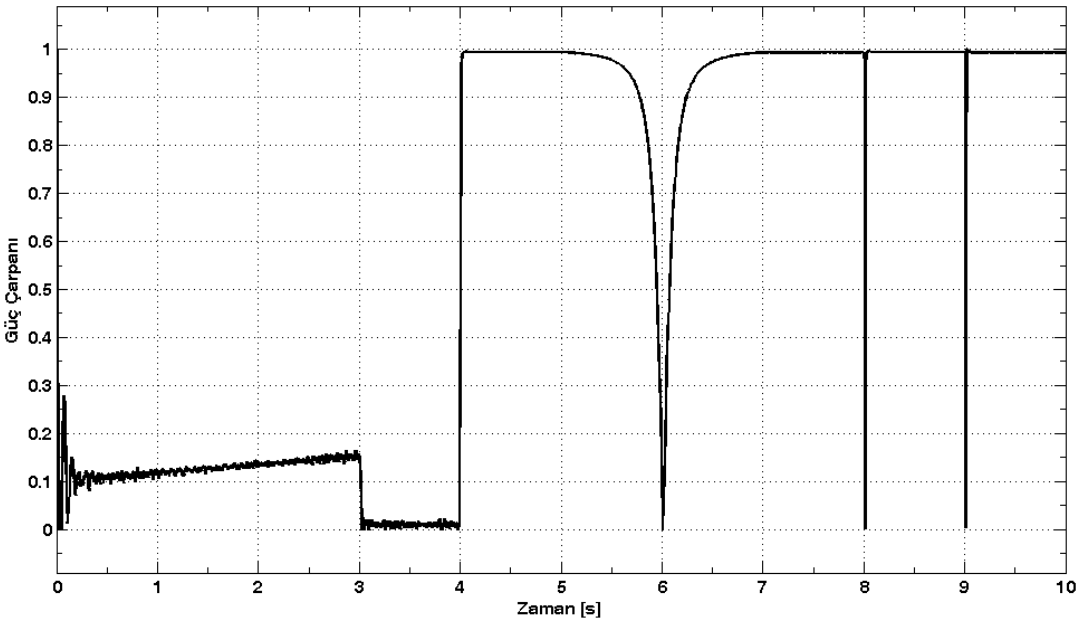



**Şekil 3.29 :** Şebeke reaktif güç akışı.

Reaktif güç akışının sürekli haldeki değeri, yukarıdaki grafikten görüldüğü üzere sıfır değildir. Bunun nedeni gerçek sistemde bulunan AA filtre kondansatörler akımlarının kontrol çevrim algoritması dışında kalmasıdır. Bu tez çalışmasından sonraki aşamalarda şebekeden çekilen bu akımlar sıfırlanmaya çalışılacaktır.




**Şekil 3.30 :** Şebeke görünür güç akışı.




**Şekil 3.31 :** Güç çarpanı değişimi.

Yukarıda bahsi geçen AA filtre kondansatör akımları güç çarpanını da etkilemektedir. Anma gücünde yaklaşık 1 değeri yakalansa da yükün azaltılması güç çarpanının da azalmasına sebep olmaktadır. Yukarıdaki grafikte 8'inci ve 9'uncu saniyelerde gözlemlediğimiz ani değişimler ise bu anlarda yapılan güç akışı yön değişikliğidir. Bilindiği üzere güç akışında yön değişikli durumunda akan akımlar da 180 derece yön değiştirecektir. Burada güç çarpanındaki bozulma, senkronizasyonun tekrar sağlanmasıyla giderilmektedir.

# 4. IGBT TABANLI DOĞRULTUCU TASARIMI

Daha önce de bahsedildiği üzere ÇBAG tabanlı rüzgar türbini sisteminde generatörün rotor hattında bir frekans çeviricisi bulunmaktadır. Bu frekans çeviricisini oluşturun alt parçalardan birisi olan şebeke tarafı çevirici, kontrol algoritması açısından bakıldığında, içeriğinde Güç Kompanzasyonu (GK), harmonik eliminasyonu bulunan ve amacı DA taraftaki gerilimin istenen referans değerde tutulmasını sağlamak olan Darbe Genişlik Modülasyonlu (DGM) doğrultucu ile birçok açıdan benzeşmektedir. Bu sebeple şebeke değerlerinde çalışacak bir DGM doğrultucu uygulaması yapılması hedefe varışta bir yöntem olarak düşünülmüştür.

Bu bölümde, doğrultucunun beklenen işlevlerini yerine getirebilmesi için gerekli olan alt birimlerden bahsedilmektedir. Bu alt birimlerin tasarımlarına genel hatlarıyla değinilerek karakteristikleri osiloskop çıktıları ile desteklenmektedir.

## 4.1 Kontrol Kartı

Kontrolör olarak Texas Instruments (TI) firmasının C2000 DSP ailesinden TMS320F28335 kodlu kontrolör kullanılmıştır. C2000 ailesi DSP'ler sundukları yüksek işlem hızı ve güç elektroniği uygulamalarına özel tasarlanmış donanım kaynakları ile karmaşık kontrol algoritmalarının gerçekleştirilmesine olanak sağlar. DSP kontrolör (DSC), tek bir kılıf içerisinde RAM, ROM, FLASH gibi hafıza birimlerine; CAN, I2C, SCI, SPI, Paralel I/O gibi haberleşme birimlerine; ADC, TIMER, PWM (DGM), QEI (Quadrature Encoder Interface) gibi güç elektroniği uygulamalarında yaygın kullanılan donanım kaynakları yanında, DSP hafızasına gömülmüş tabloları ve ayrı donanımları olan yazılım makroları içeren geniş bir kütüphaneye sahiptir.

Bunların yanında karmaşık matematik işlemlerini ve filtre fonksiyonlarını hızlı bir şekilde hesaplama yeteneğine sahiptir. Kullanılan bu DSC 150Mhz hızında çalışabilen bir kontrolördür ve nominal besleme gerilimi 3.3V'tur[6].

DSC için gerekli yazılımlar TI firmasının CCS V4 (Code Composer Studio Version 4) program geliştirme ortamı kullanılarak C dili ile geliştirilmiştir. CCS V4, TI

işlemcileri için oluşturulmuş Eclipse tabanlı bir program geliştirme ortamıdır. Bu ortam gömülü sistemler için yazılım geliştirme ve çevrimiçi hata ayıklama ("online debugging") işlemlerini gerçekleştirmek için tasarlanmıştır. CCS Studio, her TI işlemcisi için editör, derleyici, hata ayıklayıcı (debugger), simülatör, gerçek zamanlı işletim (realtime operation) ve daha birçok özellik sunmaktadır. CCS studio Eclipse framework tabanlı bir IDE'dir. Eclipse ise program geliştirme ortamlarının altyapısını oluşturmak için tasarlanmış ve kullanımı hızla artan bir çerçeve programdır.

ePWM: Gelişmiş PWM modülü independent/complementary PWM modlarını destekler, kanallar arasında "dead-time" süresi ayarlanabilir. Bazı PWM kanalları HRPWM (High Resulation PWM) özelliğine de sahiptir. HRPWM özelliği istenilen işaret ile modüle edilmiş PWM sinyalinin daha yüksek frekanslı başka bir kare dalga sinyal ile modüle edilerek elde edilen IGBT kapı işaretlerinin darbe transformatörü ile izole edilmesini sağlar. Ayrıca ePWM modülü DMA ( Direct Memory System ) özelliğini desteklemesi ile merkezi işlem birimi üzerinde fazla yük oluşturmadan ve daha az kaynak tüketerek çalışabilir.

eCAP: Gelişmiş olay yakalama (capture) modülüdür. 32-bit kapasiteli sayıcıya ve yazılım ile ayarlanabilen 4 adet olay girişine sahiptir**.** İstenilen bir olayın süresini merkezi işlem biriminden bağımsız olarak ölçüp kaydedebilir. Ayrıca eCAP modülü PWM sinyali oluşturacak şekilde de ayarlanabilir.

eQEP: Gelişmiş enkoder modülüdür. Sahip olduğu 32-bit lik sayıcısı ile motorun hızını ve konumunu yüksek veya düşük hızlarda artımsal biçimde ölçebilir.

ADC: ADC modülü 12-bit, 16 kanal bir analog / sayısal dönüştürücüdür. Eş zamanlı örnekleme için iki adet tutucu (sample and hold) devresine sahiptir. ADC modülü merkezi işlem birimi üzerindeki iş yükünü azaltacak DMA özelliğini destekler. ADC modülü 0-3V analog giriş ölçme aralığında çalışmaktadır ve 3V'un üzerindeki değerlerinde 3V giriş için verdiği dönüşüm sonucunu vermektedir[6].

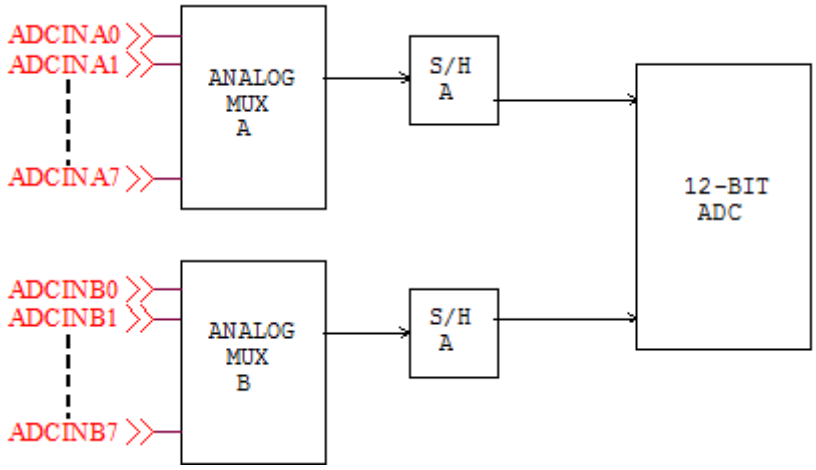
12-bit analog digital dönüştürücüde maksimum değer 111111111111 = FFF = 4095 olmaktadır. O halde analog giriş değerlerine karşılık gelecek sayısal değerleri aşağıdaki gibi yazabiliriz[6].

analog giriş $=< 0V \Rightarrow$ sayısal değer $= 0$

analog giriş $< 3V \Rightarrow$ sayısal değer $= 4096 \times ((\text{analog giriş} - \text{ADCLO})/3)$

analog giriş >= 3V ⇒ sayısal değer = 4095

ADCLO (ADC low reference input), kart üzerinde analog GND ye bağlanıyor ama DSC'nin analog modülünün yapısından dolayı sayısal değeri veren formülde 1/3 katsayısı bulunuyor. Bu nedenle de DSC'nin analog pinlerine gelen gerilimler 0–3 V aralığında olacak şekilde analog ölçme devrelerinin tasarımları yapılmış olması önem arzediyor.




**Şekil 4.1 :** DSC'nin analog/digital çevirici yapısı.

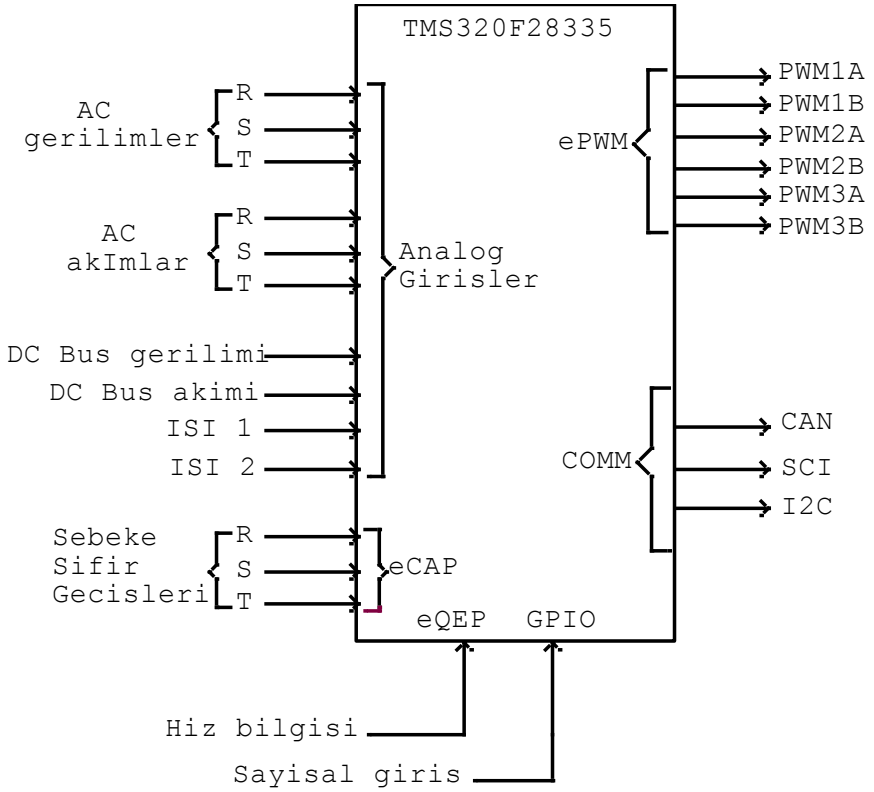
Yukarıdaki şekilde görüldüğü gibi ADC modülü herbiri sekiz adet analog girişi olan iki adet çoklayıcıya (multiplexer) sahiptir. Bu çoklayıcıların çıkışlarında birer adet tutucu (S/H - Sample And Hold ) devresi vardır.

Analog / Digital dönüştürme işleminde ilgili kanalın seçilmesi ve tutucu devresindeki kapasitenin doldurulması iki okuma arasındaki süreyi arttıran en önemli etkendir. Seçtiğimiz DSC nin iki çoklayıcı ve iki tutuculu yapısı sayesinde herhangi bir fazın akım ve gerilimini aynı anda örnekleme şansına sahip olunmaktadır.

DSC nin hızlı ADC okuma kapasitesinden faydalanılarak ADC okuma frekansı PWM frekansının iki katı olarak seçilmiştir. DSP özelliği ve C2000 ailesinin gelişmiş matematik kütüphanesinden faydalanılarak her PWM işareti için okunan geçmiş ve tahmin edilen gelecek ADC değerleri sayısal filtreden geçirilerek oluşturulmuştur.

Ölçülen alternatif işaretler, ölçme kartında önce bir opamplı kazanç devresi yardımıyla [+1.5V -1.5V] arasında analog işaretlere, daha sonra ise 1.5V DA referans gerilimi ile seviye kaydırma işlemine tabi tutularak 0V-3V arasında salınan, ortalama değeri 1.5V olan analog bir sinyale dönüştürüldü. Bu gerilim seviyesi

kaydırma işlemi ile sinüzüidal gerilimin doğrultulmasına gerek kalmayarak ve doğrultucu diyotları üzerinde kalan gerilimlerden dolayı oluşan okuma hataları engellenecektir. DSC'nin yüksek hızlı ADC modülünün verimli bir şekilde kullanılabilmesi için düşük empedanslı bir kaynak tarafından beslenmesi gerekmektedir. TMS320F28335 DSC'sinde çıkış empedansı 50 ohm olarak ayarlanarak ADC arabirimi devresi ile hızlı bir dönüştürme işlemi sağlanabilir.




**Şekil 4.2 :** DSC'nin pinlerine bağlanan I/O sinyalleri.

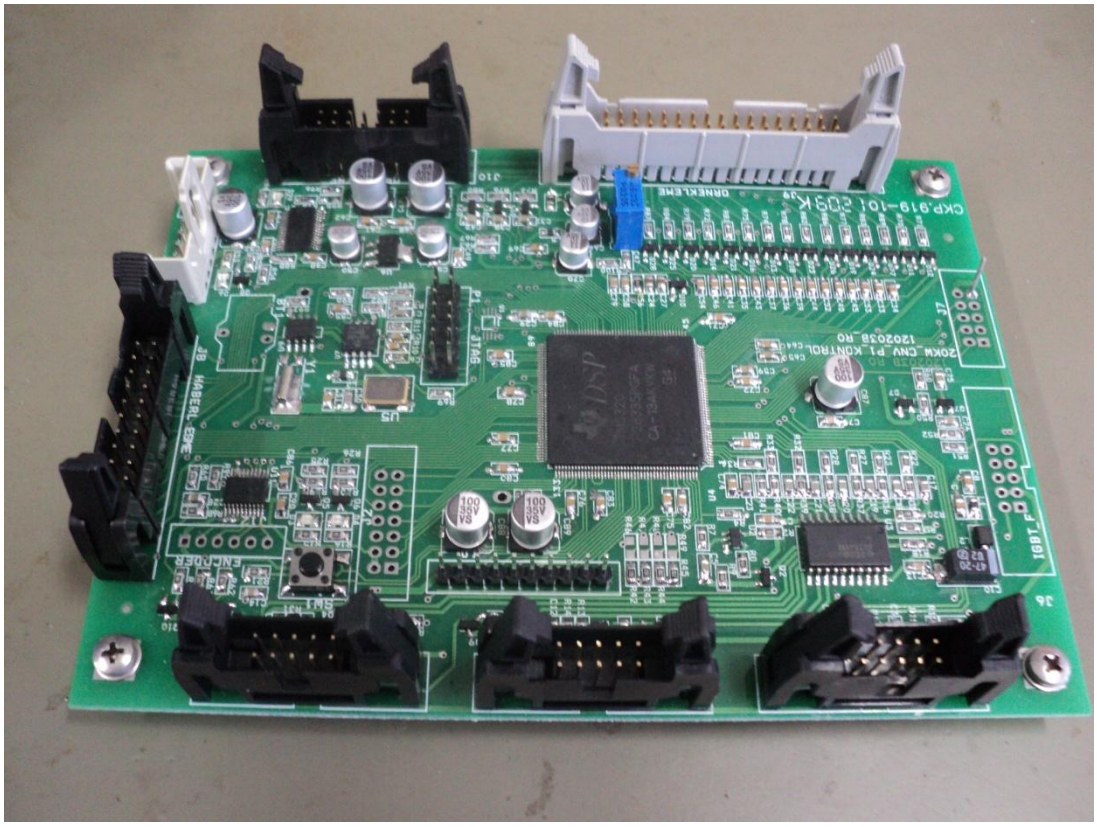
Seçilen kontrolör ile yazılım geliştirilmesine olanak sağlayan pek çok uygulama da mevcuttur. Texas Instruments'ın sunduğu IQmath ve Fast RTS (Fast Real Time Support) kütüphaneleri ile gerçek zamanlı uygulamalarda yüksek hızlı işlem kapasitesine ulaşılabilir.

IQ Math kütüphanesi, "floating point" özelliği olmayan kontrolörlerde "floating point" işlemlerini donanım seviyesine yakın bir hızda yapılabilmesine olanak sağlar. Aynı zamanda IQ Math kütüphanesinin sunduğu ve kontrolörün ROM'una (Read Only Memory) gömülen tabloları yardımı ile "floating point" donanımına sahip kontrolörlerde de işlem hızını arttırmaktadır.

Aynı IQ Math Kütüphanesi gibi Fast RTS Kütüphanesi de kontrolörün ROM'una gömülen ve işlem hızını arttıran tablolara sahiptir.

Üretilen sinüzoidal gerilimin yada şebekenin frekansının tespit edilmesi dolayısıyla sıfır geçiş noktalarının gecikmesiz bir şekilde yakalanması önemlidir. Sıfır geçiş noktalarının yakalanması ve iki sıfır geçiş noktası arasındaki sürenin hesaplanması işlemlerini eCAP (enchanced Capture) modülü yüksek doğrulukla yapabilir.

eCAP modülü kontrolörün merkezi işlem biriminden bağımsız olarak çalıştığından en fazla donanım saat hızı kadar, yani 6,67 ns lik bir hata ile işlemi gerçekleştirir.



**Şekil 4.3 :** Tasarlanan kontrol kartından bir görünüm.

TMS320F283XX ailesi DSC'ler oldukça gelişmiş bir PWM modülüne sahiptir. Merkezi işlem birimi üzerinde ilave bir yük oluşturmadan karmaşık PWM sinyalleri oluşturabilir. Programlama aşamasında programcıya daha fazla sorumluluk getirmesi ile elde edilen PWM sinyalinin daha esnek kullanımına olanak tanımaktadır. Aşağıda PWM modülünü oluşturan alt birimler görülmektedir.

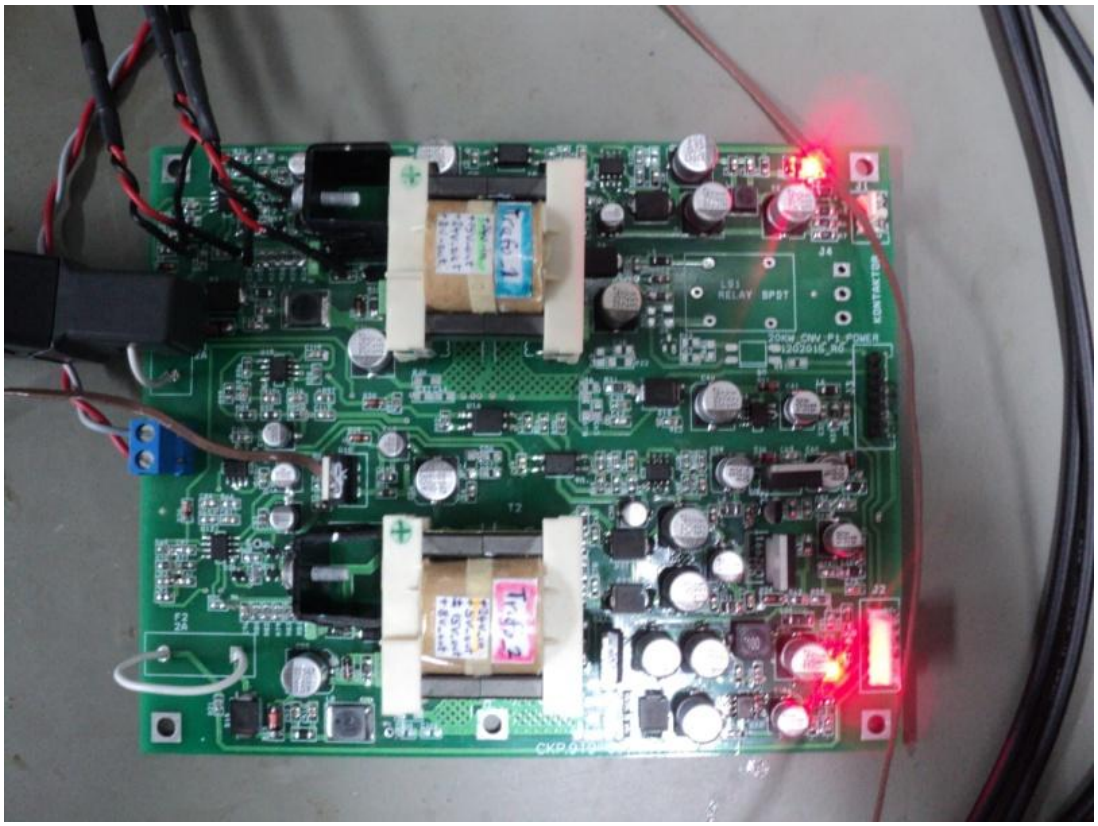
C2000 ailesi digital motor kontrol kütüphanesinde güç elektroniği uygulamalarında çokca kullanılan fonksiyonlar bloklar halinde kullanıma sunulur. Bu bloklar genel olarak şu şekilde sınıflandırılabilir:

- **Transforms & Estimators :** Clarke, Park, Sliding Mode Observer, Phase Voltage Calculation, Flux, Speed Calculator. and Estimators.

- **Control :** Signal Generation, PID, BEMF Commutation, Space Vector Generation.
- **Peripheral Drivers :** Pwm Drivers, ADC Drivers, Motor Sensor Interfaces.

### 4.2 Besleme Kartı

Geliştirilen besleme kartı iki alt güç kaynağından oluşmakta olup bu güç kaynakları, güç elektroniği çeviricisinin sürülmesi ve kontrol algoritmalarının gerçeklenebilmesi amacıyla ihtiyaç duyulan akım, gerilim ve sıcaklık gibi niceliklerin ölçülerek sistem geri beslemelerinin sağlanabilmesi için gerekli olan yalıtılmış DC gerilimlerin üretilmesini sağlamaktadır.

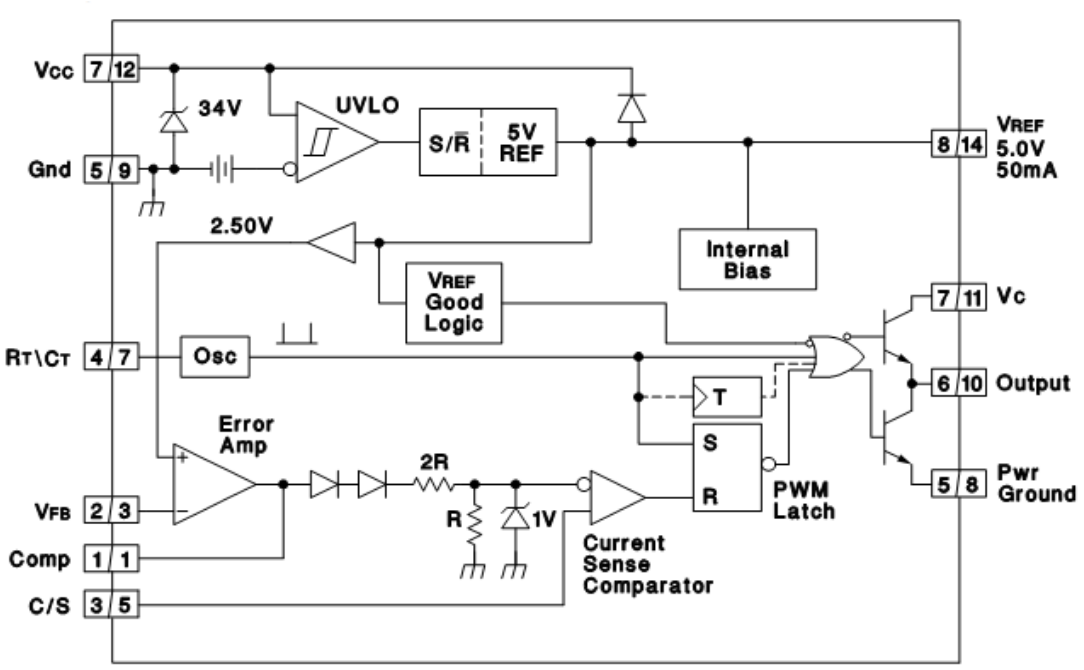


**Şekil 4.4 :** Geliştirilen besleme kartının testlerinden bir görünüm.

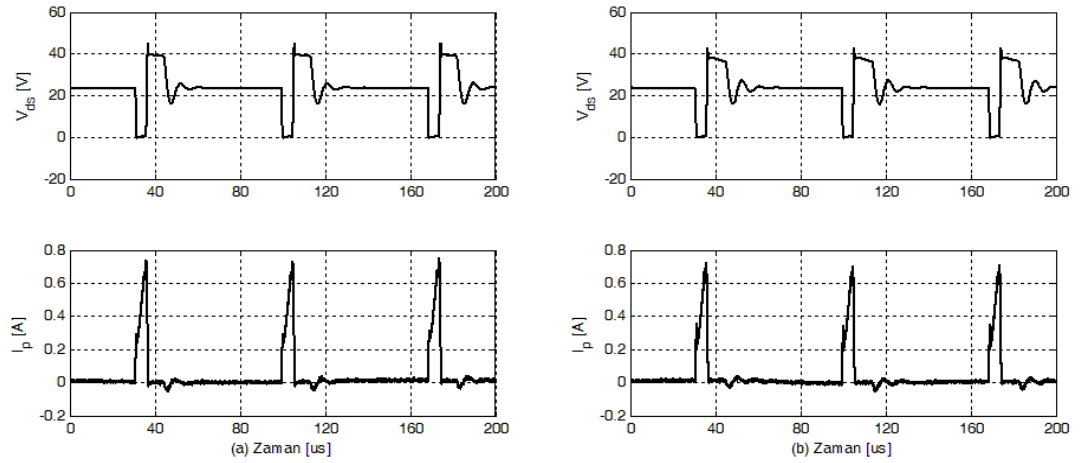
Güç kaynaklarının geliştirilmesinde UC2845 (Current Mode PWM Controller) entegresinden yararlanılmıştır.

İzole güç kaynakları 19,2V – 30V giriş gerilim aralığında çalışabilecek şekilde ve süreksiz akım modunda çalışabilen "flyback" topolojisine göre tasarlanmıştır. UC2845 kontrolör entegresinin maksimum görev döngüsü (Dmaks) 0.48 olarak

kendi içinde sınırlandırılmıştır. Bu sayede sürekli akım modunda çalışmaya yanlışlıkla geçilerek kararlılığın kaybedilmemesi sağlama alınmaktadır.

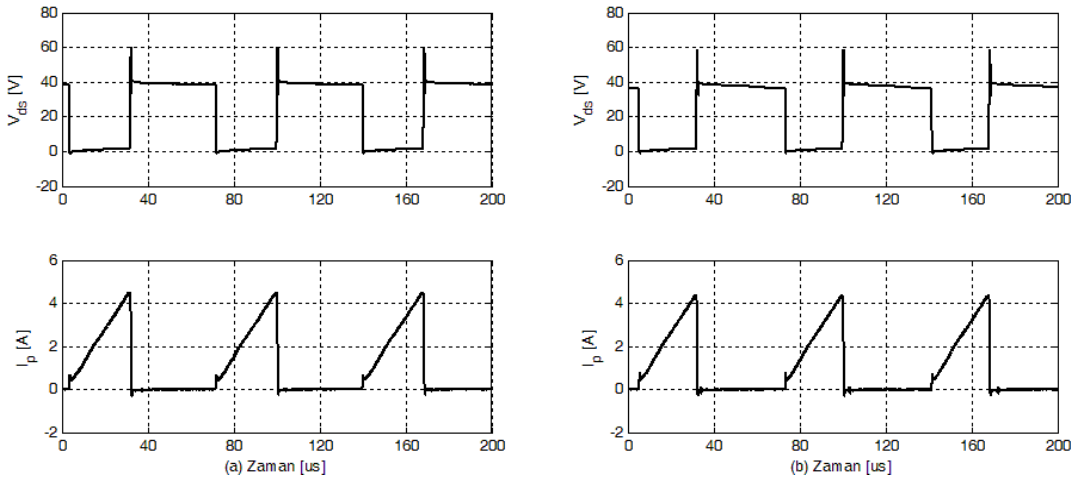



**Şekil 4.5 :** UC2845 entegresinin blok şema gösterimi.




**Şekil 4.6 :** MOSFET gerilim ve akım dalga şekilleri a)GK1, b)GK2.

Giriş geriliminin 24Vdc iken yüksüz durumda MOSFET üstünde görülen gerilim ve akım dalga şekilleri osiloskop aracılığıyla yukarıdaki şekilde gözlemlenmiştir. Bununla beraber yapılan testlerde primer geriliminin alt sınırı olan 19.2Vdc için MOSFET kapılarına uygulanan PWM işaretlerinin genişlediği, primer geriliminin üst sınırı olan 30Vdc için MOSFET kapılarına uygulanan PWM işaretlerinin ise aksine daraldığı gözlemlenmiştir. Yani beklenildiği gibi primerden çekilen akım besleme gerilimiyle ters orantılı olarak değişmektedir.




**Şekil 4.7 :** MOSFET gerilim ve akım dalga şekilleri a)GK1, b)GK2.

Giriş geriliminin 24Vdc iken tam yük durumunda MOSFET üstünde görülen gerilim ve akım dalga şekilleri osiloskop aracılığıyla yukarıdaki şekilde gözlemlenmiştir. Kaydedilen bu dalga şekillerinden de gözlemlenebileceği üzere MOSFET kapılarına uygulanan PWM işaretlerinin genişlikleri yüklenmeyle doğru orantılı olarak değişmektedir.

**Şekil 4.8 :** Kartın testleri ve kullanılan ekipmanlardan bir görünüm.

**Çizelge 4.1 :** Besleme kartı teknik özellikleri.

| | GK1 | GK2 |
|---|---|---|
| Giriş Gerilim Aralığı | 19.2V-30V | 19.2V-30V |
| Çıkış Gerilimleri ve Nominal Akım Değerleri | V1: +15Vdc, 670mA;<br>V2: +24Vdc, 300mA;<br>V3: +5Vdc, 100mA; | V4: +15Vdc, 200mA;<br>V5: -15Vdc, 200mA;<br>V6: +5Vdc, 2A;<br>V7: +5Vdc, 200mA; |
| Verim | 0.82 | 0.81 |
| Regülasyon | ±5% | ±5% |
| Nominal Yükte Görev Döngüsü (Dn) | 0.45 | 0.43 |

Yukarıdaki çizelgede 1'den 7'ye kadar numaralandırılmış gerilim kaynaklarının kullanılacağı yerler aşağıdaki şekilde açıklanabilir:

V1: Güç katında kullanılan IGBT'lerin sürülmesi

V2: Sistemde kullanılacak rölelerin sürülmesi

V3: RS232 haberleşmesi

V4: Ölçme kartında opamp ve sensörlerin beslenmesi

V5: Ölçme kartında opamp ve sensörlerin beslenmesi

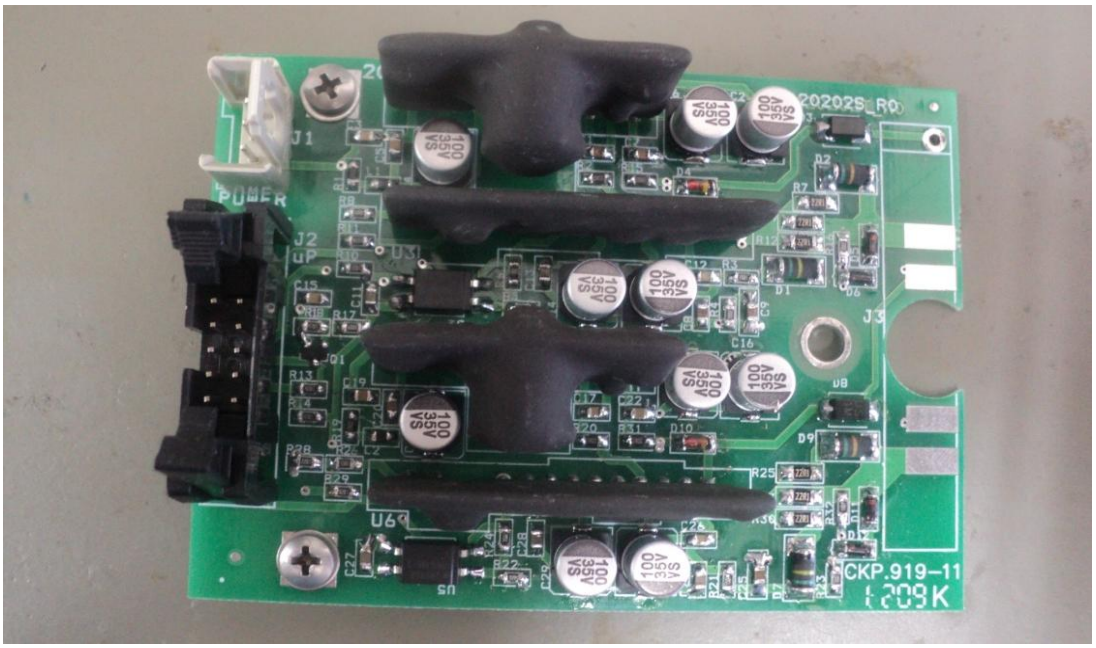
V6: µC beslemesi

V7: CAN haberleşmesi

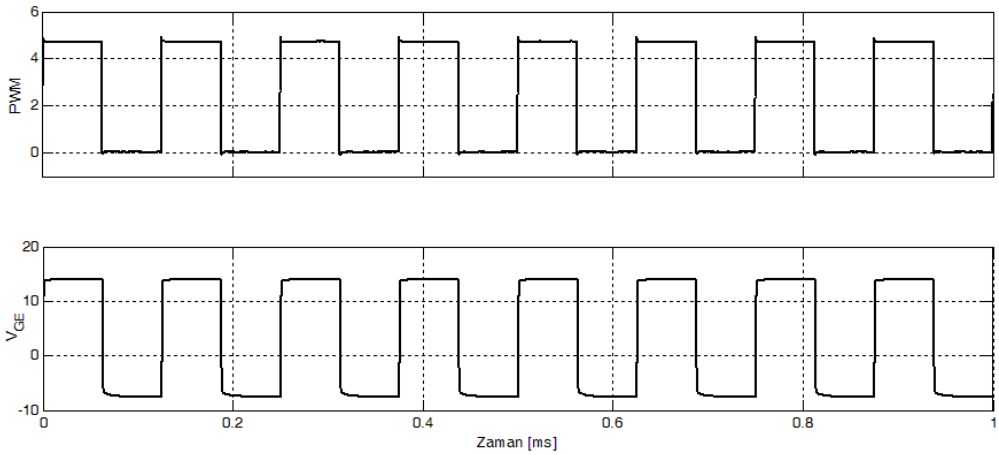
### 4.3 IGBT Sürücü Kartı

IGBT sürücü kartı iki kısımdan oluşmaktadır. Bunlardan ilki sürülecek her bir IGBT için ayrı ayrı +15V ve -8V üreten yüzen besleme kaynağıdır. Bu besleme kaynağı aynı zamanda IGBT'nin anahtarlanması için ihtiyaç duyduğu yük akımını karşılayabilmelidir.

İkinci kısımda ise kontrolörden gelen PWM işaretleri optik bağlayıcılar (optocoupler) yardımıyla ve sürücü kartın ilk kısmında üretilen izole beslemeler kullanılarak kuvvetlendirilerek IGBT kapılarına aktarılır. Ayrıca asıl sürme işleminin yapıldığı bu ikinci kısımdaki sürücü modül, IGBT kısa devre durumları için ilgili IGBT'yi kapatarak bir hata işareti üretmektedir. Bu hata işaretleri de optik bağlayıcılar kullanılarak kontrol kartına iletilmektedir. Bütün IGBT'lerden gelen bu hata işaretleri paralellenerek DSC'ye girilmekte, bu sayede herhangi bir IGBT kısa devre durumu ile karşılaşıldığında diğer IGBT'lerin de kapatılması sağlanmaktadır.




**Şekil 4.9 :** Geliştirilen IGBT sürücü kartından bir görünüm.




**Şekil 4.10 :** Üretilen PWM işareti ve IGBT kapı gerilimi.

Sürücü devrenin nominal yükte çalışması test edilmiş ve bu testte devreye uygulanan PWM'lere karşılık düşen IGBT kapı işaretleri osiloskopta yukarıdaki gibi gözlemlenmiştir. Nominal yük durumu için devredeki ısınmaların da normal seviyelerde olduğu görülmüştür.

$$I_{g_on_pk} = U_{ge}/R_{g_on} \tag{4.1}$$

$$I_{g_off_pk} = U_{ge}/R_{g_off} \tag{4.2}$$

$$P_{gate} = f_s Q_{ge} U_{ge} \tag{4.3}$$

Her bir IGBT için kullanılacak sürücü devre, IGBT'yi $R_{g_on}$ direnci üzerinden iletime ve $R_{g_off}$ direnci üzerinden kesime sokmak için gerekli kapı akımlarının $I_{g_on_pk}$ ve $I_{g_off_pk}$ tepe değerini ve IGBT'ye ilişkin parametrelerden hesaplanabilen, IGBT'yi sürebilmek için gerekli $P_{gate}$ gücünü sağlayabilmelidir.

Ayrıca dikkate alınacak bir diğer kriter de giriş-çıkış arasındaki gerekli izolasyon gerilimidir. Sürücüye ait olan $V_{iso} = 2500V_{rms}/1dk$ yalıtım gerilimi, buradaki uygulama için yeterlidir.

Her bir IGBT'ye ilişkin sürücü devreyi, +15 Vdc ve –10Vdc ile besleyen; $P_{gate}$ çıkış gücünü karşılayacak güç kaynakları kullanılacaktır. Sürücünün dayandığı yalıtım gerilimi olan $V_{iso} = 2500V_{rms}/1dk$, bu güç kaynakları için de geçerlidir.

## 4.4 Ölçme Kartı

Ölçme kartı alt birimlerini oluşturan devreler aşağıdaki şekilde sıralanabilir:

1. AA ve DA akım ölçme devresi,
2. AA ve DA gerilim ölçme devresi,
3. Motor sargı sıcaklığı ölçme devresi,
4. Sıcaklık ölçme devreleri.

Yukarıda listelenen bütün ölçme devreleri bir kartta toplanıp, kullanılan işlemsel kuvvetlendiriciler aracılığıyla filtrelenerek DSC'nin (Digital Signal Controller) algılayabileceği gerilim seviyesi aralığına indirgenmiştir. Bu kart aracılığıyla, alınan bütün analog ölçümler DSC bünyesinde bulunan ADC'lerin (Analog/Digital Converter) ölçme aralığı olan 0-3V seviyesinde olacak şekilde ayarlanmıştır.

### 4.4.1 AA ve DA akım ölçme devreleri

Ölçme kartında toplam 6 adet (2x3faz) AA akım ölçme devresi bulunmaktadır. Ölçümler band genişliği DA 100 kHz olan kapalı çevrim "Hall Effect" akım sensörleri kullanılmıştır. Doğrulukları yaklaşık olarak 0.5% olarak verilen akım sensörleri, ±15 Vdc simetrik besleme kaynakları ile beslenmiştir. Burada kullanılan akım sensörleri primerlerinden akan akımla doğru orantılı olacak şekilde yine akım çıkışı vermektedir. Sensör çıkışındaki bu akım bilgisi çıkış terminallerine bağlanan paralel direnç ya da dirençler yardımıyla gerilim bilgisine çevrilmektedir. Çıkış

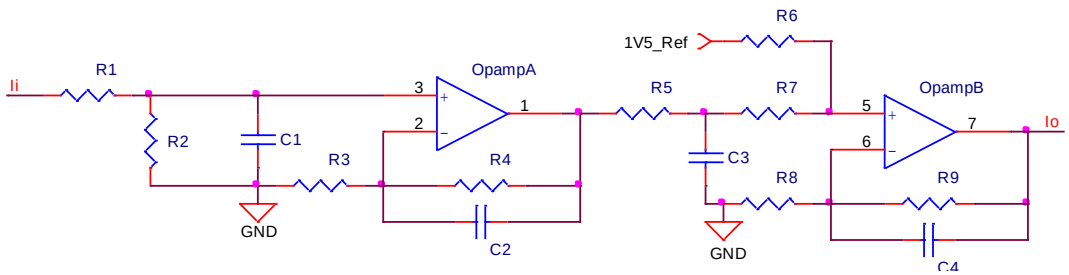
terminallerine bağlanacak direnç değerlerinin alt ve üst sınırları sensör beslemesine bağlı olarak üretici tarafından teknik dökümanda belirtilmektedir. Bu sınırların dışına çıkılmadan kullanılacak direnç tamamen tasarımcının inisiyatifindedir. Çıkış terminallerinde oluşturulan ve primer akımıyla orantılı olarak değişen bu gerilim işlemsel kuvvetlendirme işlemine tabi tutularak kazancı ayarlanmakta ve aynı zamanda isteğe göre filtreleme işlemine de tabi tutulabilmektedir.

Akım ölçme band genişliğinin yüksek olması sayesinde ölçülen akımlardaki değişimler, gerçek akım değişimlerine daha yakın olacaklardır (daha az filtreleme olduğu için). Böylece kontrol sistemindeki duyarlığını artıracaktır.

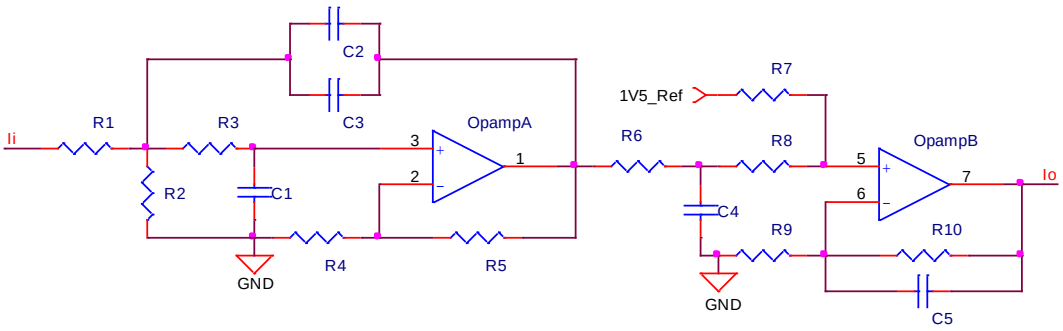
Yüksek band genişliği ile çevirici giriş ve çıkışlarındaki oluşacak hata akımları (IGBT kısa devre, aşırı yüklenme…) hızlı bir şekilde izlenecektir ve IGBT'ler için tanımlı olan kısa devre süresinde (≈10us) üretilen hata sinyalleri kullanılarak çeviriciler kapatılacak, IGBT'ler korunmuş olacaktır.

Mevzubahis devre, her bir 3 faz ölçümü için farklı birer topolojiye göre devre tasarımları yapılarak karşılaştırma yapılmıştır. Bu iki topolojideki farklılık ölçülen işaretlerin filtreleme kurgusundan ileri gelmektedir. Birinci topoloji (TP1), klasik diferansiyel OPAMP (işlemsel kuvvetlendirici) yapısıdır. Burada ölçülen işaret OPAMP'ın terslemeyen girişinde birinci dereceden bir alçak geçiren filtre ve tersleyen girişe yapılan geri besleme yolunda yine birinci dereceden bir alçak geçiren filtre ile süzülmektedir. İkinci topoloji (TP2) ise, klasik bir Sallen-Key alçak geçiren filtre yapısı olmakla beraber frekans cevabına göre Butterworth filtre olarak isimlendirilmektedir.

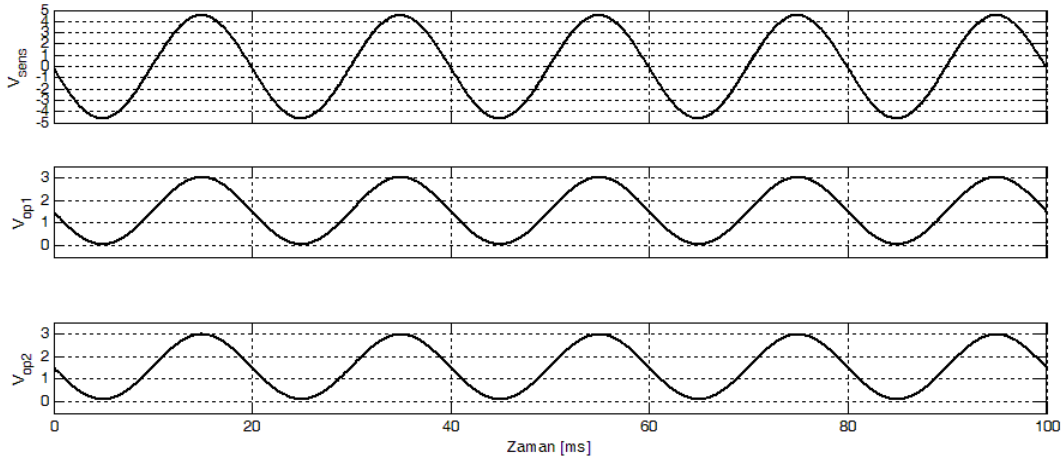
Her iki topolojide de ikili kaskad OPAMP kullanılmıştır. Temel olarak birinci katta baskın filtrelemeler yapılarak kazanç ayarlanır. İkinci katta ise AC işaretler, 1.5Vdc referans gerilimleri kullanılarak 0-3V arasında seyreden DC sinyallere zorlanmaktadır.




**Şekil 4.11 :** TP1 ile yapılandırılmış AC akım ölçme devresi.




**Şekil 4.12 :** TP2 ile yapılandırılmış AC akım ölçme devresi.




**Şekil 4.13 :** Sensör çıkışları ve üretilen ADC giriş dalga şekilleri.

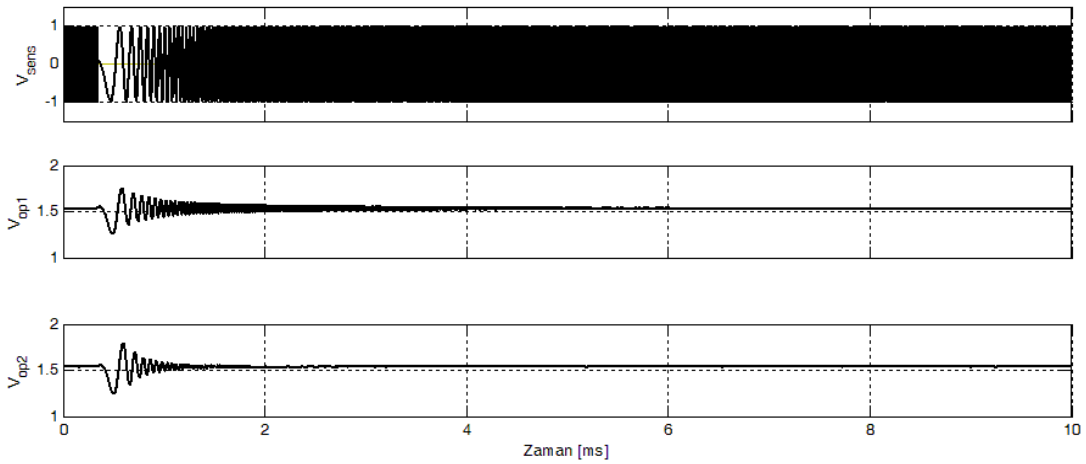
Maksimum akım değeri için sensör çıkışları ve buna karşılık üretilen ADC giriş dalga şekillerine dair osiloskop kayıtları yukarıda görülmektedir. Bu dalga şekillerinden de tasdik edilebileceği üzere maksimum akım değerinde DSC'ye iletilecek olan akım bilgisi 0-3V aralığında seyretmektedir.

Yapılan testlerle, ADC'ye gönderilen işaretlerin ortalama değerlerinin, akım genliğinin değişmesinden kayda değer bir şekilde etkilenmediği teyit edilmiştir. Her iki topoloji için de işaretin temel frekansında ise, gerçek dalgaya göre yaklaşık 2µs gecikme saptanmıştır.

Devrelere ayrıca 0-50Hz aralığında ve 10'ar Hz'lik adımlarla test işaretleri uygulanmış, ancak bu frekans değerleri için devrelerin ölçme tepkisinde kayda değer bir farklılık görülememiştir.

Devre girişlerine 0-300kHz test işareti uygulanmış ve buna karşılık devre çıkışlarında görülen dalga şekillerine dair osiloskop kayıtları yukarıda görülmektedir. Bu çıktılardan görüldüğü üzere tasarlanan iki devrenin frekans tepkileri dolayısıyla fitreleme başarısı farklılık göstermektedir. Köşe frekansı her iki devre için de aynı

olmasına rağmen TP2 ile oluşturulan ölçme devresinde üst frekansların süzülme işlemi daha keskin bir biçimde elde edilebilmektedir.




**Şekil 4.14 :** Akım devrelerin frekans tepkisi.

DC akımların ölçümünde de AC akımlar için hazırlanan devre yapısından yararlanılmıştır. Burada da ölçümler yine "Hall Effect" akım sensörleri yardımıyla yapılmaktadır. Mevzubahis sistem için frekans çeviricisindeki güç akışı her iki yönde de seyredebileceğinden ölçme referans noktası tıpkı AC ölçmelerde olduğu gibi 1.5Vdc olarak ayarlanmıştır.

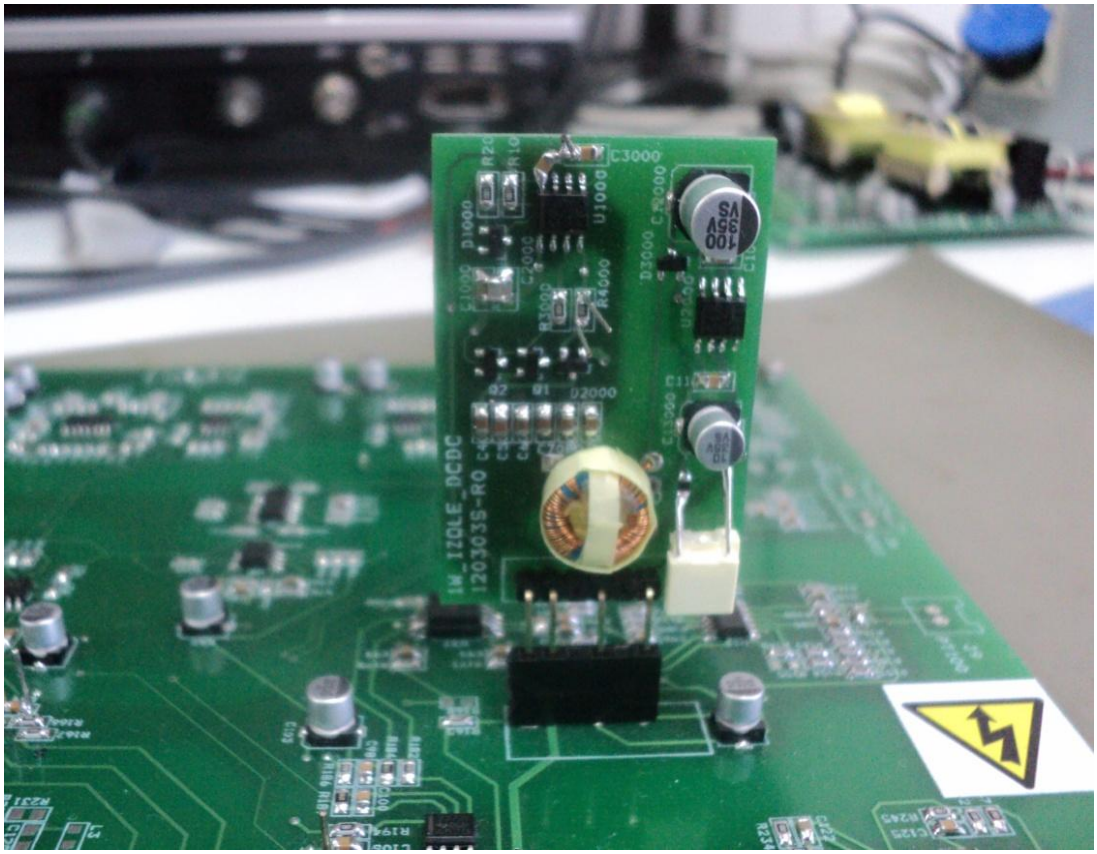
### 4.4.2 AA ve DA gerilim ölçme devreleri

Konvertörün, şebeke tarafındaki AA gerilimler yalıtılıp, ölçmelerin değerlendirileceği kontrol kartındaki A/D dönüştürücünün giriş gerilim seviyelerine (0...3V) düşürülerek ölçülmüştür. Bu devrede yalıtım amacıyla ölçme trafolarından faydalanılmaya çalışılmıştır, fakat istenilen performans yakalanamadığı için "hall effect" gerilim sensörü kullanma yoluna gidilmiştir. Gerilim sensörü de tıpkı akım sensörlerinde olduğu gibi yine akım kaynağı çıkışlıdır. Bu nedenle AA akım ölçme devresinde kullanılan devre yapısı burada da aynı şekilde uygulanmaktadır.

DA gerilim ölçme devresi aracılığıyla frekans çeviricisinin DA ara gerilimi ölçülmektedir. Devre genel olarak omik gerilim bölücü, izolasyonlu kuvvetlendirici ve OPAMP kullanılarak oluşturulmuştur.

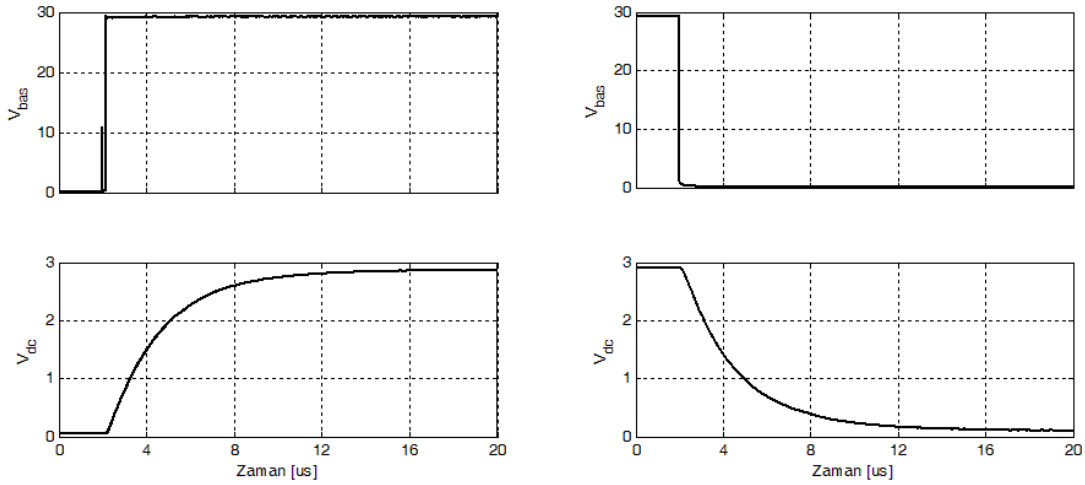
Burada ölçülen gerilimler ile, bunların değerlendirileceği kontrol kartı gerilim seviyeleri arasındaki yüksek gerilim farkından ötürü, yalıtım gerilimi yüksek ($V_{IORM} = 1230V$), optik yalıtımlı kuvvetlendiriciler kullanılmıştır. Band Genişliği 200 kHz, ve Kazanç Doğruluğu 0.5% olan optik yalıtımlı kuvvetlendiriciler; gerekli

hız ve doğrulukta gerilim ölçümlerinin yapılmasına olanak vermektedir. Kullanılan izolasyonlu kuvvetlediricinin ihtiyaç duyduğu izole besleme kaynağı da R10 torroid nüve üstüne sarılan 0.5W bir trafo yardımıyla sağlanmaktadır.




**Şekil 4.15 :** İzole besleme kaynağının ölçme kartında görünümü.

DC gerilim ölçme devresinde de kontrolör tepkisini kısıtlamayacak köşe frekansına sahip bir aktif filtre tasarımı yapılmıştır ve bu filtrenin zaman sabiti 2µs olarak seçilmiştir.




**Şekil 4.16 :** DC gerilim ölçme devresinin basamak girişe ait cevabı.

### 4.4.3 Sıcaklık ölçme devreleri

Daha çok koruma amaçlı olarak çeşitli sıcaklık ölçümlerinin alınması gereklidir. Çalışmamızda motor sargı sıcaklığı, soğutucu sıcaklığı ve ortam sıcaklığının her birinin ayrı ayrı ölçülmesi uygun görülmüştür.

Motor sıcaklığının ölçümünde stator sargılarına yerleştirilen PT100 sıcaklık sensöründen yararlanacaktır. Bu sensör terminallerinde sıcaklıkla doğru orantılı ve lineer değişen bir direnç görülmektedir. Terminalleri arasında beliren bu direnç üzerinden sabit bir akım akıtılarak elde edilen gerilim bilgisi izolasyonlu kuvvetlendirici ve OPAMP yardımıyla ADC'ye gönderilmektedir. Dolayısıyla tıpkı DC gerilim ölçümünde olduğu gibi izolasyonlu kuvvetlendirici için aynı izole besleme kaynağından bir adet de burada kullanılmaktadır.

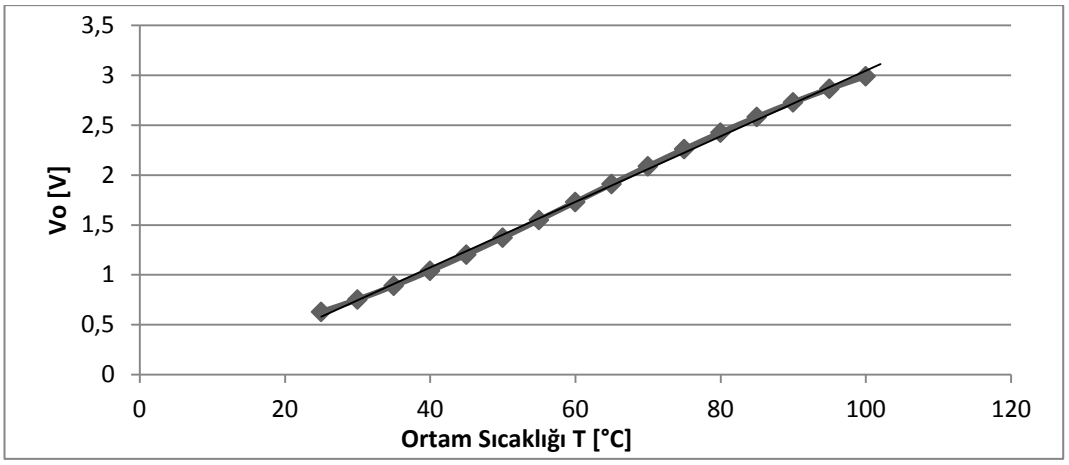
Burada normal şartlarda her ne kadar yüksek gerilim bulunmasa da olası bir hata durumunda kontrol katına yüksek gerilimin geçmesini engellemek amacıyla izolasyonlu kuvvetlendirici ihtiyacı husule gelmektedir.

Soğutucu sıcaklığının ölçülmesinde NTC (Negative Temperature Coefficient) dirençlerden yararlanılmaktadır ve bu sıcaklığın ölçülmesindeki amaç IGBT'lerin jonksiyon sıcaklıklarının kestirilmesini sağlayabilmektir.

"Max. Junction" sıcaklığı ($T_j$) 150°C olan IGBT'lerin, azami çalışma sıcaklığı 125°C olacak şekilde tasarım yapılacaktır. Ortam sıcaklığının en yüksek olduğu durumda, IGBT'lerde azami güç kaybının oluşması durumunda (azami akım, azami DA ara gerilimi ve azami anahtarlama frekansında) oluşacak $T_j$, en fazla 125°C olmalıdır. $T_j$, 0°C ile 125°C arasında ölçülecek ve 125°C'den büyük olduğunda, kritik durum olarak, çeviricilerin çalışmaları durdurulacaktır.

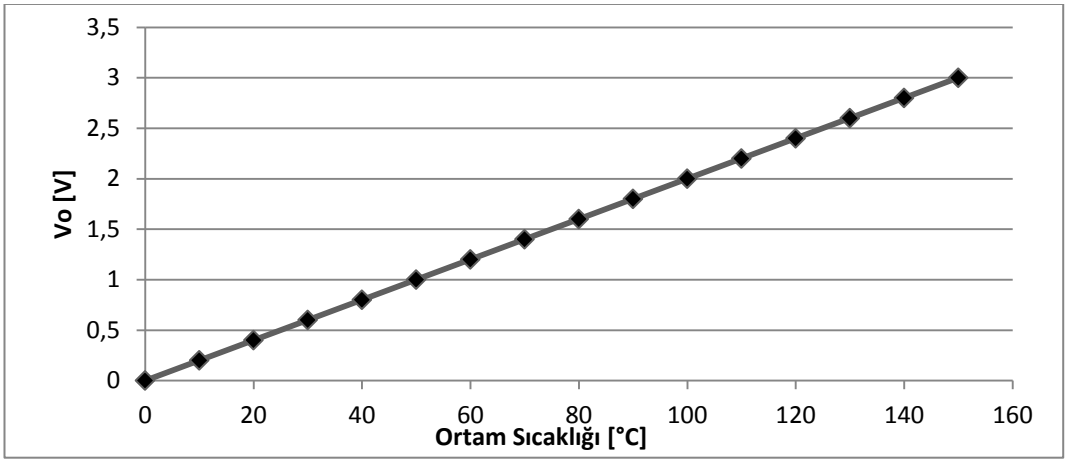
IGBT'lerin $T_j$ sıcaklığı doğrudan ölçülemediğinden bağlı oldukları soğutucu sıcaklığı ölçülerek on anki kayıplar da hesaba katılarak kestirim yapılacaktır.

Devrede soğutucunun belirlenen iki noktasından sıcaklık örneği, bahsedilen NTC dirençler yardımıyla alınmaktadır. NTC direncine seri olarak bağlanan bir direnç yardımıyla lineerleştirme yapılmıştır ve bu direnç üstünde görülen gerilim sıcaklıkla lineer denilebilecek şekilde değişmektedir. Bu gerilim yine bir OPAMP yardımıyla 0-3V aralığında seyredecek şekilde ayarlanmış ve aynı zamanda gürültüler de filtreleme işlemine tabi tutulmuştur.




**Şekil 4.17 :** Soğutucu sıcaklığı ölçme devresi çıkışı.

Ortam sıcaklığının ölçülmesinde LM35 entegresinden yararlanılmaktadır. Bu entegrenin çıkış terminalinde 10mV/°C katsayısıyla bir gerilim görülmektedir. Bu gerilim yine bir OPAMP yardımıyla kuvvetlendirilip görültüler de filtrelenerek kontrolörün ADC terminaline iletilmektedir.




**Şekil 4.18 :** Ortam sıcaklığı ölçme devresi çıkışı.

### 4.5 Güç Katı

50kW test düzeneğinde kullanılmak üzere 3 faz köprü IGBT yapısında bir güç katı toplanmıştır. Bu güç katı frekans çeviricisini oluşturmak için eşdeğer bir güç katı ile kaskad bağlanacaktır. Bu bağlamda güç katı hem 3 faz AC/DC çevirici (doğrultucu) algoritması hem de 3 faz DC/AC çevirici (evirici) algoritması ile test edilecektir. Son olarak birbirine kaskad olarak bağlanan eşdeğer iki çevirici 50kW ÇBAG tabanlı rüzgâr türbin sistemi donanım simülatöründe ve güç kontrolü algoritması ile çalıştırılacaktır.

ÇBAG için verilen aktif güç akışı hesaplarından görüldüğü üzere, rotor sargılarında kaymayla orantılı bir aktif güç akışı olacağı aşikârdır. O halde %150 aşırı yüklenmeye izin verilecek şekilde rotor tarafındaki frekans çeviricisinin gücü ($P_{fç}$),

$$P_{fç} = 1.5 s_n P_{sn} \tag{4.4}$$

ifadesiyle belirlenebilir.

Donanım simülatöründe kullanılması öngörülen generatöre dair nominal çalışma değerleri, $P_{sn} = 50kW$ ve $s_n = 0.20$ olduğundan frekans çeviricisinin gücü,

$$P_{fç} = 1.5 * 0.20 * 50kW = 15kW \tag{4.5}$$

olarak öngörülmüştür.

Burada frekans çeviricisinde kullanılacak anahtarlama elemanlarının (IGBT) seçiminde baz alınacak minimum dayanma gerilimi ($E_{d,min}$)

$$E_{d,min} = 2\sqrt{2}\frac{V_{f-f}}{\sqrt{3}} \tag{4.6}$$

olarak belirlenebilir. Rotor hattında öngörülen nominal çalışma değerleri de düşünüldüğünde frekans çeviricisinin her iki tarafında da $V_{f-f} = 380V$ olduğundan IGBT'lerin asgari dayanma gerilimi,

$$E_{d,min} = 2\sqrt{2}\frac{380}{\sqrt{3}} = 621V \tag{4.7}$$

olarak hesaplanmakla beraber, hem IGBT ve seri endüktanslarda oluşacak gerilim düşümleri düşünülerek hem de çeviricilerin birer diyot köprüsü gibi davranmasını da engelleme amaçlı burada DA ara gerilim 800V olarak seçilecektir. Bu sebeple çeşitli üreticiler tarafından standart olarak üretilen 1200V'luk IGBT'lerin kullanılması uygun görülmüştür.

Rotor tarafından geçecek %150 aşırı yüklenme için akımın tepe değerine göre IGBT'lerin karşılaması gereken akım değeri,

$$I_{rd} = \sqrt{2}\frac{P_{fç}}{\sqrt{3}V_r cos\varphi} \tag{4.8}$$

ifadesiyle saptanabilir. Öngörülen değerlere göre bu ifade çözülecek olursa;

$$I_{rd} = \sqrt{2}\frac{15 * 10^3}{\sqrt{3} * 380 * 0.8} = 40.3\ A \qquad \textbf{(4.9)}$$

değeri hesaplanmakla beraber burada 100A'lik IGBT kullanılması düşünülmektedir.

Ayrıca rotor gerilim genliği ile stator gerilim genliği aynı mertebelerde olmalıdır. Yoksa kaymanın küçük olduğu değerlerde çevirici ve kontrolörünün kabiliyeti bir hayli düşecektir.

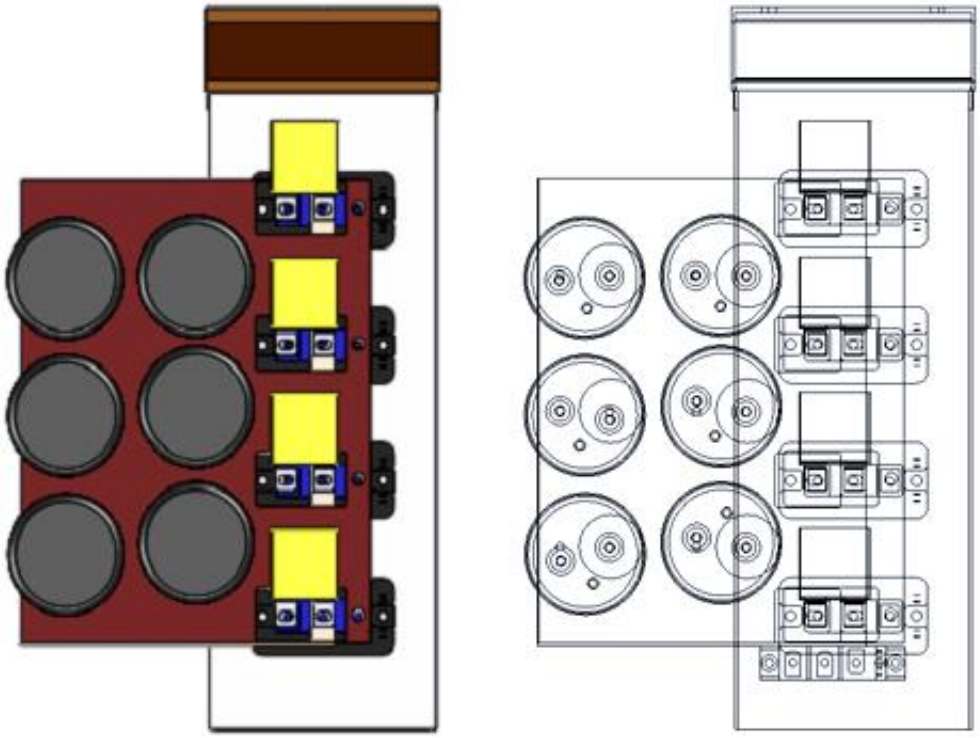
Bu sebeple rotor sargılarında nominal kayma değerinde görülen gerilim değeri şebeke tarafında oluşturulmak istenirse, rotor hattında şebeke tarafına bağlanması gereken trafo çevrim oranı

$$\ddot{u}_{şt} = \frac{E_r}{E_1} = \frac{s_n E_2}{E_1} = \frac{s\ddot{u}E_1}{E_1} = s\ddot{u} \qquad \textbf{(4.10)}$$

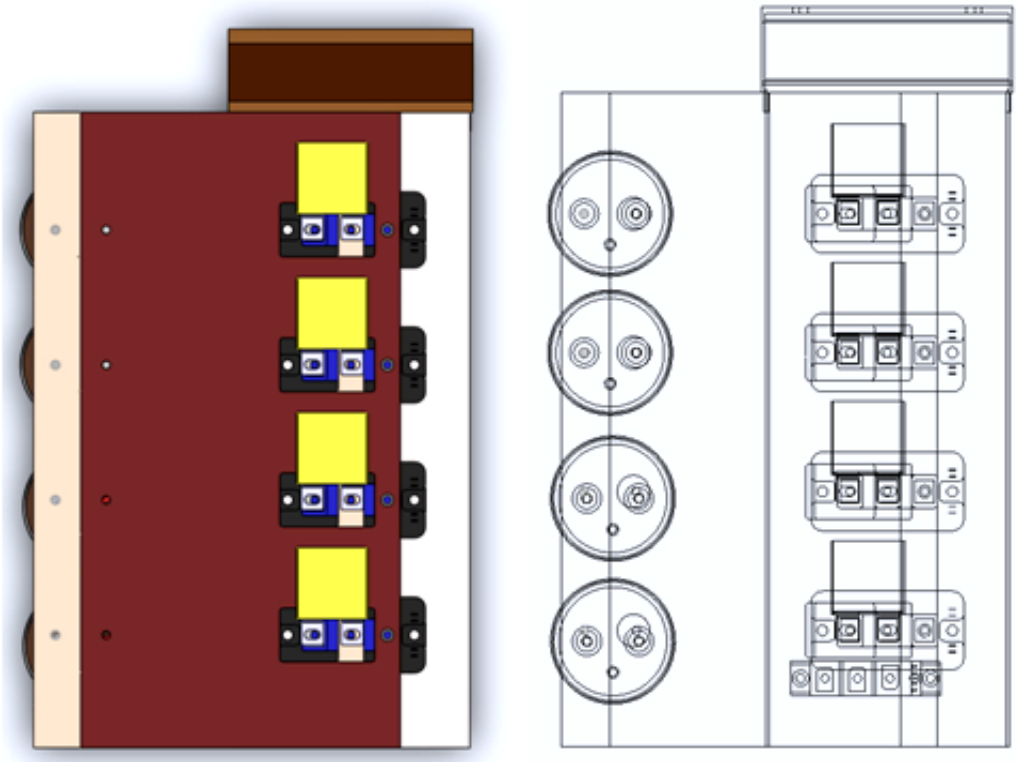
ifadesiyle yaklaşık olarak hesaplanır.

**Şekil 4.19 :** Tasarlanan güç katından bir görünüm.

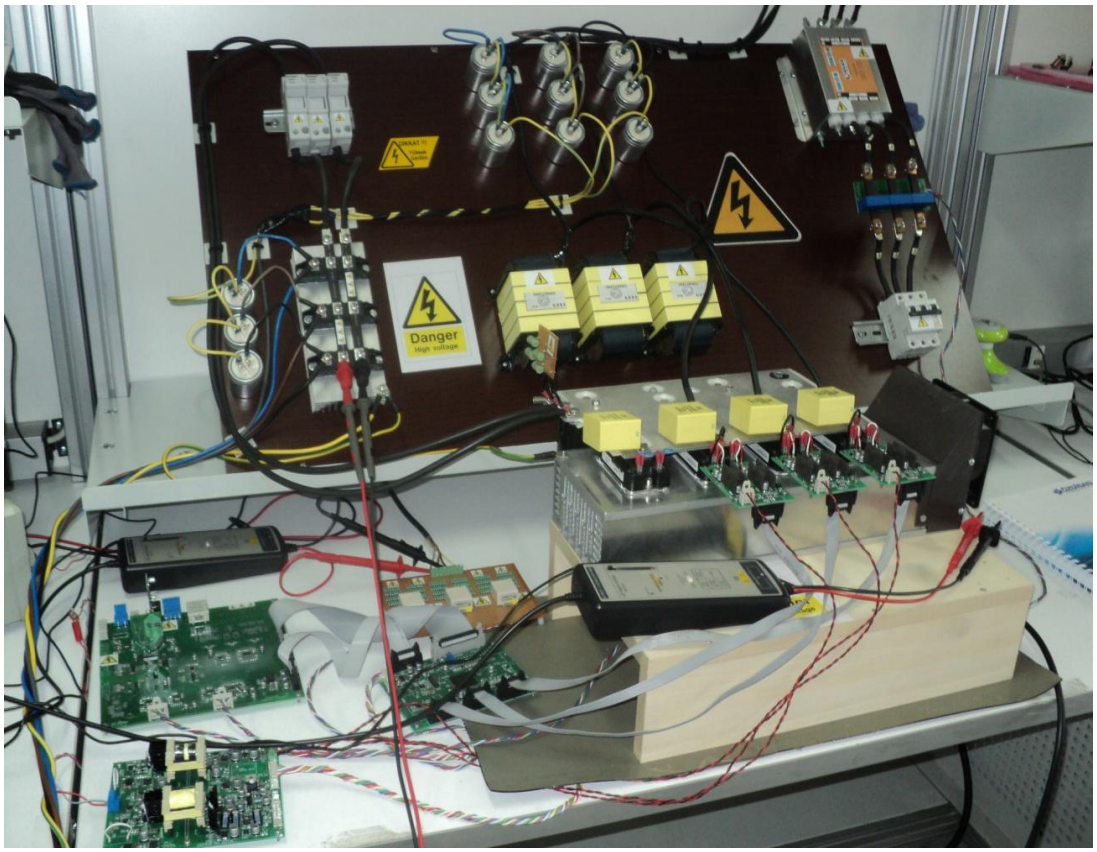
Güç katı içeriğinde IGBT modülleri, snubber kondansatörleri, alüminyum bara, DC ara gerilim kondansatörleri, alüminyum soğutucu ve fan bulunmaktadır.



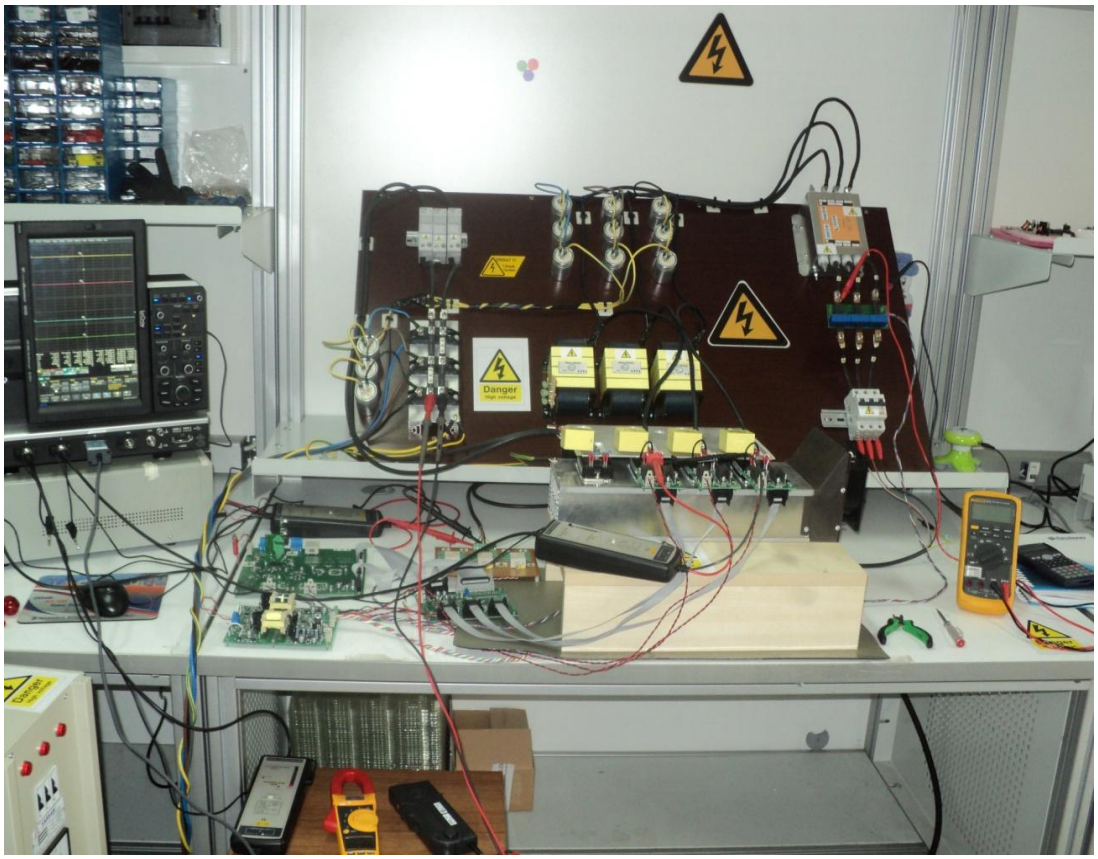
**Şekil 4.20 :** 6 kondansatörlü güç katı teknik resmi.



**Şekil 4.21 :** 4 kondansatörlü güç katı teknik resmi.

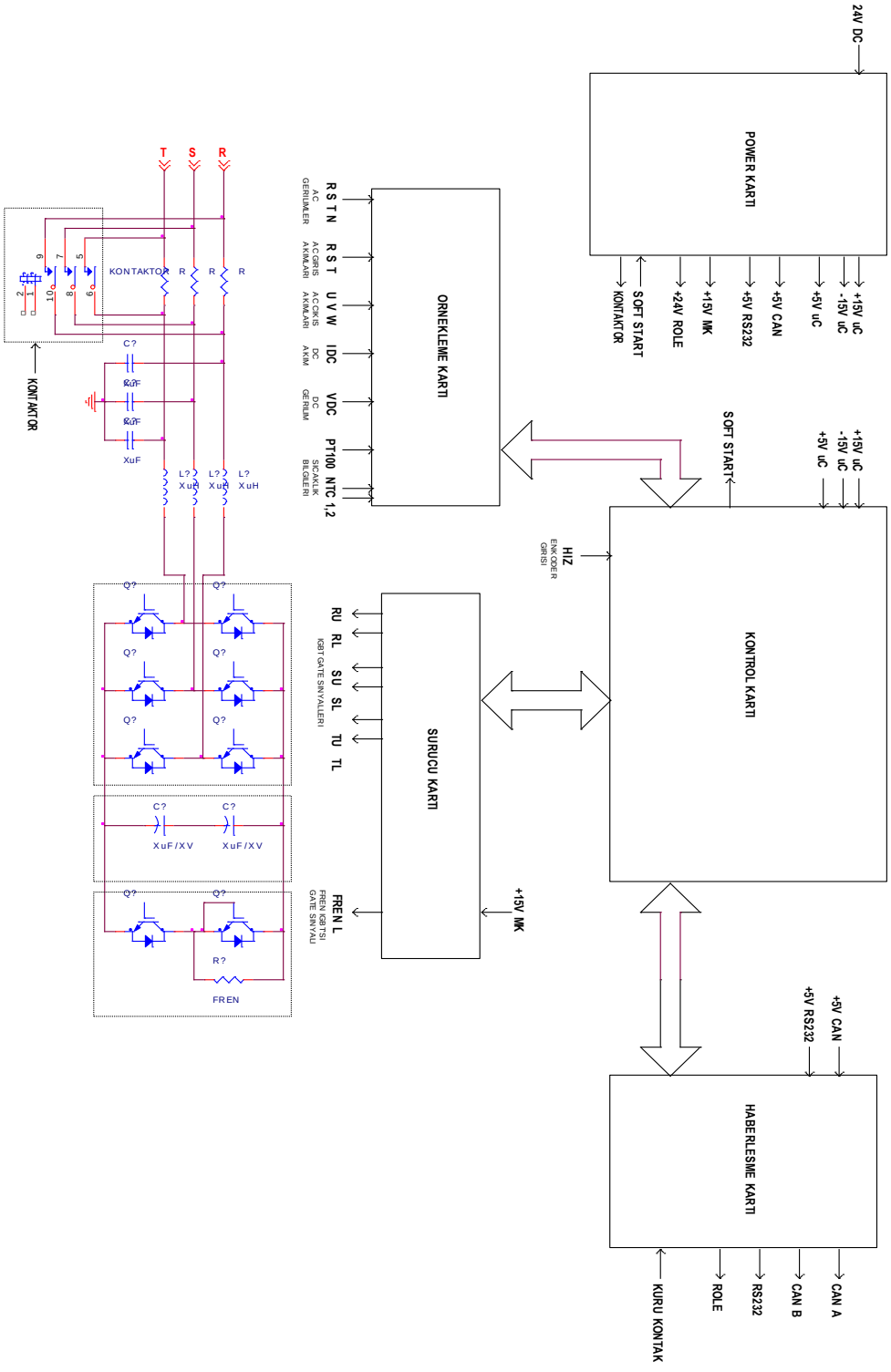



**Şekil 4.22 :** Geliştirilen çevirici sisteminden bir görünüm.




**Şekil 4.23 :** Çevirici sistemi ve kullanılan ekipmandan bir görünüm.

Güç katının toplanmasında gerekli olan bara ve soğutucu yerleşiminin teknik resimleri çizilmiştir. Bu çizimlerin nihai hali almasından sonra baraların ve ara yalıtkan malzemelerin prototip üretimi yaptırılmış, ayrıca soğutucu üzerinde IGBT montaj delikleri kılavuzlu olarak açılmıştır. Burada iki çeşit güç modülü toplanarak performans karşılaştırılması da daha sonra yapılacaktır.



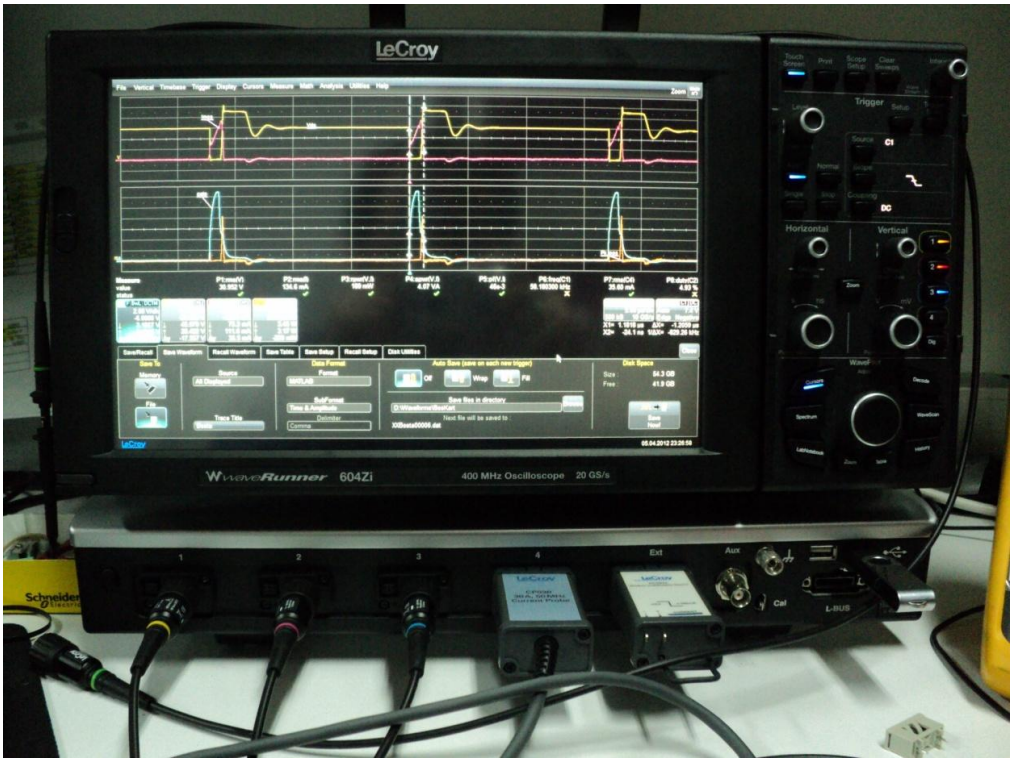

**Şekil 4.24 :** Çevirici donanım yapısının blok şema gösterimi.

Rotor ve şebeke tarafında kullanılmak üzere tasarlanan AC/DC güç çeviricisi alt birimleri ile birlikte aşağıdaki şekilde görülmektedir. Yani şekildeki sistemden iki adet kullanılıp DC baraları ortak noktaları olacak şekilde birbirine bağlanarak şebeke ve rotor tarafı çevirici olarak çalıştırılacaktır.

## 5. DENEYSEL SONUÇLAR

Daha önce tasarımı yapılan güç katı şebeke tarafı çevirici algoritması ile çalıştırılmış ve sonuçlar da osiloskop aracılığıyla kaydedilmiştir. Kullanılan osiloskopta (LeCroy WR 604Zi) veriler ".dat" formatında da kaydedilebilmektedir. Osiloskopta resim formatında kayıtta ayrıntının görülmesi zorlaştığı için ".dat" formatında kayıt tercih edilmiştir. Bu kayıtlar da Matlab ortamında işlenerek görselliği belirginleştirilmiştir.

Ayrıca osiloskop ile DA ara gerilim ve faz arası anahtarlama gerilimi ölçümlerinin alınmasında ±1400V 100MHz diferansiyel problardan (SI9110), akım ölçümlerinin alınmasında ise 150A 10MHz akım problarından (CP150) yararlanılmıştır.




**Şekil 5.1 :** Testlerde kullanılan osiloskop.

Diferansiyel problar yüzen referans noktasına göre yalıtımlı bir şekilde ölçümlerin alınması amacıyla tasarlanan gerilim problarıdır ve bu problar ile gürültülere karşı ortak mod zayıflatma oranı (CMRR) maksimize edilmeye çalışılmaktadır. Akım probları ise hall etkisi prensibiyle çalışır. "Hall etkisi", manyetik alan içerisinde bulunan ve üzerinden akım geçen bir iletken boyunca gerilim oluşması olayıdır.

Akım ölçümlerinde bu probların kullanılması sayesinde hat akımlarının yalıtımlı bir şekilde ölçülmesi sağlanırken hatta bir müdahale yapılmadığından gerilim düşümleri de söz konusu olmamaktadır.

**Şekil 5.2 :** Testlerde kullanılan diferansiyel gerilim probu.

**Şekil 5.3 :** Testlerde kullanılan akım probu.

Aşağıda test sonuçlarını elde ettiğimiz kontrolör katsayıları daha önce basitleştirilmiş model aracılığıyla saptanan kontrolör katsayıları değildir. Basitleştirilmiş model aracılığıyla saptanan kontrolör parametreleri gerçek sistemin çalıştırılmasında başarı sağlayamamıştır. Bu başarımın sağlanamamasına ise gerçek sistemde kullandığımız ve modeldeki etkisini öngöremediğimiz ekipman parametrelerinin yol açtığı düşünülmekle beraber proje devamında bu parametrelerin de saptanarak gerçeğe daha yakın basitleştirilmiş bir matematiksel model elde edilmesi hedeflenmektedir.

Testler sırasında yeterli başarımı sağlayan PI kontrol parametreleri olan $k_p$ ve $k_i$ sırasıyla, gerilim çevrimi için 0.1 ve 16.6 iken akım çevrimi için 2.4 ve 12000 olarak belirlenmiş ve bu parametrelere ait sistem ölçümleri aşağıda sunulmuştur.

Oluşabilecek hata seviyelerinin azaltılarak sisteme zarar vermeden ölçülebilmesi ve düzeltilebilmesi adına hazırlanan güç katının testlerinin ilk olarak daha düşük gerilim seviyelerinde gerçekleştirilmesi uygun görülmüştür. Bu sebeple şebeke gerilim bir varyak ve trafo yardımıyla 380V'tan 105V'a düşürülmüştür. DA ara gerilim referansı ise ilk olarak 200V olarak seçilmiş ve başarılı bir şekilde çalıştırılmıştır. Herhangi bir sıkıntıyla karşılaşılmadığı için daha sonrasında DA ara gerilim referansının 400V'a çıkarılmasında bir sakınca görülmemiştir. Bu referans değeriyle çalışmalara devam edilmiş ve gerçekleştirilen testlerden alınan ölçümler aşağıda sunulmuştur.

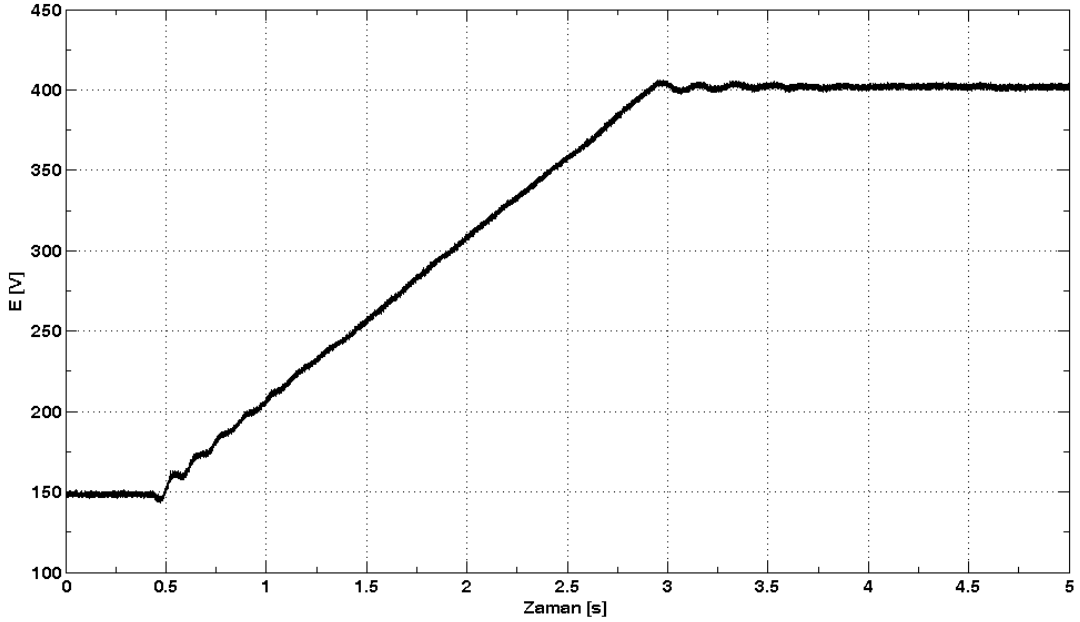
Sistem şebeke giriş geriliminde çalıştırılırken DA ara gerilim referansı 800V olacaktır, fakat bu noktaya gelene kadar sistemin bütün alt ekipmanları ayrıntılı bir şekilde incelenerek sıkıntı görülmesi durumunda düzeltilecektir. Nihayetinde donanım ve yazılım konusunda akıldaki şüpheler mümkün olduğunca giderildikten sonra sistemin gerçek çalışma koşullarında testlere tabi tutulması gerekmektedir.

Sistem çalıştırılırken, ilk olarak DA ara gerilim kondansatörleri sistemde konuşlandırılmış trafo ve varyak yardımıyla, elle, yavaşça, trafo sekonderinin nominal gerilimi olan 105V efektif değerin tepesi olan 150V'a kadar doldurulmuştur. Çalışma ilerledikçe kondansatörlerin şebeke geriliminin tepesi ile doldurma işlemi direnç ve kontaktörler üzerinden otomatik bir şekilde sağlanacaktır. Bu doldurma işlemi yapılmadan önce yardımcı elektronik kartlar da enerjilendirilmiş halde, çalışmaya hazır bir şekilde bekletilmektedir.

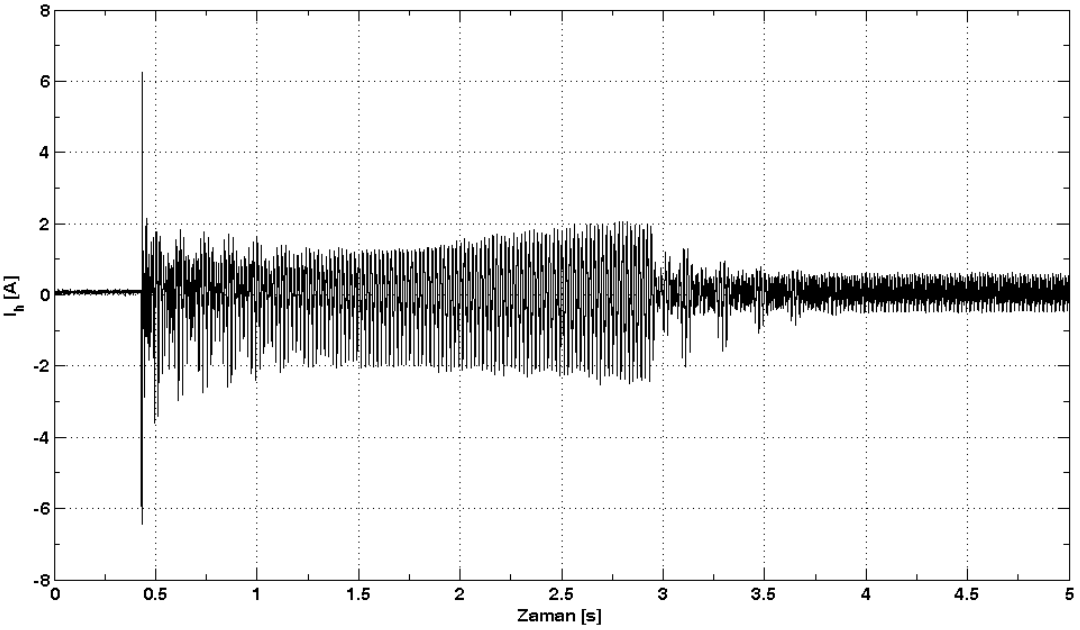
Hedeflenen referans gerilim değerinin direk olarak verilerek sistemin çalıştırılması başlangıçta çekilen demeraj akımlarının artmasına sebep olmaktadır. Bu nedenle ilk

olarak sisteme yumuşak yol verilmesi gereklidir bu davranış ise DA ara gerilim referans değerinin bulunulan seviyeden (150V) istenilen seviyeye (400V) kadar rampa şeklinde arttırılmasıyla sağlanmaktadır. Rampa süresi ele aldığımız sistem için 2.5s olarak seçilmiştir.

DA ara gerilimin 400V'a kadar doldurulmasında, grafiklerden görüldüğü üzere hat akımlarının tepe noktası 6.5A ile sınırlandırılmıştır. Bu haliyle yumuşak yol verme performansı sistemimiz için tatminkâr mertebededir.

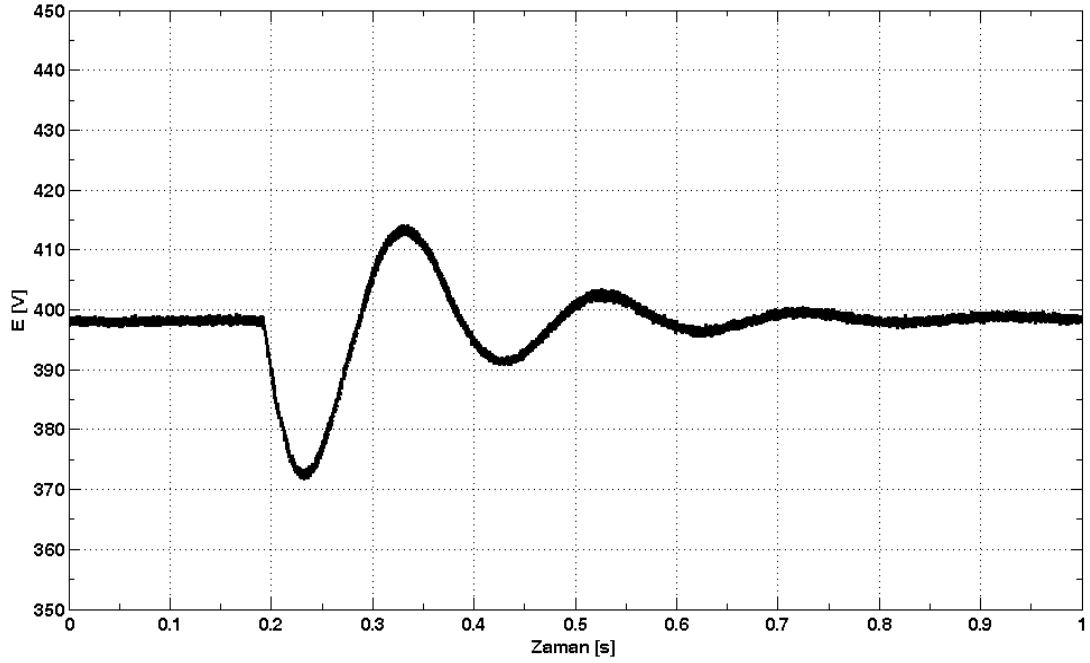



**Şekil 5.4 :** DA ara gerilimin yumuşak yol verme davranışı.

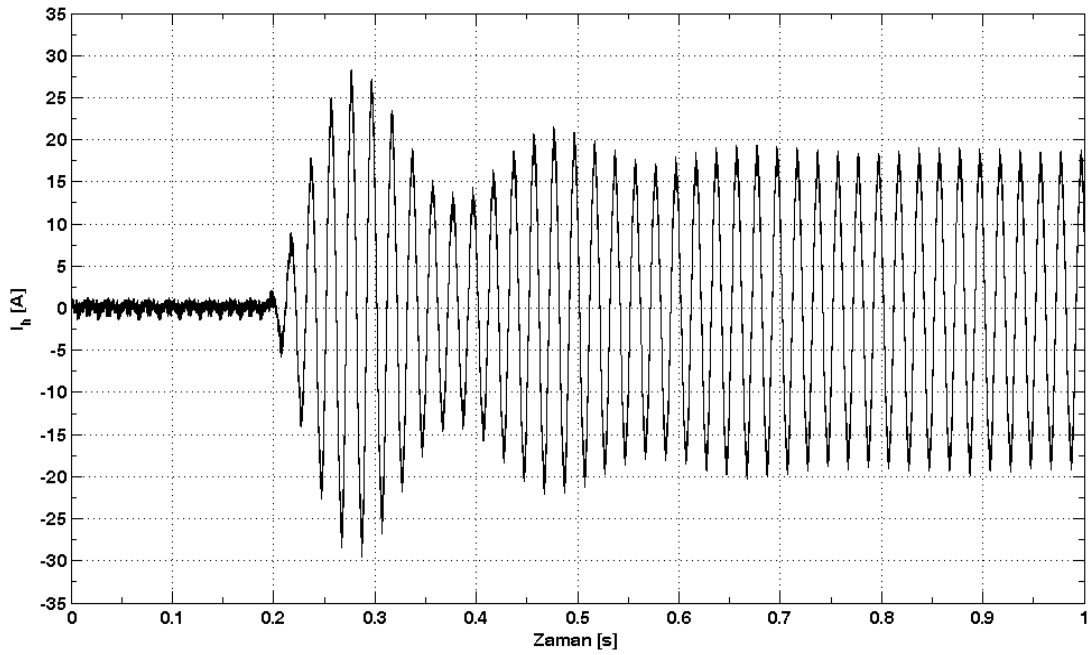



**Şekil 5.5 :** Çevirici hat akımının yumuşak yol verme davranışı.

Sistem 400V değerine oturduktan sonra sistem bir kontaktör yardımıyla sabit direnç değerleri için yüklenmiştir. DA taraftan ani olarak devreye sokulan 80ohm sabit dirençle yapılan yüklemeye ait gerilim ve akım tepkileri aşağıda sunulmaktadır.




**Şekil 5.6 :** DA ara geriliminin yük girişine tepkisi.

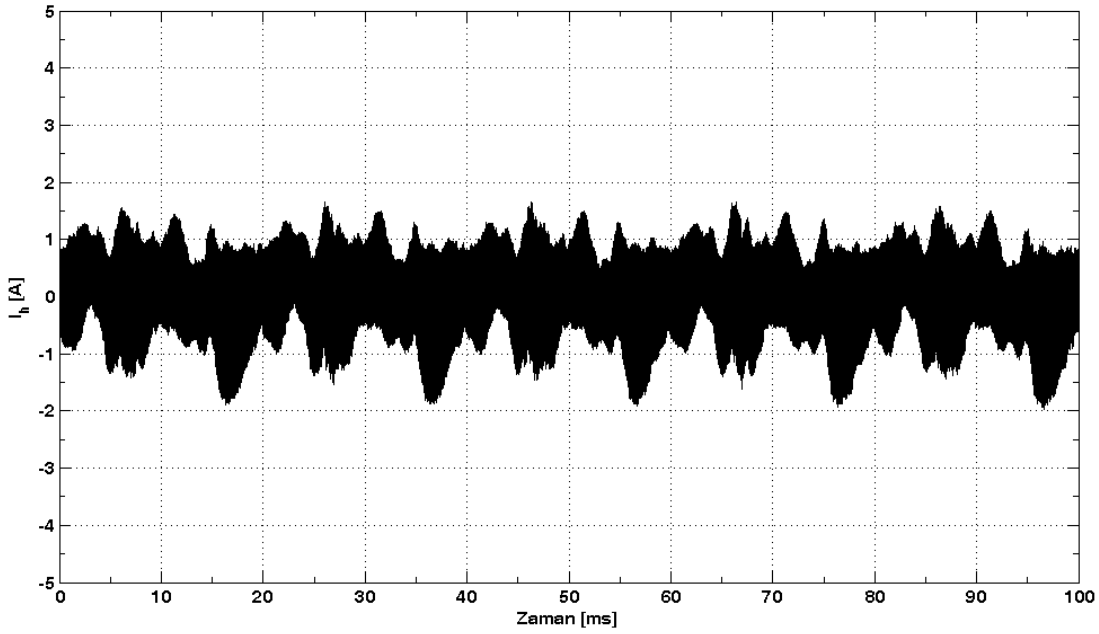



**Şekil 5.7 :** Çevirici hat akımının yük girişine tepkisi.

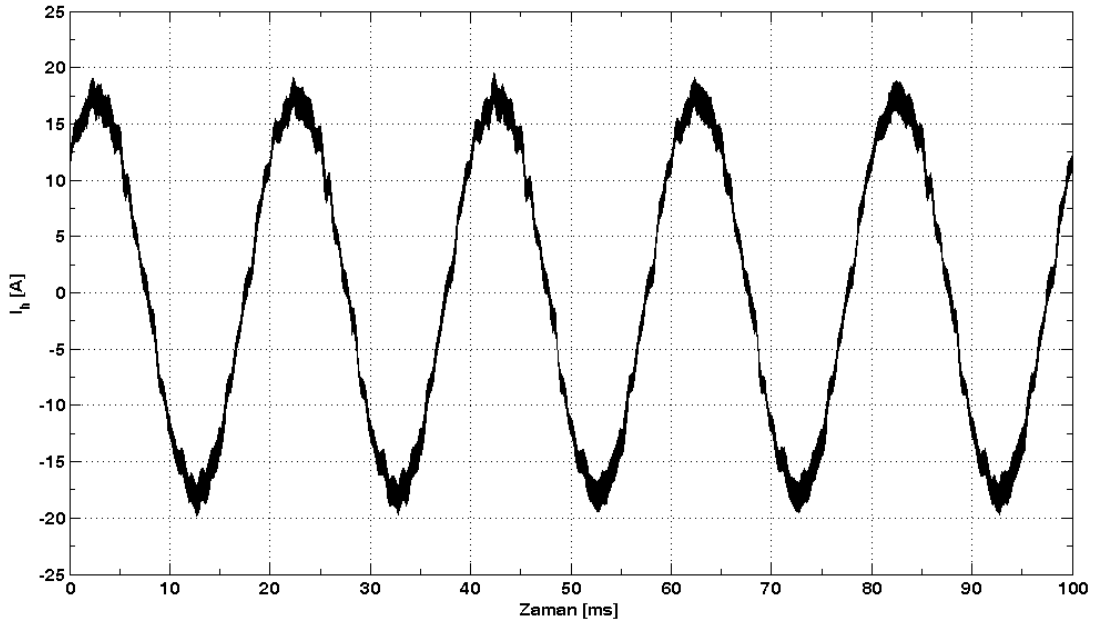
Grafiklerden görüldüğü üzere yükleme anında DA ara gerilim yaklaşık olarak 370V'a kadar düşerken AA hat akımları ise yaklaşık 30A seviyesine çıkmaktadır. Hat akımları sürekli halde 12A efektif değere oturmakla beraber bu durumda faz

arası gerilimin efektif değeri ise 100V olarak ölçülmüştür. O halde 2kW yükleme için sistem veriminin yaklaşık olarak %96 olduğu söylenebilir.

Çevirici, DA ara gerilimi referans değerde sabit tutmaya çalışırken yüksüz durumda da AA taraftan bir akım çekmek zorundadır. Yalnız aşağıda verilen grafikten görülebildiği üzere bu akımdaki temel bileşen (50Hz) harmonik bileşenlerin yanında çok zayıf kalmaktadır. Bu nedenle yüksüz durumda THD büyük çıkmaktadır. Sistem yüklendikçe bu değerin istenen seviyelere indiği görülmektedir.

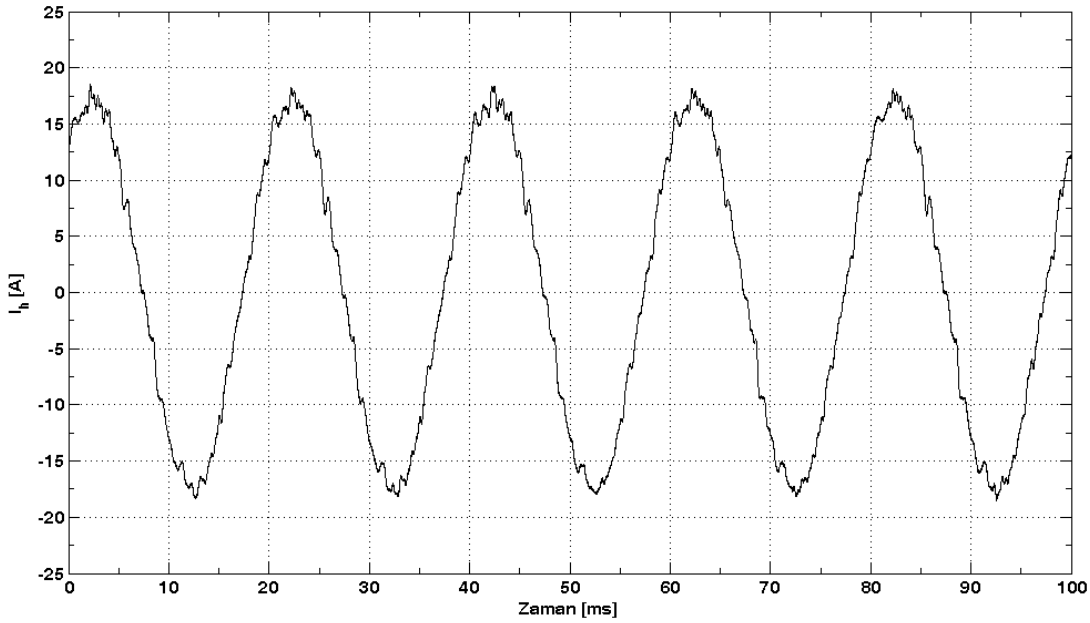



**Şekil 5.8 :** Yüksüz durumda çevirici hat akımı.

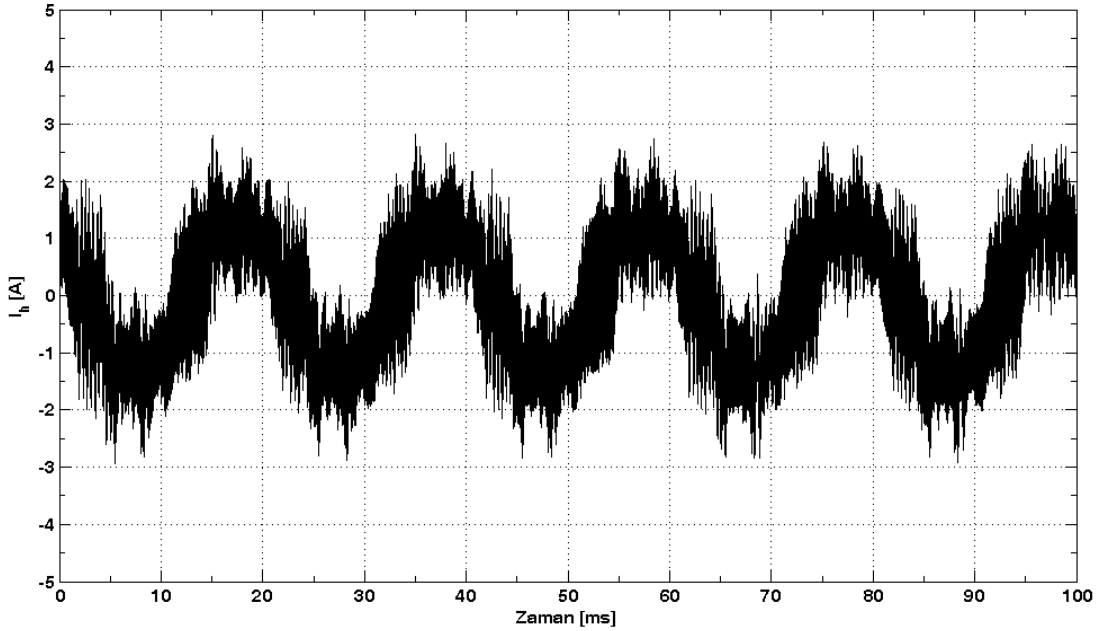



**Şekil 5.9 :** 2kW yüklü durumda çevirici hat akımı.

Çeviricinin 2kW yük altındaki AA taraf hat akımı yukarıda görülmekle beraber bu akıma dair FFT harmonik analizi osiloskop aracılığıyla yapılmıştır. Grafikten görülebildiği üzere çeviri ile şok bobini arasında ölçülen bu akım yüksek frekans anahtarlama harmoniklerini de içermektedir. Bu haliyle $THD = \%5.5$ olarak hesaplanmıştır.



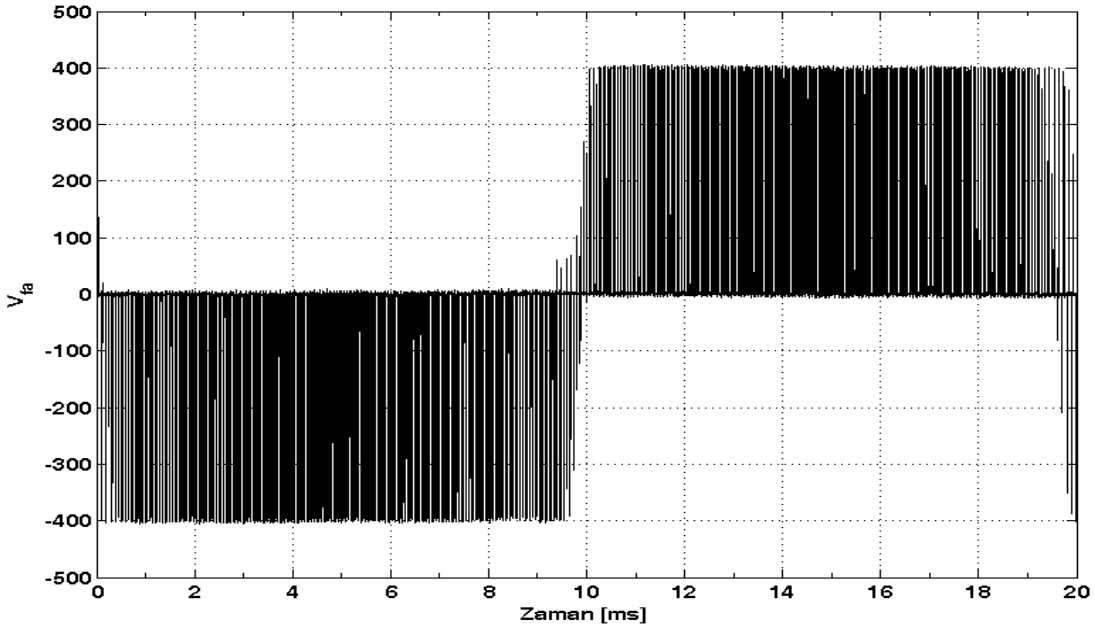

**Şekil 5.10 :** 2kW yüklü durumda şebeke hat akımı.




**Şekil 5.11 :** 2kW yüklü durumda AA kondansatör akımı.

Daha önce bahsedildiği üzere anahtarlamalardan kaynaklanan yüksek frekans işaretlerin şebekeye yansıtılmaması için endüktans ve şebeke arasına bir AA filtre

kondansatörü konularak L tipi filtre oluşturulmuştur. Bu haliyle şebekeden çekilen hat akımı ve AA kondansatör akımı osiloskop aracılığıyla ve özdeş şartlarda yukarıdaki şekilde kaydedilmiştir. Grafiklerden görülebildiği üzere şebekeden çekilen akımda anahtarlama işaretleri başarıyla süzülmüştür. Bu haliyle şebeke akımlarına ait $THD = \%3.6$ olarak hesaplanmıştır. Yüksek frekans akımların da filtre kondansatörü tarafından karşılandığı yine grafiklerden açık bir şekilde görülebilmektedir.




**Şekil 5.12 :** Çevirici donanım yapısının blok şema gösterimi.

DSC içinde koşturulan kontrol algoritması ve DGM işlemi sonucunda IGBT'ler anahtarlanmaktadır. Bu anahtarlamalar sonucunda çeviricinin AA fazları arasında görülen gerilimlere dair osiloskop kayıtları yukarıda gösterilmektedir. Daha önce kayıtları gösterilen hat akımlarının sinüs forma yaklaştırılmasındaki başarım bilindiği üzere yüksek frekanslı bu gerilim işaretlerinin endüktans ile süzülmesi sonucunda sağlanmaktadır.

Yapılan testlerden ve literatür taramasından açık ve net bir şekilde anlaşılmaktadır ki özellikle güç katında kullanılacak olan endüktans ve kondansatörlerin sadece elektriksel açıdan değil oluşabilecek hatalara karşı kontrolörün tepkisinde de önemli bir rolü bulunmaktadır. Çalışmanın devamında bu pasif elemanların değerlerinin optimize edilmesi yoğunlaşılacak bir başka mevzu olarak karşımıza çıkmaktadır.

## KAYNAKLAR


[1] **Rashid, M.H.** (2007). Power Electronics Handbook (2nd Edition), p. 713, Elsevier Inc., United States of America.

[2] **Tremblay, E., Atayde, S., Chandra, A.** (2011). Comparative Study of Strategies for the Doubly ed Induction Generator in Wind Energy Conversion Systems: A DSP-Based Implementation Approach. *IEEE Transactions on Sustainable Energy.* Vol ***2***, No. 3, p. 288-299.

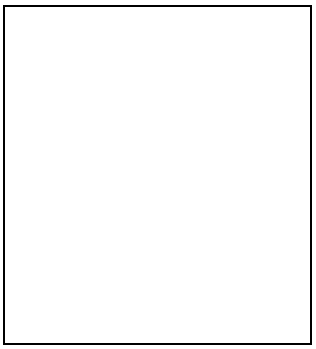
[3] **Chowdhury B.H., Chellapilla S.** (2006). Double-fed induction generator control for variable speed wind power generation. *Science Direct Electric Power Systems Research,* Vol *76*, p. 786-800.

[4] **Pena, R., Clare J.C., Asher, G.M.** (1996). Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol ***143***, No. 3, p. 231-241.

[5] **Li, G.H., Zhang, B.H., Hao, Z.G., Wang, J., Bo, Z.Q., Writer, D., Yip, T.** (2011). Modeling of DFIG based wind generator and transient characteristics analysis. *10th International Cınference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, p. 1-4.

[6] **Texas Instruments** (2012). TMS320F28335 / F28334 / F28332 / F28235 / F28234 / F28232 Digital Signal Controllers (Rev. M)., 25.08.2012, http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf

## ÖZGEÇMİŞ



**Ad Soyad:** Taha Taner İNAL

**Doğum Yeri ve Tarihi:** Adapazarı 23.03.1986

**Adres:** İTÜ Teknokent Arı 1

**E-Posta:** tahataner@gmail.com

**Lisans:** İTÜ - Elektrik Mühendisliği

**Mesleki Deneyim ve Ödüller:**

İstanbul Ulaşım A.Ş. : Teknokent Ar-Ge ve Elektronik Sistemler Koordinatörlüğü 2009-…

**Yayın ve Patent Listesi:**

- Ertike, Ş., Yıldırım, D., Turhan, E., **İNAL, T.T.,** 2009: Düşük Güçlü Rüzgar Türbinleri İçin Maksimum Güç Noktasını İzleyen Bir Akü Şarj Sistemi. *2. Rüzgar Enerjisi Sempozyumu,* 4-5 Haziran 2009, Samsun, Türkiye.

- Yiğit, T., **İNAL, T.T.,** Şimşek, C., Akçil, L., Gökaşan, M., 2012: Çift Beslemeli Asenkron Generatör Tabanlı Rüzgar Türbini Güç Çeviricileri Kontrolü. *Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi 2012 Ulusal Toplantısı,* 11-13 Ekim 2012, Niğde, Türkiye.

**TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR**