



T.C.
SELÇUK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

RÜZGÂR ENERJİ SİSTEMLERİNİN ŞEBEKEYE SENKRONİZE EDİLMESİ

Fehmi SEVİLMİŞ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Ocak-2016
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

TEZ BİLDİRİMİ

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

DECLARATION PAGE

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

Fehmi SEVİLMİŞ

19.01.2016

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

RÜZGÂR ENERJİ SİSTEMLERİNİN ŞEBEKEYE SENKRONİZE EDİLMESİ

Fehmi SEVİLMİŞ

Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Hulusi KARACA

2016, 141 Sayfa

Jüri
Yrd. Doç. Dr. Hulusi KARACA
Doç. Dr. A. Afşin KULAKSIZ
Yrd. Doç. Dr. Mümtaz MUTLUER

Fosil temelli enerji kaynaklarının giderek azalması ve bu kaynakların sağlığa ve çevreye ciddi zararlar vermesi nedeniyle son yıllarda yenilenebilir enerji kaynakları konusunda çalışmalar ivme kazanmıştır. Yenilenebilir enerji kaynaklarından biri olan rüzgâr enerjisinden elektrik üretimi, her geçen yıl artma eğilimindedir. Başta Danimarka, Almanya, Çin ve ABD olmak üzere birçok ülke rüzgâr enerjisinden elektrik enerjisi üretimini arttırmaya yönelik çalışmalar yapmaktadır. Türkiye'nin de rüzgâr potansiyelinin yeteri düzeyde olduğu bilinmektedir ve rüzgâr enerjisi çalışmalarına hız verilmektedir.

Rüzgârdan elde edilen enerjiyi depolamak yerine şebeke ile senkronize hale getirerek enerjiyi yerinde kullanmak daha verimli bir yöntemdir. Rüzgâr enerjisi uygulamalarında üretilen elektrik enerjisinin şebekeye aktarılması için yüksek güçlerde üç fazlı eviriciler kullanılmaktadır. Şebekeye bağlı eviriciler olarak bilinen bu eviricilerin üç fazlı şebeke ile senkronize olması gerekmektedir. Şebekeye aktarılan enerjinin kaliteli olması yani harmoniklerinin asgari düzeyde olması için sistemin Toplam Harmonik Distorsiyonunun (THD) düşük olması istenmektedir.

Eviricinin şebekeye senkronize edilmesi için son zamanlarda kontrol yöntemi olarak Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) tekniği kullanılmaktadır. Çünkü UVDGM tekniğinin sayısal kontrole daha uygun olması ve düşük harmonik içeriği sağlaması, bu tekniği evirici kontrolünde avantajlı hale getirmiştir.

Evirici ile şebekenin uyumlu olması için şebeke gerilim faz açısının belirlenmesi amacıyla rüzgâr enerji sistemlerinde bir algoritma kullanılması gerekir. Bu yüzden şebeke tarafındaki dönüştürücünün (evirici) kontrolü için faz açısının belirlenmesi çok önemlidir. Şebeke senkronizasyonu için uygulamalarda daha çok faz kilitleme döngüsü (FKD) yöntemi kullanılır. Açı bilgisinin FKD ile elde edilmesi eviricinin üretmiş olduğu 3-faz gerilimin şebeke gerilimi ile aynı faz ve frekansta olmasını sağlar.

Bu tez çalışmasında, rüzgâr enerji sistemleri için UVDGM yöntemiyle kontrol edilen üç fazlı bir evirici tasarlanmıştır ve gerçek zamanlı olarak şebeke senkronizasyonu gerçekleştirilmiştir. Şebeke senkronizasyonu için şebeke faz gerilimleri ve DC-bara gerilimi anlık olarak ölçülmüştür. Şebeke faz açısı ve genlik değerlerinin gerçek zamanlı takibi için bir FKD algoritması kullanılmıştır. Şebeke gerilimleri ile aynı genlik ve faz açısına sahip gerilimleri üretmek için kayan noktalı TMS320F28335 sayısal işaret işlemcisi kullanılarak UVDGM yöntemiyle kontrol edilen bir üç fazlı evirici pratik olarak gerçekleştirilmiştir. Öncelikle tüm sistemin MATLAB/Simulink'te ayrık zamanlı olarak benzetimi yapılmış, daha sonra MATLAB/Simulink'in otomatik kod oluşturma özelliği sayesinde TMS320F28335 programlanmıştır. Elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar ile şebeke ve eviricinin faz ve genlik değerlerinin aynı olduğu ve senkronizasyonun başarı ile sağlandığı doğrulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Evirici, FKD, Rüzgâr Türbini, Senkronizasyon, UVDGM

ABSTRACT

MS THESIS

GRID SYNCHRONIZATION OF WIND ENERGY SYSTEMS

Fehmi SEVİLMİŞ

THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCE OF SELÇUK UNIVERSITY
THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE
IN ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING

Advisor: Asst. Prof. Dr. Hulusi KARACA

2016, 141 Pages

Jury
Asst. Prof. Dr. Hulusi KARACA
Assoc. Prof. Dr. A. Afşin KULAKSIZ
Asst. Prof. Dr. Mümtaz MUTLUER

In recent years, the studies on renewable energy sources have gained speed because fossil-based energy sources have reducted and and these sources have damaged to the environment and to the human health seriously. Electricity generation from wind energy is one of the renewable energy sources tends to increase every year. In many countries such as Denmark, Germany, China and the United States, studies have been done to increase the production of electricity from wind energy. Turkey is also known to be at a level sufficient wind potential and wind energy studies have been accelerated.

Using the energy in right place by making synchronized with the grid instead of storing the energy derived from the wind, is a more efficient method. In wind energy applications, three-phase inverters are used in order to transfer electrical energy to the grid. These inverters which are known as grid-connected inverters must be synchronized with the three phase grid. The system of Total Harmonic Distortion (THD) is desired low to be high quality energy of transferring to the grid.

Recently, Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) technique is used in inverters as a control method for synchronising to the grid. Because of the use of SVPWM technique with the micro-controller and provide low harmonic content has made this technique advantage in the inverter control.

An algorithm must be used in wind energy systems in order to be synchronized between inverter and the grid and to be determined phase angle of the grid. Phase Locked Loop (PLL) method is used more in applications of grid synchronization. The angle information obtained by the PLL ensures the inverter to be the same phase and frequency of the grid.

In this thesis, a three-phase inverter which is controlled by SVPWM method was designed for wind energy systems, and in real time grid synchronization was performed. Grid phase voltages and DC-bus voltage were measured momently for grid synchronization. A PLL algorithm was used for real time following of grid phase angle and amplitude values. To produce the voltages which have the same amplitude and phase angle with grid voltages, a three phase inverter which is controlled by SVPWM method was performed practically by using floating point TMS320F28335 as digital signal processor. Firstly, all systems were simulated as discrete time in MATLAB/Simulink, then TMS320F28335 was programmed thanks to the creation of automatic code feature of MATLAB/Simulink. With the obtained simulation and experimental results, phase and amplitude values of grid and inverter were confirmed to be the same and the grid synchronization was provided in success.

Keywords: Inverter, PLL, Synchronization, SVPWM, Wind Turbine

ÖNSÖZ

Gerek yüksek lisans eğitimim süresince, gerekse bu tez çalışmamda bana her türlü desteği veren değerli hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Hulusi KARACA'ya sonsuz teşekkür ederim. Ayrıca çalışmalarım sırasında benden yardımlarını esirgemeyen pek kıymetli Arş. Gör. Hüseyin DOĞAN'a ve Arş. Gör. Hasan Hüseyin ÇEVİK'e şükranlarımı sunarım.

Son olarak da hayatımın her aşamasında bana sonsuz destek veren ve hep yanımda olan sevgili eşime teşekkür ederim.

Fehmi SEVİLMİŞ
KONYA-2016

İÇİNDEKİLER

ÖZET ..... **iv**

ABSTRACT ..... **v**

ÖNSÖZ ..... **vi**

İÇİNDEKİLER ..... **vii**

SİMGELER VE KISALTMALAR ..... **ix**

1. GİRİŞ **1**

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI **3**

3. RÜZGÂR ENERJİSİ **6**

3.1. Dünya'da Rüzgâr Enerjisi Durumu 7
3.2. Avrupa'da Rüzgâr Enerjisi Durumu 9
3.3. Türkiye'de Rüzgâr Enerjisi Durumu 10

4. RÜZGÂR ENERJİ SİSTEMLERİ **16**

4.1. Rüzgâr Türbinleri 16
4.2. Rüzgâr Enerji Sistemlerinde Kullanılan Generatörler 18
4.2.1. Fırçasız doğru akım (DC) generatörleri 19
4.2.2. Asenkron generatörler 19
4.2.2.1. Sincap kafesli asenkron generatör (SKAG) 19
4.2.2.2. Çift beslemeli asenkron generatör (ÇBAG) 21
4.2.3. Senkron generatörler 23
4.2.3.1. Elektriksel uyartımlı senkron generatör (EUSG) 23
4.2.3.2. Sürekli mıknatıslı senkron generatör (SMSG) 24
4.3. Rüzgâr Enerji Sistemlerinde Kullanılan Doğrultucular 26
4.3.1. Kontrolsüz doğrultucu 26
4.3.2. Kontrollü doğrultucu 29
4.4. Rüzgâr Enerji Sistemlerinde Kullanılan Eviriciler 31
4.4.1. Darbe genişlik modülasyonlarının karşılaştırılması 32
4.4.2. Üç-fazlı gerilim beslemeli evirici 33
4.4.3. Uzay vektör DGM tekniği 34
4.5. Rüzgâr Enerji Sistemlerinin Şebeke Senkronizasyonu 45
4.5.1. Faz kilitleme döngüsü (FKD) 48
4.5.2. PI parametrelerin belirlenmesi 49

5. SİSTEMİN BENZETİMİ VE DENEYSEL GERÇEKLEŞTİRİLMESİ **52**

5.1. Sistemin Genel Yapısı 52
5.2. Sistemin Benzetimi 53
5.2.1. Şebeke gerilimleri ölçme kartı benzetimi 53
5.2.2. Yazılımın MATLAB/Simulink'te benzetimi 55

5.2.2.1. ADC modülünün modellenmesi....57
5.2.2.2. ADC ölçeklendirme bloğu....62
5.2.2.3. FKD bloğu....64
5.2.2.4. Referans gerilim bloğu....69
5.2.2.5. UVDGM bloğu....70
5.2.2.6. DGM ölçeklendirme bloğu....72
5.2.2.7. ePWM modülünün modellenmesi....73
5.2.3. Gerilim beslemeli evirici benzetimi....74
5.2.4. LC-filtre benzetimi....77
5.3. Sistemin Deneysel Gerçekleştirilmesi....77
5.3.1. Şebeke gerilimleri ve DC-bara gerilimi ölçme kartı....77
5.3.1.1. R1 ve R_M dirençlerinin hesabı....79
5.3.1.2. ADC giriş gerilimlerinin ayarlanması....81
5.3.2. Dijital sinyal denetleyici kartı....87
5.3.2.1. TMS320F28335 DSP programlama....89
5.3.2.2. ADC modülü....90
5.3.2.3. ePWM modülü....95
5.3.2.3.1. Zaman-tabanlı alt-modül....95
5.3.2.3.2. Genel ePWM modülü ayarları....98
5.3.2.3.3. Sayıcı-karşılaştırma alt-modül....98
5.3.2.3.4. Sayıcı-karşılaştırma ePWM modülü ayarları....99
5.3.2.3.5. Ölü-zaman alt-modül....100
5.3.2.3.6. Ölü-zaman ePWM modülü ayarları....103
5.3.2.3.7. Olay tetikleyici alt-modül....105
5.3.2.3.8. Olay tetikleyici alt-modül ayarları....106
5.3.2.4. Donanımsal kesme....107
5.3.2.4.1. Donanımsal kesme bloğu ayarları....107
5.3.2.5. Gerçek DGM sinyallerinin elde edilmesi....109
5.3.3. IGBT güç modülü....109
5.3.3.1. IPM sürücüsü....112
5.3.3.2. Snubber devresi kullanımı....115
5.3.3.3. IPM donanımsal bileşenleri....116
5.3.4. LC-filtre tasarımı....118

6. BENZETİM VE DENEYSEL UYGULAMA SONUÇLARI....121

6.1. Ölçeklendirilmiş ADC Giriş Gerilimleri....121
6.2. Elde Edilen DGM Sinyalleri....122
6.3. Elde Edilen Filtresiz Evirici Çıkış Gerilimleri....125
6.4. Elde Edilen Filtreli Evirici Çıkış Gerilimleri....128

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER....132

7.1. Sonuçlar....132
7.2. Öneriler....133

KAYNAKLAR....134

ÖZGEÇMİŞ....141

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

α	: Tetikleme açısı
C	: Kondansatör
C_f	: DC-bara filtre kondansatörü
D	: Diyot
I_a	: Faz akımı
I_{DC}	: Ortalama çıkış akımı
I_{max}	: Maksimum akım
I_s	: Sekonder akım
K_i	: İntegral katsayısı
K_N	: Dönüştürme oranı
K_p	: Oransal katsayısı
L	: Endüktans
m	: Modülasyon indeksi
n	: Bölge numarası
R_M	: Ölçüm direnci
$S_1 \ldots S_6$	: Evirici anahtarları
T_i	: İntegral sabiti
t_s	: Oturma zamanı
T_s	: Anahtarlama periyodu
V_{ADC}	: ADC gerilimi
V_c	: Besleme gerilimi
V_{DC}	: Ortalama çıkış gerilimi
V_g	: Giriş gerilimi
V_{GE}	: Kapı-Emiter gerilimi
V_{in}	: Giriş gerilimi
V_L	: Faz-faz gerilimi
V_{max}	: Maksimum gerilim
V_{min}	: Minimum gerilim
$V_0 \ldots V_7$	: Uzay vektörler
$V_{p\text{-}rms}$	: Primer nominal gerilim
$I_{p\text{-}rms}$	: Primer nominal akım
V_{rms}	: Etkin gerilim
V_{ref}	: Referans gerilim vektörü
ω_n	: Doğal frekans
θ	: Açı
Ω	: ohm
ξ	: Sönüm oranı

Kısaltmalar

ABD	: Amerika Birleşik Devletleri
AC	: Alternatif Akım
ADC	: Analog Dijital Dönüştürücü
AGK	: Anahtarlamalı Güç Kaynağı
BJT	: Bipolar Eklemli Transistör
CPU	: Merkezi İşlem Birimi
ÇBAG	: Çift Beslemeli Asenkron Generatör
DC	: Doğru Akım
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
DSC	: Dijital İşaret Denetleyici
DSP	: Sayısal İşaret İşlemci
ePWM	: Genişletilmiş Darbe Genişlik Modülasyon Modülü
EUSG	: Elektriksel Uyartımlı Senkron Generatör
EWEA	: Avrupa Rüzgar Enerjisi Birliği
FKD	: Faz Kilitleme Döngüsü
GÇA	: Güvenli Çalışma Alanı
GW	: Giga Watt
GWEC	: Küresel Rüzgar Enerji Kurumu
GYTE	: Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü
HCC	: Histerezis Akım Kontrol
Hz	: Hertz (Frekans)
IGBT	: Yalıtılmış Kapılı Bipolar Transistör
I/O	: Giriş/Çıkış
IPM	: Akıllı Güç Modülü
JFET	: Eklemli Alan Etkili Transistor
KGK	: Kesintisiz Güç Kaynağı
kHz	: kilo Hertz
km	: kilo metre
kV	: kilo Volt
kW	: kilo Watt
KWh	: Kilo Watt saat
m	: metre
mA	: mili Amper
MAM	: Marmara Araştırma Merkezi
MATLAB	: Matrix Laboratory
mH	: mili Henry
MHz	: Mega Hertz
MOSFET	: Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör
m/s	: metre/saniye
MVA	: mega Volt Amper
MW	: Mega Watt
nF	: nano Farad
ns	: nano saniye
Op-Amp	: İşlemsel Yükselteç
PI	: Oransal + İntegral
PIE	: Çevresel Kesme Birimi
PSIM	: Güç Simülatörü
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu

RES	: Rüzgâr Enerji Santrali
SG	: Senkron Generatör
SMSG	: Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör
SKAG	: Sincap Kafesli Asenkron Generatör
SDGM	: Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
TEİAŞ	: Türkiye Elektrik İletim Anonim Şirketi
THD	: Toplam Harmonik Distorsiyon
TI	: Texas Instruments
USD	: Amerikan Doları
UVDGM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
TÜREB	: Türkiye Rüzgâr Enerjisi Birliği
TV	: Televizyon
TWh	: Tera Watt saat
V	: Volt
WWEA	: Dünya Rüzgar Enerjisi Birliği
YTÜ	: Yıldız Teknik Üniversitesi
μF	: mikro Farad

1. GİRİŞ

Dünya genelinde enerji alanında yaşanan sıkıntılar, var olan fosil tabanlı enerji kaynaklarının yerine alternatif enerji kaynaklarının araştırılmasına ve geliştirilmesine neden olmuştur. Başta fosil kaynaklarının kullanılmasıyla oluşan çevre kirliliği ve söz konusu kaynakların yakın zamanda tükenecek olduğu yönündeki tespitler, araştırmacıları yenilenebilir enerji kaynaklarına yönlendirmektedir. Yenilenebilir enerji kaynakları tükenmeyecekleri düşünülen kaynaklar olarak nitelendirilmektedir. Dünyada, gün geçtikçe artan enerji ihtiyacının karşılanabilmesi ve enerjinin daha ekonomik ve temiz olarak elde edilebilmesi için yapılan çalışmalar sonucunda rüzgâr, güneş gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının önemi artmıştır.

Yenilenebilir enerji kaynaklarından üretilen enerjinin direkt olarak şebekeye aktarılması verim ve kalite açısından uygun değildir. Üretilen elektrik enerjinin devamlılığı, sinüsoidal gerilim şekli, sabit frekans, faz gerilimlerinin dengeli olması, güç faktörünün birim değere yakınlığı ve harmonik değerlerinin belirli sınırlar dahilinde olması gibi bazı şartların sağlanması gerekmektedir (Demirbaş ve Bayhan, 2011).

Rüzgâr enerji sistemlerinde üretilen enerji AC olmakla beraber, bu enerjinin genliği ve frekansı rüzgâr hızına bağlı olarak sürekli bir değişim halindedir. Bu yüzden 50 Hz, 380 V'lik 3-fazlı şebekeye direkt olarak enerji aktarılamaz. Bunun için değişken genlikli ve frekanslı AC gerilim önce kontrollü veya kontrolsüz doğrultucularla saf olmayan DC gerilime ve akabinde DC gerilimi saflaştırmak için büyük değerli kondansatörler ile filtrelenerek saf DC gerilime dönüştürülmesi gerekir. Elde edilen DC gerilim evirici yardımıyla şebekenin gerilim ve frekansına uyumlu bir şekilde AC gerilime dönüştürülür ve şebekeye aktarılır. DC gerilimin AC gerilime dönüştürülerek şebekeye aktarılması yüksek güçlü uygulamalarda üç fazlı, düşük güçlü uygulamalarda tek fazlı eviriciler ile gerçekleştirilmektedir.

Evirici kontrolünde histerezis akım kontrol (HCC) ve uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM) yöntemleri çok fazla tercih edilmektedir. Histerezis akım kontrol yönteminde dinamik cevap çok iyidir, ancak anahtarlama frekansı ve akım harmonikleri sabit değildir. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yönteminin artıları; sabit anahtarlama frekansı, uygun anahtarlama sinyali üretimi ve harmonik değerinin azlığı şeklinde sayılabilir. Uygun anahtarlama sinyallerinin üretilmesi ile akımın harmonik değerinde ve anahtarlama kayıplarında azalma sağlanır. UVDGM

kontrol yönteminde, diğer DGM kontrol yöntemlerine göre yaklaşık % 15.15 daha fazla verim elde edilir (Sefa ve ark., 2009).

Bu tez çalışmasında, rüzgâr enerji sistemlerinden elde edilen elektrik enerjisinin şebekeye senkronize edilmesi amaçlanmaktadır. Bu amaçla, üç fazlı elektrik şebekesinin genlik ve faz açısı anlık olarak ölçülerek, rüzgâr enerji sistemi çıkışında üretilen enerjinin elektrik şebekesi ile uyumlu olması sağlanacaktır. Ayrıca,

- ✓ Sistemin MATLAB/Simulink'te modellenmesi,
- ✓ Sisteme ait deney düzeneğinin kurulması,
- ✓ Simülasyon ile uygulamadan kaydedilen çıktılarının karşılaştırılması

hedeflenmektedir.

Son olarak, bu tezin;

- ➢ Birinci bölümünde; teze genel bir giriş yapılmış ve tezin yapılış amacı açıklanmıştır.
- ➢ İkinci bölümünde; tez ile alakalı daha önce yapılmış ulusal ve uluslararası çalışmalar özetlenmiştir.
- ➢ Üçüncü bölümünde; Dünya'daki, Avrupa'daki ve Türkiye'deki rüzgâr enerjisi durumları istatiksel olarak değerlendirilmiştir.
- ➢ Dördüncü bölümünde; rüzgâr türbinlerinin genel yapısı, rüzgâr enerji sistemlerinde kullanılan generatörlere ve doğrultuculara geniş yer verilmiştir. Bu bölümde aynı zamanda üç fazlı evirici ve eviricinin kontrol yöntemi üzerinde durulmuştur ve evirici ile şebekenin nasıl senkronize edildiğine yer verilmiştir.
- ➢ Beşinci bölümünde; sistemin tasarımı, benzetimi ve uygulama konularına ağırlık verip ayrıntılı açıklamalarda bulunulmuştur.
- ➢ Altıncı bölümünde; benzetim ve uygulama sonuçları verilip değerlendirilmeler yapılmıştır.
- ➢ Yedinci bölümünde ise; bütün bu çalışmalar sonunda elde edilen sonuçlar ve öneriler değerlendirmeye alınmıştır.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

Rüzgar enerji sistemlerinde kullanılan eviricinin çıkışındaki 3-faz gerilimlerin şebeke ile senkron olması ve şebekeye aktarılan akımın da şebeke ile uyumlu olabilmesi için birçok benzer çalışmalar yapılmıştır. Bu tez çalışmasında da olduğu gibi daha önceki çalışmalarda şebeke faz açısı takibi için faz kilitleme döngüsü (FKD) tekniği, eviricinin kontrolü için DSP tabanlı uzay vektör DGM yöntemini kullanmışlardır.

Song ve ark. (2003), rüzgar enerji sistemleri için şebeke ile senkron çalışan uygulama yapmışlardır. 30 kW'lık senkron generatörü AC-DC-AC dönüştürücüler üzerinden şebekeye bağlamışlar ve kontrol için de UVDGM yöntemini ve eviricinin şebeke ile senkron çalışabilmesi için de FKD tekniğini kullanmışlardır. Şebekeye verilen akımın, şebeke gerilimi ile aynı fazda olduğunu göstermişlerdir.

Abo-Khalil ve ark. (2006), rüzgâr enerji sistemlerinde çift beslemeli asenkron generatörler (ÇBAG) için yeni bir senkronizasyon algoritması geliştirmişlerdir. Stator ve şebekenin frekanslarını senkron duruma getirmek için FKD metodunu kullanmışlardır. Senkronizasyon algoritmasının doğruluğunu kanıtlamak için de PSCAD ile benzetim yapmışlardır.

Rodriguez ve ark. (2006), dengesiz ve harmonikli işletme koşullarında güç dönüştürücülerin şebeke senkronizasyon durumunu incelemişlerdir. Frekans kilitleme döngüsünü kullanarak deneyler yapmışlar ve bu deneylerin sonuçlarının şebeke ile senkron olduğunu göstermişlerdir.

Voltolini ve Carlson (2008), rüzgâr enerji sistemleri için fırçasız çift beslemeli asenkron generatörü hem şebeke senkronizasyonu hem de maksimum güç noktasını takibi yapmışlardır. Aktif ve reaktif güç kontrollerini birbirinden bağımsız geçekleştirmişlerdir ve FKD yöntemini kullanmışlardır. Deneysel sonuçları da Matlab/Simulink'te göstermişlerdir.

Yang ve ark. (2009), rüzgâr enerji sistemleri için UVDGM kontrollü eviricinin şebekeye senkronize edilmesini incelemişlerdir. Yaptıkları deneyler sonucunda harmoniklerin uygun olduğunu göstermişlerdir.

Amin ve Mohammed (2010), rüzgar enerji sistemlerinin farklı koşullarda şebekeye senkronizasyonunu kurdukları deney düzeneği ile sağlamışlardır. Birbiriyle paralel çalışan 3 kW'lık iki senkron generatörü AC-DC-AC dönüştürücüler üzerinden şebekeye bağlamışlar, dönüştürücülerin kontrolü için DSP denetimli UVDGM yöntemini ve eviricinin şebeke ile senkron çalışabilmesi için de FKD tekniğini

kullanmışlardır. Dengesiz şebeke gerilimlerinde, sistemleri şebeke ile senkron bir çalışma göstermiştir.

Demirbaş ve Bayhan (2010), yenilenebilir enerji kaynakları için DSP tabanlı üç fazlı şebeke etkileşimli evirici gerçekleştirmişlerdir. Evirici denetiminde UVDGM, eviricinin şebeke ile senkron çalışabilmesi için de FKD'yi kullanmışlardır. Evirici çıkış akımı harmonikleri, sınırlar içerisinde çıkmıştır (% 2.3 < % 5).

Luna ve ark. (2010), dengesiz ve harmonikli şebekeler için faklı FKD yapıları ile şebeke senkronizasyonu uygulamaları yapmışlardır ve benzetim sonuçlarının şebeke ile senkron olduklarını göstermişlerdir.

Sadara ve Neammanee (2010), rüzgâr enerji sistemleri için 1 kW'lık çift beslemeli asenkron generatörü (ÇBAG) üç fazlı şebekeye, kurdukları deney düzeneği ile senkronize etmişlerdir. Eviricinin şebeke ile senkron çalışabilmesi için FKD yöntemini kullanmışlardır. Ayrıca sistemleri, birbirinden bağımsız olarak aktif ve reaktif güç kontrolüne izin vermektedir.

Gökalan (2011), üç faz sürekli mıknatıslı senkron generatör (SMSG) tabanlı direkt sürülen değişken hızlı rüzgar türbin sisteminin kontrolünü ve şebeke bağlantısını yapmıştır. Generatörü şebekeye sırasıyla AC-DC ve DC-AC tam ölçekli gerilim kaynaklı dönüştürücüler ile bağlamıştır. Şebeke akımları ile şebeke gerilimlerinin senkronizasyonu dq-FKD kontrol ile sağlanmıştır. dq-FKD kontrolün şebeke harmonik ve gürültülerden etkilenmesini önlemek için şebeke gerilimleri ilk önce ayarlamalı band söndüren (adaptive notch filter) filtreden geçirilip temel bileşen ve harmonik bileşenlerine ayrılmış daha sonra temel bileşenler dq-PLL kontrol yapısında kullanılmıştır. Son bölümde ACSLX programı ile 1 kW çıkış gücü olan sistemin benzetimi yapılmıştır.

İşen ve Bakan (2011), 10 kW gücünde şebekeye enerji aktaran üç fazlı gerilim kaynaklı eviricinin benzetimini yapmışlardır. Eviricinin kontrolünde uzay vektör DGM yöntemini kullanmışlar ve farklı anahtarlama frekanslarında sistemin performansını Matlab/Simulink'te test etmişlerdir. Şebekeye enjekte edilen akımın toplam harmonik distorsiyonun (THD) sınırlar dahilinde çıktığını göstermişlerdir (% 3.5 < % 5).

Luna ve ark. (2012), kurdukları DSP tabanlı deney düzeneklerinde farklı senkronizasyon yöntemleri ile şebeke ile uyumunu sağlamışlardır.

Tummuru ve ark. (2012), direkt sürümlü değişken hızlı sürekli mıknatıslı senkron generatörü şebekeye senkronizasyonunu incelemişlerdir. Güç dönüştürücülerin denetimi

için vektör kontrolünü kullanarak dengesiz ve doğrusal olmayan yükler altında Matlab/Simulink'te benzetimler yapmışlardır.

Adzic ve ark. (2013), yenilenebilir enerji sistemleri için şebeke senkronizasyonunu sağlamak için FKD yöntemini kullanmışlardır. FKD parametrelerini şebekenin gerçek gerilim koşullarına göre seçmişler ve deneysel sonuçlar ile harmoniklerin sınırlar dahilinde olduğunu göstermişlerdir.

Lee ve ark. (2014), 10 kW'lık üç fazlı eviriciyi şebekeye bağlamışlar, şebekenin faz ve frekansının belirlenmesi için FKD ve eviricinin kontrolü için DSP kullanmışlardır. Farklı FKD yapıları ile deneyler yapmışlar ve şebeke senkronizasyonu üzerindeki etkilerini incelemişlerdir.

Yan ve ark. (2014), sürekli mıknatıslı senkron generatörü back-to-back dönüştürücü üzerinden şebekeye bağlamışlardır. Matlab/Simulink'te benzetim çalışmaları yapmışlar ve sistemlerinin prototipini oluşturarak testler yapmışlardır. Kontrol için DSP kullanmışlar ve akım harmonikleri % 2.32 çıkmıştır.

3. RÜZGÂR ENERJİSİ

En önemli yenilenebilir enerji kaynaklarından biri olan rüzgâr enerjisi, güneş ışınlarının yer yüzeylerini farklı ısıtmasından kaynaklanır. Yer yüzeylerinin farklı ısınması sonucu, havanın sıcaklığının, neminin ve basıncının farklı olmasına, bu basınç farkları da havanın hareketine sebep olur. Yüksek basınçtan alçak basınca doğru olan hava hareketi de rüzgârı meydana getirir (Koç ve Şenel, 2013).

Yöreye has bir enerji türü olan rüzgâr, coğrafi ve meteorolojik kısıtlamaları olmasına karşılık devamlı bir kaynak olması ile sürdürülebilir kalkınma amacının gerçekleştirilmesinde önemli bir yere sahiptir. Rüzgârdan elektrik enerjisi elde edilmesinde, rüzgârın yapısı ve özelliklerinin güvenilir ölçümlerle tespit edilerek, bölgelere uygun rüzgâr enerjisi santrallerinin (RES) kurulması gerekmektedir (Oskay, 2014).

Rüzgâr enerjisi santrallerinin, alternatif enerji kaynaklarına göre daha çok tercih edilmesinde; doğada serbest bir halde ve bol olarak bulunması, insan sağlığına ve çevreye zarar vermemesi, yerli ve devamlılığı olmaması, kurulum ve işletim maliyeti çok yüksek olmaması, yakıt-hammadde maliyeti az, sera gazı salınımına yol açmayan, dışa bağımlılığı azaltan ve tarım yapılan arazilerde kurulduklarında tarımı engellemeyen, temiz bir enerji kaynağı olması gibi avantajları etkilidir. Rüzgâr enerjisi ile elektrik üretimi sayesinde fosil yakıtların yanması sonucu meydana gelen zararlı gazlar oluşmaz, asit yağmurlarına ve atmosferik ısınmaya neden olmaz, fosil yakıt tüketimini azaltır ve radyoaktif etkiyi ortadan kaldırır. Tüm bu pozitif katkılarının yanı sıra, rüzgâr tribünlerinin büyük bir yer kaplaması, gürültü, görsel ve estetik kirliliği oluşturması, kuş ölümleri, 2-3 km'lik alan içinde radyo ve TV alıcılarında parazitlere neden olması gibi dezavantajları bulunmaktadır (Oskay, 2014).

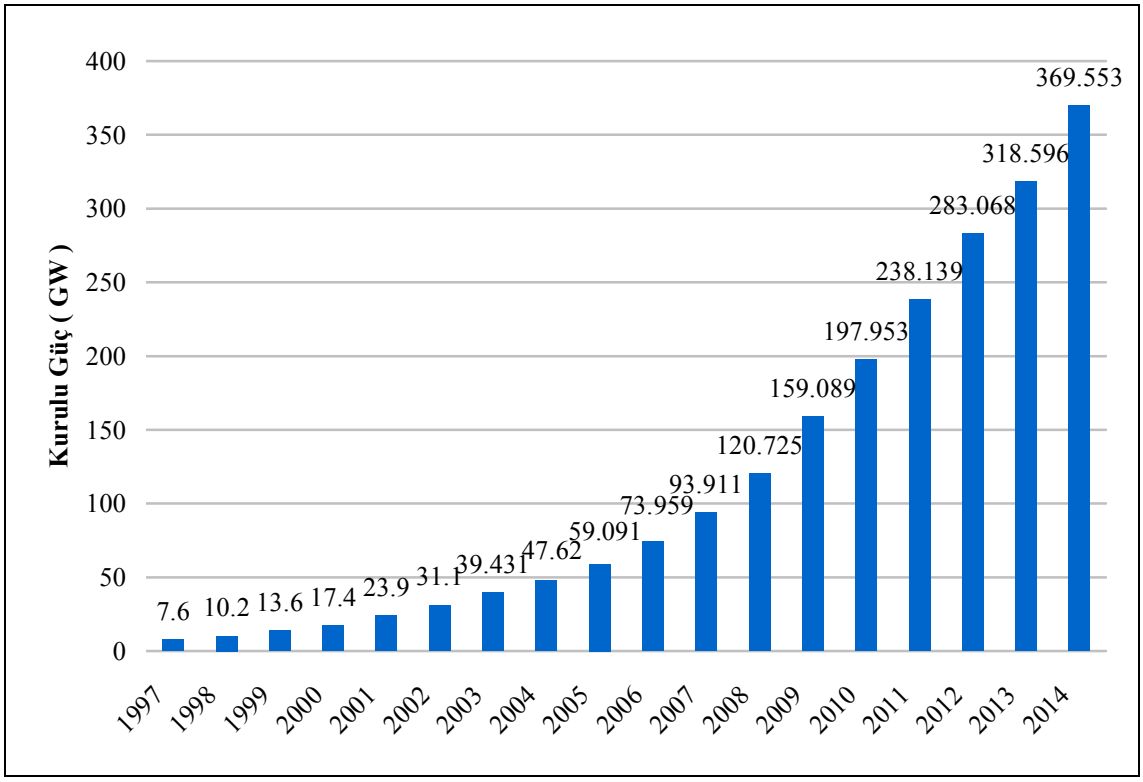
Yenilenebilir enerji türleri arasında rüzgâr enerjisi, rüzgâr teknolojisindeki gelişmeler doğrultusunda kullanım alanı en hızlı artan ve dolayısıyla üzerinde en çok çalışılan enerji türüdür. Az sayıda, büyük enerji santral merkezleri kurmak yerine, ülke geneline küçük rüzgâr santralleri kurmak maliyet açısından avantaj sağlamaktadır. Rüzgâr enerjisinden etkili sonuç alınması için uygulanacak bölgenin coğrafi özelliği de dikkate alınmalıdır. Bazı bölgelerde deniz alanları, karasal alanlara göre daha avantajlı olabilmektedir. Bu nedenle bu tip bölgelerde deniz üzerine rüzgâr santralleri kurulması tercih edilmektedir. Rüzgâr enerjisinin artılarının yanında eksileri de mevcuttur. Rüzgârdan enerji üretmek için gereken rüzgâr hızı olan ortalama 5.5 m/s'lik bir hızın

üzerine çıkılmasının çok az bölgede mümkün olması, rüzgâr enerjisinin yaygın biçimde kullanılmasının önündeki engellerin başında gelmektedir (Keskin ve Güleren, 2013).

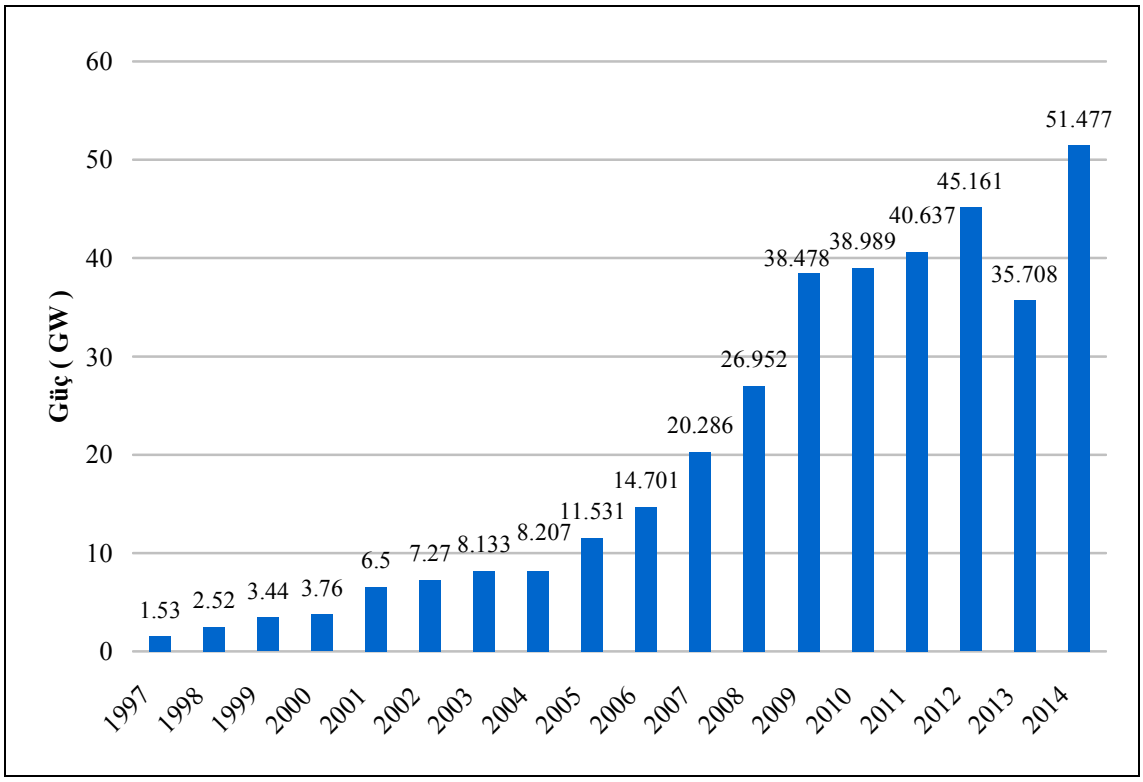
3.1. Dünya'da Rüzgâr Enerjisi Durumu

Dünya'da, yenilenebilir enerji kaynakları içerisinde, rüzgâr enerjisi kullanımı ivme kazanmıştır. Asırlar boyunca insanlığın hizmetinde bulunan rüzgâr enerjisinden elektrik üretimi ilk olarak 1891 yılında Dane Paul LaCour adlı Danimarkalı mühendis tarafından Danimarka'da gerçekleştirilmiştir. Bundan kısa bir süre sonra da ABD'de yel değirmenlerinin küçük güçteki rüzgâr tribünlerine dönüştüğü ve elektrik enerjisi ürettiği bilinmektedir. Birinci ve ikinci dünya savaşları esnasında Danimarkalı mühendisler teknolojiyi geliştirip, enerji ihtiyaçlarını karşılamışlardır. Danimarkalı F.L. Smidth tarafından 1941-42 yıllarında kurulan rüzgâr türbinleri modern türbinlerin öncülüğünü yapmıştır. Smidth türbinleri, aerodinamik bilgisini kullanan ilk hava levhalı modern türbinlerdir. Aynı zamanlarda Amerikalı Palmer Putnam, 53 m çaplı büyük rüzgâr türbinini kurmuştur. Fosil yakıtların ucuzluğu sebebiyle göz ardı edilen rüzgâr enerjisi, 1970'li yıllardaki petrol krizi sebebiyle yeniden gündeme gelmiştir. Rüzgâr tribünlerinin seri üretime geçilmesi ile bu alandaki yatırımlar gittikçe artmış ve rüzgâr enerjisi santralleri oluşturulmaya başlanmıştır. Önceleri kara parçaları üzerinde oluşturulan rüzgâr santralleri deniz üzerine de kurulmaya başlanmıştır. Rüzgâr enerjisi, 1990'lı yıllardan sonra dünyada hızlı bir şekilde gelişmiştir (Gelberi ve ark., 2007; Oskay, 2014).

Rüzgâr enerjisi, üretim kapasitesi bakımından dünya genelinde en fazla büyüyen enerji kaynağıdır. Şekil 3.1'de Dünya toplam kurulu güç kapasitesinin ve Şekil 3.2'de eklenen güç kapasitesinin yıllara göre değişimi verilmiştir. 1997 yılı sonunda 7.6 GW olan dünya rüzgâr enerjisi santrallerinin kurulu gücü, 2014 yılında 51.477 GW daha eklenerek 2014 yılı sonunda 369.553 GW'a ulaşmıştır. 2014 yılı sonunda kurulu güç 1997 yılına göre yaklaşık 48 kat artmıştır. Asya kıtasında 2014 yılı sonunda yaklaşık olarak Çin 23.4 GW ve Hindistan 2.3 GW kurulu güç eklemiştir. Japonya, rüzgâr pazarında hala yavaş bir büyüme göstermektedir ve bu büyüme pazara yeni giren Pakistan'dan daha azdır. Kuzey Amerika'da ABD yaklaşık 5 GW ve Kanada 2 GW kurulu güç eklemiştir. Avrupa'da göze çarpan ülkeler 5.3 GW'lık büyüme ile Almanya ve İspanya (2014 yılında çok fazla güç kapasitesini arttıramasa da) olmuştur (Anonymous(a), 2015).



Şekil 3.1. Dünya toplam kurulu güç kapasitesinin yıllara göre değişimi



Şekil 3.2. Dünya'da eklenen güç kapasitesinin yıllara göre değişimi

Avrupa'da Almanya ve İspanya'dan sonra İngiltere'nin, Fransa'nın ve İtalya'nın payları büyüktür. Polonya, Türkiye ve Romanya bu alanda pazar sahibi olmaya başlamıştır. Rüzgâr enerjisi, bu hızla gelişmeye devam eder ve daha da fazla geliştirme politikaları uygulanırsa, 2016 yılı sonunda dünya kurulu gücünün 500 GW'ı, 2020 yılında 1000 GW'ı aşması olası görülmektedir (Anonymous(a), 2015).

Dünyada rüzgâr enerjisini kullanan ülkeler kıyaslandığı zaman ilk beşi Çin, ABD, Almanya, İspanya ve Hindistan çekmektedir. Türkiye, 2014 yılındaki bu sıralamada 3.763 GW toplam kurulu güç ile 16. sırada yer almaktadır ve 2013'teki yerini korumaktadır. Çizelge 3.1'de rüzgâr santrali güç kapasitesi bakımından ilk 20 ülke listelenmiştir (Anonymous(a), 2015).

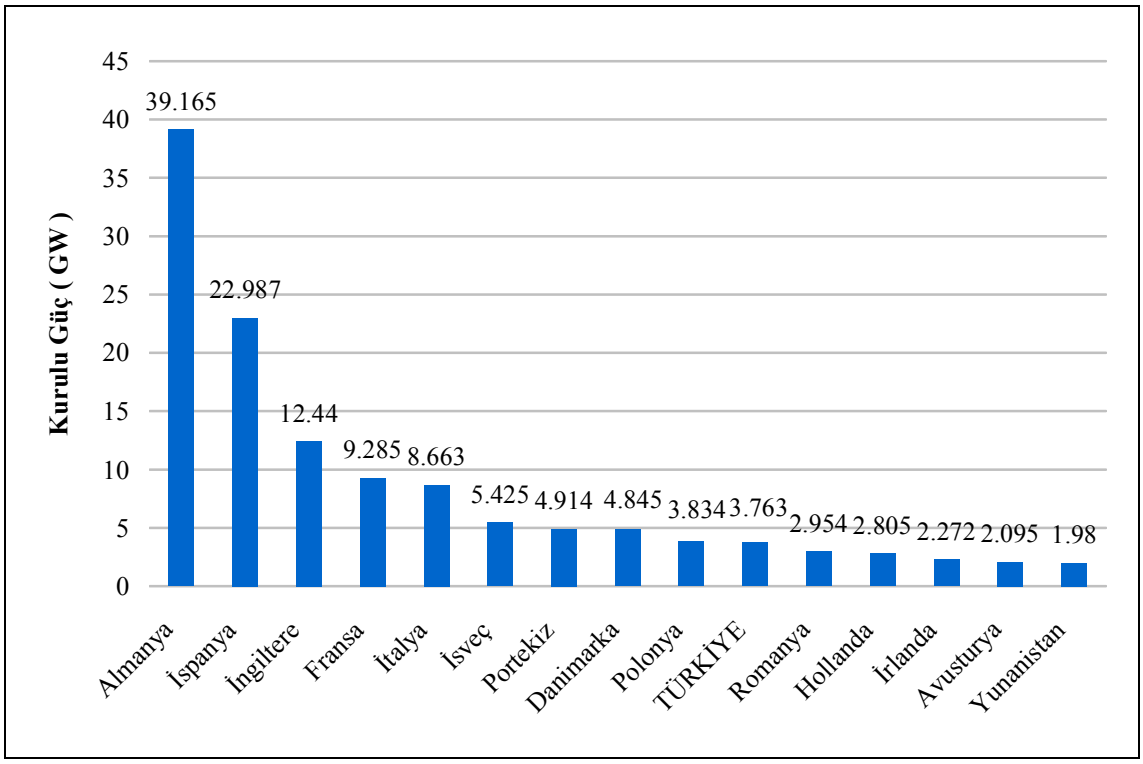
Çizelge 3.1. Dünyada rüzgâr santrali gücü bakımından ilk 20 ülke

Sıra	Ülke	2013 yılı sonundaki toplam kurulu güç [GW]	2014 yılında eklenen kapasite [GW]	2014 yılı sonundaki toplam kurulu güç [GW]
1	Çin	91.412	23.351	114.763
2	ABD	61.110	4.854	65.879
3	Almanya	34.250	5.279	39.165
4	İspanya	22.959	0.028	22.987
5	Hindistan	20.150	2.315	22.465
6	İngiltere	10.711	1.736	12.440
7	Kanada	7.823	1.871	9.694
8	Fransa	8.243	1.042	9.285
9	İtalya	8.558	0.108	8.663
10	Brezilya	3.466	2.472	5.939
11	İsveç	4.382	1.050	5.425
12	Portekiz	4.730	0.184	4.914
13	Danimarka	4.807	0.067	4.845
14	Polonya	3.390	0.444	3.834
15	Avusturalya	3.239	0.567	3.806
16	**Türkiye**	**2.958**	**0.804**	**3.763**
17	Romanya	2.600	0.354	2.954
18	Hollanda	2.671	0.141	2.805
19	Japonya	2.669	0.130	2.789
20	Meksika	1.859	0.522	2.381

3.2. Avrupa'da Rüzgâr Enerjisi Durumu

Avrupa'daki rüzgâr enerjisinin durumuna bakıldığı zaman, Dünya kurulu gücünün yaklaşık % 37'sinin burada olduğu görülmektedir. Avrupa'da, 1995 yılı sonunda 2.497 MW olan toplam kurulu güç, 2014 yılı sonunda yaklaşık 134 GW'a ulaşmıştır. Şekil 3.3'te Avrupa rüzgâr gücü kapasitesi bakımından ilk 15 ülke

gösterilmektedir. Türkiye, şu an itibariyle kurulu güç kapasitesi büyüklüğü bakımından Avrupa'nın 10. sırasında yer almaktadır (Anonymous(a), 2015; Anonymous(b), 2015).



Şekil 3.3. Avrupa rüzgar kurulu güç kapasitesi açısından ilk 15 ülke

2020 yılında Avrupa'da 40 GW'ı off-shore (kıyıdan uzak) olmak üzere toplam 230 GW'lık üretim gerçekleşeceği tahmin edilmektedir. Bunun da toplam elektrik ihtiyacının % 14-17'sini karşılayacağı öngörülmektedir. Avrupa'da rüzgâr enerjisine yatırım yapan ülkeler arasında yaklaşık 40 GW'lık kapasiteye sahip Almanya ilk sırada yer almaktadır. Dünya sıralamasında üçüncü olan Almanya'nın önünde ABD yaklaşık 66 GW'lık kapasiteyle ikinci, Çin ise 115 GW'lık kapasiteyle ilk sıradadır (Anonymous(a), 2015; Anonymous(c), 2015).

3.3. Türkiye'de Rüzgâr Enerjisi Durumu

Ülkemizde fosil yakıtlarına bağımlılığımız fazla olmasına rağmen yenilenebilir enerji kaynakları açısından birçok potansiyele ve çeşitliliğe sahiptir. Bu çeşitlilik ve potansiyeller Çizelge 3.2'de verilmiştir (Türkyılmaz ve Özgiresun, 2013).

Çizelge 3.2. Değerlendirilmeyi bekleyen yerli yenilenebilir enerji potansiyeli

Biyogaz	35 Milyar kWh
Güneş	380 Milyar kWh
Hidroelektrik	80-100 Milyar kWh
Jeotermal	5-16 Milyar kWh
Rüzgâr	90-100 Milyar kWh
Yerli linyit	110-125 Milyar kWh
Toplam	**700-756 Milyar kWh**

Türkiye rüzgâr enerjisi bakımından oldukça büyük bir potansiyele sahiptir. Ülkemizdeki rüzgâr enerji potansiyeli 131.756 GW olarak öngörülmektedir. Ancak ekonomik ölçütlerle değerlendirildiğinde 7-9 m/s arası rüzgâr potansiyeli 47.849 GW gücündedir. Bu kadar büyük bir potansiyele sahip olmasın karşın, 1998 yılında kurulu gücü 9 MW seviyesinde olup, 2013 yılı itibari ile bu güç 3 GW seviyesine çıkmıştır (Türkyılmaz ve Özgiresun, 2013).

Yenilenebilir Enerji Genel Müdürlüğü tarafından yapılan uzun vadeli tahminlerde dışa bağımlılık oranının 2015'te % 68 ve 2020 yılı için % 70'ler seviyesinde olacağı düşünülmektedir. Bu, Türkiye'nin enerji kaynakları açısından net ithalatçı bir ülke konumunda olduğu anlamına gelmektedir. Bugün ülkemizdeki mevcut ekonomik hidrolik kaynaklı enerji potansiyelinin % 57'si, rüzgârda ekonomik potansiyelin % 85'i, jeotermal kaynak potansiyelin % 95'i, verilen teşvikle özellikle de birçok hidroelektrik santrali yap-işlet-devret modelleriyle ve özel sektör tarafından işletilmektedir (Polat ve Şekerci, 2013).

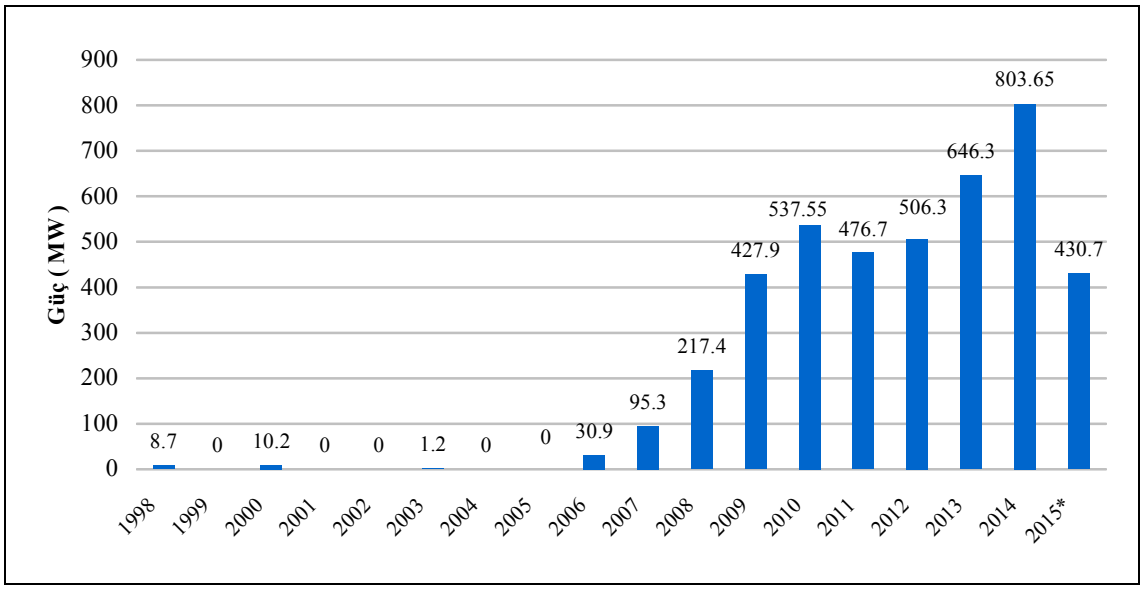
Türkiye'de yenilenebilir enerji kaynakları açısından hidroelektrikten sonra rüzgâr ilk sırada yer almaktadır. Türkiye'de rüzgâr enerjisi, yenilenebilir enerji kaynakları arasında gelişmeye en açık olanıdır. Üç tarafı denizlerle çevrili olan ve yaklaşık 3500 km kıyı şeridi olan Türkiye, özellikle Marmara ve Ege kıyı şeritlerinde sürekli ve düzenli rüzgâr almaktadır (Oskay, 2014).

Türkiye, rüzgâr kapasitesi bakımından oldukça avantajlı bir ülkedir. Türkiye'de rüzgâr enerjisinden elektrik üretimi konusunda ilk sistem 1985 yılında Danimarka'dan ithal edilip İzmir-Çeşme Altınyunus Turistik tesislerinde kurulan 55 kW gücündeki rüzgâr türbinidir. Üç kanatlı yatay eksenli bu türbinden üretilen elektrik enerjisi aynı tesiste tüketilmektedir. Uluslararası boyutta ilk rüzgâr elektrik santrali ise 1998 yılında Çeşme Germiyan köyünde kurulmuştur. Ayrıca 4628 Sayılı Elektrik Piyasası Kanunu ile serbest elektrik piyasası modeline geçilmiş ve Türkiye'de şebekeye bağlı rüzgâr enerjisi ile elektrik üretimi 1998 yılında başlamıştır. Ege bölgesindeki İzmir Çeşme

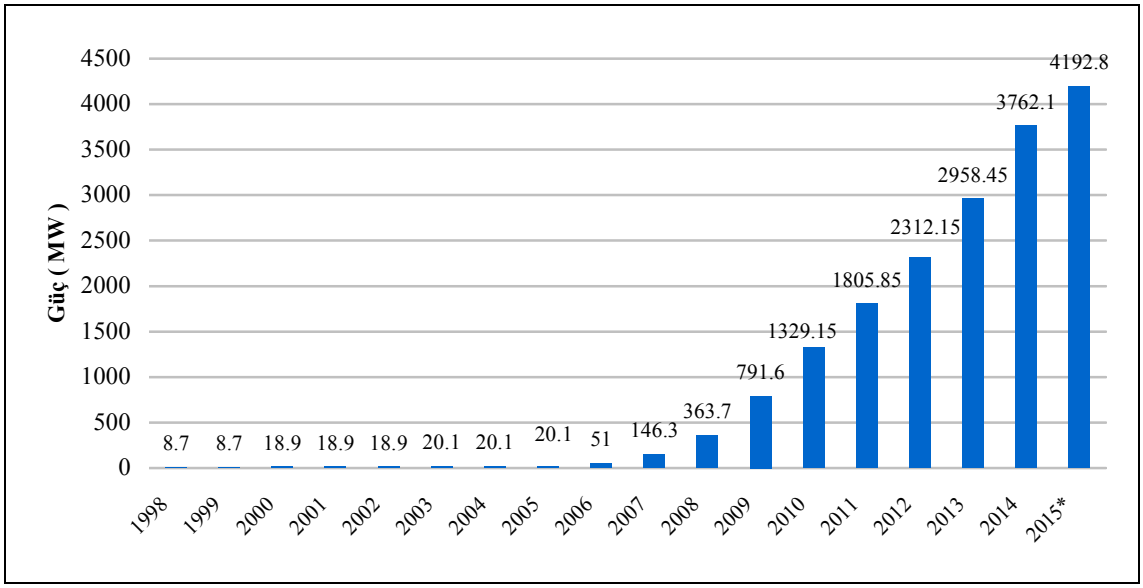
Germiyan'da 1.50 MW ve Çeşme Alaçatı'da 7.20 MW kurulu güce sahip 2 adet rüzgâr enerjisi santrali kurulmuştur. Bunları 2000 yılında Çanakkale Bozcaada'da 10.20 MW kurulu gücünde olan rüzgâr enerjisi santrali takip etmiştir. 2005 yılında yürürlüğe giren 5346 sayılı Yenilenebilir Elektrik Kanunu ile kurulu güç ve enerji üretiminde her yıl % 100 üzerinde artış görülmüştür (Uygun ve Eker, 2008; Oskay, 2014).

Türkiye, 2014 yılında mevcut rüzgâr santrali kurulu gücüne yaklaşık 804 MW daha ekleyerek toplam kurulu gücü yaklaşık 3.763 GW olmuştur. Türkiye'nin kurulu gücü 2010 yılından beri her yıl yaklaşık 500 MW artmıştır ve 2014 yılından sonra daha fazla yükselişe geçmiştir. 2015'in ilk yarısında (Temmuz 15 itibariyle) yaklaşık 431 MW daha güç eklemiştir. Türkiye Rüzgâr Enerjisi Birliği'nin (TÜREB) tahminlerine göre ilerleyen 10 yıl içinde Türkiye'nin rüzgâr santrali kapasitesi 10.5 GW'a yükselecektir. Türkiye'deki rüzgâr enerji santrallerinin sisteme ilave edilen güç bakımından yıllara göre dağılımı Şekil 3.4'te verilmiştir. Türkiye rüzgâr enerji santrallerinin (RES) toplam kurulu güç bakımından yıllara göre dağılımı ise Şekil 3.5'te verilmiştir (Anonim, 2015).

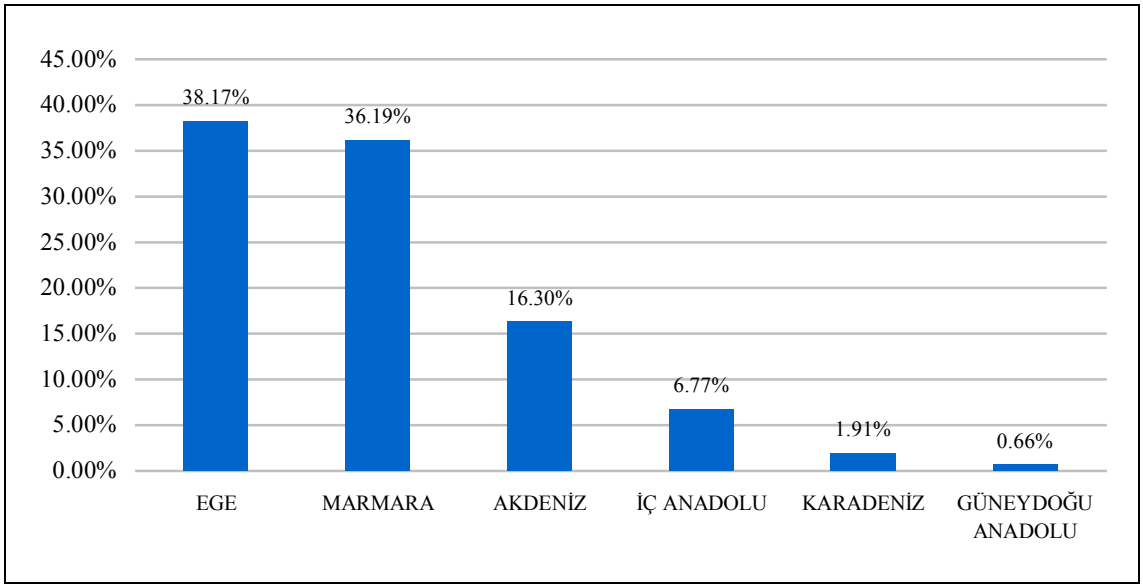
Türkiye'de işletmede olan rüzgâr elektrik santrallerinin kurulu güç bakımından 2015 Temmuz ayı itibariyle bölgelere göre dağılımında 1600.45 MW ile % 38.17 paya sahip olan Ege Bölgesi'nin ilk sırada olduğu görülmektedir. Ege Bölgesini 1517.55 MW ile Marmara ve 683.43 MW ile Akdeniz Bölgesi takip etmektedir. Sadece Ege ve Marmara bölgeleri ülke çapında yaklaşık % 75'lik bir orana sahiptir. Bu istatistiklere ilişkin grafik Şekil 3.6'da verilmiştir (Anonim, 2015).



Şekil 3.4. Türkiye RES'lerin ilave edilen güç kapasitesi bakımından yıllara göre dağılımı

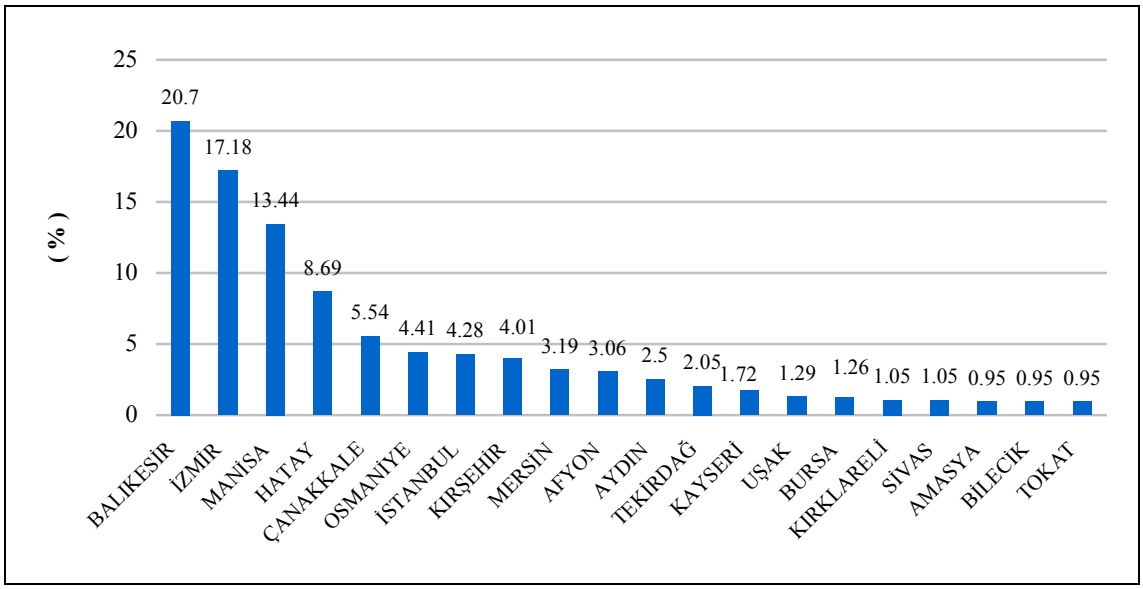


Şekil 3.5. Türkiye RES'lerin toplam güç kapasitesi bakımından yıllara göre dağılımı



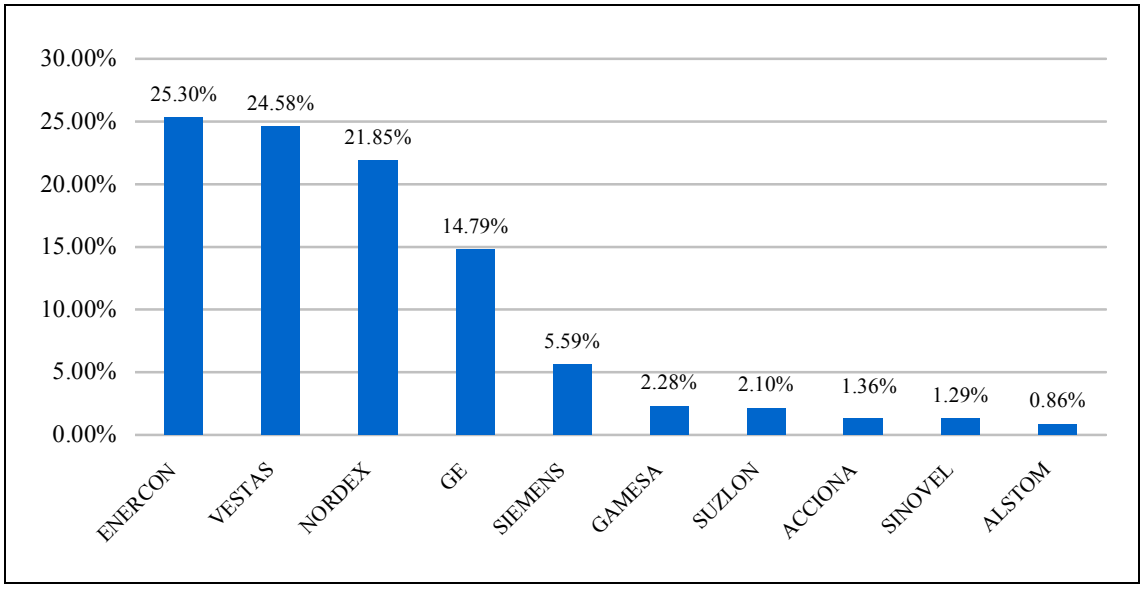
Şekil 3.6. Bölgelere göre Türkiye'de işletmede olan RES'lerin yüzdesel dağılımı

İşletmede olan rüzgâr enerji santrallerinin kurulu güç bakımından illere göre yüzdesel dağılımı Şekil 3.7'de verilmiştir. Türkiye'nin en iyi rüzgâr kaynakları sırasıyla Balıkesir, İzmir, Manisa, Hatay ve Çanakkale illeridir (Anonim, 2015).



Şekil 3.7. Türkiye'deki RES'lerin illere göre yüzdesel dağılımı

Türkiye'de rüzgâr santrallerine tribün markaları açısından bakıldığında en büyük payı % 25.30 ile Enercon (Almanya) tribünlerinin oluşturduğu, onu % 24.58'lik pay ile Vestas (Danimarka), % 21.85'lik pay ile Nordex ve % 14.79 ile GE'nin izlediği görülmektedir. Diğer tribün markaları olan Siemens (Almanya), Gamesa (İspanya), Suzlon, Acciona, Sinovel ve Alstom'ın payları % 5 - % 1 gibi düşük düzeylerdedir. İşletmede olan rüzgâr enerji santrallerinin kurulu güç bakımından türbin markalarına göre yüzdesel dağılımı Şekil 3.8'de verilmiştir (Anonim, 2015).



Şekil 3.8. Türkiye'deki RES'lerin kurulu güç bakımından türbin markalarına göre yüzdesel dağılımı

Türkiye'deki rüzgâr santrallerini oluşturan tribünler dünya piyasasına egemen olan tribün markalarıdır ve rüzgâr tribün ve bileşenlerinin büyük bir kısmı (tribün, generatör, göbek (hub), dişli kutusu vb.) ithal edilmektedir. Bununla birlikte yerli üretim olarak bazı tribünlerin kanatları ve tribün kuleleri yabancı firmalarla ortak girişim yapılarak yurt içi piyasada üretilmektedir. Tribün üreten firma sayısının artırılması, yüksek fiyatlı olan tribünlerden kaynaklanan maliyet artışının azaltılmasında son derece önemlidir. Türkiye'de rüzgâr türbini üretiminde söz sahibi olan az sayıda üretici firma bulunmaktadır (Oskay, 2014).

2 Kasım 2011 tarihi itibariyle 662 sayılı Kanun Hükmünde Kararname ile kuruluşuna dair kanunun yürürlükten kaldırılmasıyla "Yenilenebilir Enerji Genel Müdürlüğü" haline getirilen Elektrik İşleri Etüt İdaresi, ülke olarak halen 2 GW civarında işletmeye alınmış toplam rüzgâr santrali kurulu gücümüzün Cumhuriyetimizin 100. yılı olan 2023'te, 20 GW olacağını öngörmektedir. 20 yıllık dönemde bu rakamın 40 GW olması beklenmektedir. Şu anda orta ve büyük ölçekli (500 kW ve üstü) endüstriyel rüzgâr türbinlerinin tamamı ithal edilmektedir. MW başına 1.5 milyon Amerikan doları (USD) piyasa değerinden hesaplarsak 20 yıl içinde rüzgâr türbinleri için yurt dışına akacak milli kaynağın 60 milyar USD civarında olacağı tahmin edilmektedir. Ülkemizin rüzgâr kapasitesine uygun, özgün ve ulusal rüzgâr türbin tasarımları geliştirilerek 20 yıl içinde iç pazarın hiç değilse % 25'inin yerli üretim olması ve dolayısıyla 15 milyar USD milli kaynağın yurtdışına akmasının önlenmesi hedeflenmektedir. Bu sebepten dolayı çeşitli üniversiteler, araştırma kurumları ve özel sektörden firmaların oluşturduğu ülke çapında büyük bir konsorsiyum kurularak **"Milli Rüzgâr Enerji Sistemleri Geliştirilmesi ve Prototip Türbin Üretimi - MİLRES"** başlıklı bir Ar-Ge ve uygulama projesi hazırlanmıştır. T.C. Enerji ve Tabii Kaynaklar Bakanlığı için yapılacak olan bu TÜBİTAK projesi için beş yürütücü kurum ortaklığı kurulmuştur:

- Sabancı Üniversitesi,
- Türk Havacılık ve Uzay Sanayii A.Ş. (TUSAŞ/TAI),
- İstanbul Ulaşım A.Ş.,
- TÜBİTAK MAM (Marmara Araştırma Merkezi) Enerji Enstitüsü ve
- İstanbul Teknik Üniversitesi.

Bu beş yürütücü kurumun yönetiminde çalışan GYTE, Yıldız Teknik Üniversitesi (YTÜ) ve Kocaeli Üniversitesi gibi başka üniversiteler ile imalatçı ve mühendislik firmaları bulunmaktadır (Engin, 2011).

4. RÜZGÂR ENERJİ SİSTEMLERİ

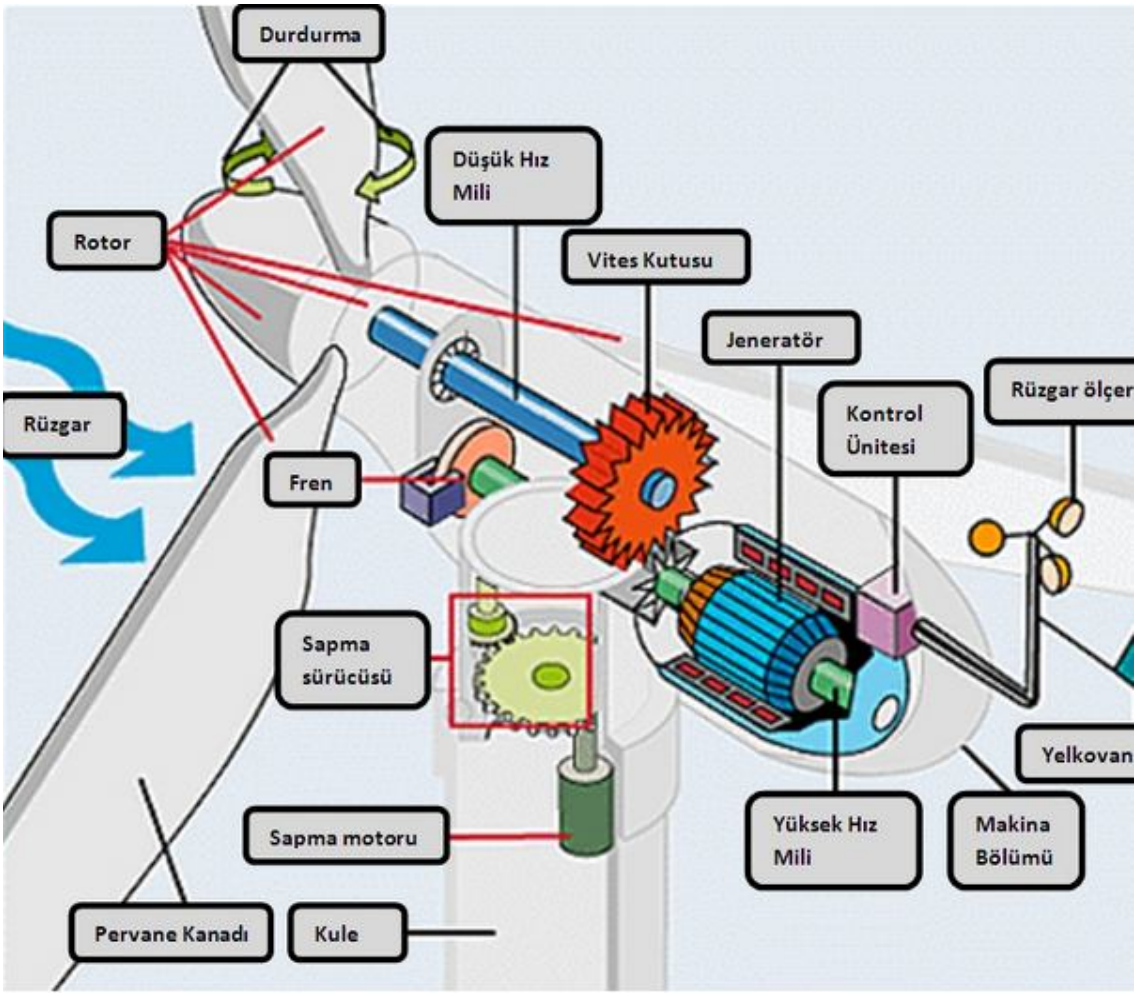
4.1. Rüzgâr Türbinleri

Rüzgâr türbinleri genel olarak; pervane, kule, generatör, dişli kutusu, elektrik-elektronik elemanlardan oluşur. Rüzgârın kinetik enerjisi rotorda mekanik enerjiye, mekanik enerji de elektrik enerjisine çevrilerek yüke veya şebekeye aktarılır. Rüzgâr türbinlerinden elde edilen verimin yüksek olması için arazi özelliklerine, rüzgâr hızlarına ve kullanım amacına uygun rüzgâr türbinleri seçilmelidir (Ackermann, 2005; Mergen ve Zorlu, 2005; Uygun ve Eker, 2008).

Rüzgâr türbinleri; yapılarına, güçlerine ve şebekeye göre olmak üzere 3 ana kategoriye ayrılmaktadır. Yapılarına göre rüzgâr türbinleri kendi içinde yatay eksenli rüzgâr türbinleri, düşey eksenli rüzgâr türbinleri ve eğik eksenli rüzgâr türbinler olmak üzere üçe ayrılır. Yatay eksenli rüzgâr türbinleri, yer konumuna göre rotoru yatay eksende çalışmaktadır. Bu türbinlerde rotor kanatlarının sayısı azaldıkça rotorun dönüş hızı artmaktadır. Teknolojik ve ticari olarak en yaygın kullanılan türbinler bunlardır. Düşey eksenli rüzgâr türbinlerinde dönme ekseni rüzgâr ekseni rüzgâr yönüne dik ve kanatları düşeydir. Eğik eksenli rüzgâr türbinlerinin dönme eksenleri düşey ile rüzgâr yönünde bir açı yapan rüzgâr türbinleridir. Güçlerine göre rüzgâr türbinleri kendi içinde mikro türbinler, küçük güçlü türbinler, orta güçlü türbinler ve büyük güçlü türbinler olmak üzere dörde ayrılmaktadır. Şebeke açısından rüzgâr türbinleri de, kendi içinde şebekeden bağımsız ve şebekeye bağlı sistemler olmak üzere ikiye ayrılır (Uygun ve Eker, 2008).

Rüzgâr türbinleri, çevredeki engellerin (ev vb.) rüzgâr hızını değiştirmeyeceği yükseklikteki bir kule üzerine yerleştirilmiş gövde ve rotordan oluşur. Kanatlar ve göbek (hub) rotor olarak adlandırılır. Rüzgârın kinetik enerjisi rotor tarafından mekanik enerjiye çevrilir ve düşük devirli ana milin dönüş hareketi gövde içerisindeki iletim sistemine, oradan da generatöre aktarılır. Bir rüzgâr türbininde bulunan genel parçalar Şekil 4.1'de gösterilmektedir (Uygun ve Eker, 2008).

Rüzgâr ölçer (anemometre); rüzgâr hızını ölçer ve bu bilgiyi kontrol ünitesine iletir. Çoğu rüzgâr türbini 2 veya 3 adet pervane kanadına, çoğunlukla da 3 adet kanada sahiptir. Kanatların üzerinden esen rüzgâr, kanatların dönmesini sağlar. Fren, dönmekte olan diski acil durumlarda durdurmaya yarar. Fren sistemi mekanik, elektronik veya hidrolik olarak çalışabilir.



Şekil 4.1. Rüzgâr türbininde bulunan parçalar

Kontrol ünitesi rüzgârın hızındaki değişikliklere göre sistemi durdurur veya harekete geçirir. Rüzgâr hızının saatte 8-16 mil arasında olması durumunda sistemi çalıştır. Aynı şekilde rüzgâr hızının saatte 55 milden yüksek olduğu durumlarda ise sistemi durdurur. Rüzgâr hızının saatte 55 milden fazla olması, türbinlere zarar vermektedir. Kontrol ünitesi bu nedenle önemlidir. Vites kutusu, düşük hız milini, yüksek hız miline bağlayarak dönüş hızını 30-60 devir/dakikadan (rpm) 1000-1800 devir/dakikaya seviyesine (elektrik üretmek için gerekli olan dönüş hızı) çıkartırlar. Vites kutusu bir rüzgâr türbininin pahalı ve aynı zamanda ağır bir parçasıdır. Günümüzde vites kutusuna gerek kalmadan doğrudan sürüş özelliğine sahip, düşük rotasyonlu hızlarda elektrik üretebilen generatörler bulunmaktadır. Makine bölümü (nacelle), rüzgâr türbin kulesinin tepesinde durur ve içerisinde vites kutusunu, düşük ve yüksek hız millerini, generatörü, kontrol ünitesini ve freni bulundurur. Bazı türbinlerin makine bölümleri üzerlerine helikopter inebilecek kadar geniştir. Durdurma (pitch), kanat açısını kontrol eder. Rüzgâr türbinleri yüksek irtifada daha fazla enerji üretebildikleri için kule bölümünde dayanıklı malzemeler (boru seklinde çelik, beton veya çelik kafes) kullanılır. Yelkovan, rüzgârın yönünü ölçer ve bu bilgiyi sapma sürücüsüne iletir. Böylece rüzgâr türbininin rüzgâra doğru dönmesi sağlanmış olur. Sapma sürücüsü (yaw drive), rüzgâra karşı çalışan rüzgâr türbinleri rüzgârın geliş yönüne dönük olarak çalışmak zorundadırlar. Sapma sürücüsü rüzgârın yönünde olan değişiklere göre rotorun sürekli olarak rüzgâra dönük olmasını sağlar. Sapma motoru (yaw motor), sapma sürücüsüne güç sağlar.

4.2. Rüzgâr Enerji Sistemlerinde Kullanılan Generatörler

Rüzgâr santrallerinde genel olarak asenkron, senkron veya doğru akım generatörleri kullanılır. Doğru akım (DC) generatörü küçük güçlü sistemlerde önceden çok kullanılan generatör türüydü. Son zamanlarda DC generatörlerinin yerini asenkron veya senkron generatörler almıştır. Asenkron ve senkron generatörler, dönüştürücüler aracılığıyla doğru akımı alternatif akıma dönüştürebilen güç elektroniği elemanları ile birlikte çalışmaktadırlar. Asenkron ve senkron generatörler, orta ve büyük güçlü sistemlerde çok fazla tercih edilmektedir (Uyar ve ark., 2005).

4.2.1. Fırçasız doğru akım (DC) generatörleri

Doğru akım generatörleri, güvenilirliklerinin yetersiz olması ve bakım gerektirmesi gibi negatif yönleri olmasına karşın, hız denetimlerinin kolayca yapılması ile rüzgâr türbinlerinde kullanılma olanağı bulmuştur. DC generatörler, küçük güçlü rüzgâr türbinlerinde, özellikle elektriğin şebekeden bağımsız olarak kullanıldığı yerlerde (örneğin dağ evlerinde) tercih edilmektedirler. Son zamanlarda mekaniksel komütatörlü DC generatörlerin, komütatörü ortadan kaldırmak için sabit mıknatıslı olarak tasarlanmaya başlanmıştır. Bu tasarımda üretilen alternatif akım (AC) doğrultucular yardımıyla DC'ye çevrilir. Fırçasız DC generatörleri olarak da adlandırılan bu generatörler, sabit mıknatısların kapasitelerinin ve güçlerinin sınırlı olması nedeniyle, küçük güçlü rüzgâr enerji sistemlerinde önerilmektedir (Patel, 1999; Mergen ve Zorlu, 2005).

4.2.2. Asenkron generatörler

Asenkron generatörler aynı zamanda indüksiyon generatörü olarak da adlandırılmaktadır. Rüzgâr ve küçük hidroelektrik santraller dışında kullanımı yaygın olmamakla beraber rüzgâr sistemlerinde çok fazla tercih edilmektedir. İndüksiyon generatörlerinin kullanılma nedeni; sağlam, basit yapılı, büyük tiplerde üretilmesi, emniyetli, az bakım gerektirmesi ve maliyetinin düşük olmasıdır. Asenkron generatörlerin en temel avantajı, fırçasız bir yapısının olmasıdır. En önemli dezavantajı statorun, reaktif mıknatıslanma akımına olan gereksinimidir. Bu uyarma akımı ya şebekeden ya da şebekeden bağımsız sistemlerde paralel bağlı kondansatör banklarından sağlanır. Ani rüzgâr artışlarında meydana gelen moment titreşimlerini azaltmada çok iyidir. Rüzgâr türbinlerinde, sıklıkla rotoru sargılı (bilezikli) veya sincap kafesli asenkron generatör kullanılmaktadır (Patel, 1999; Hansen ve ark., 2001; Mergen ve Zorlu, 2005).

4.2.2.1. Sincap kafesli asenkron generatör (SKAG)

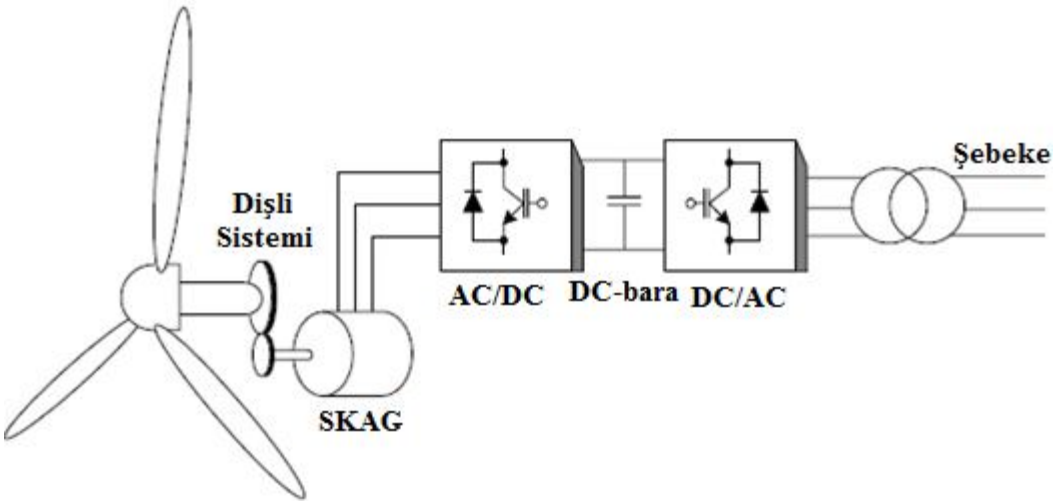
Sincap kafesli asenkron generatörlü rüzgâr türbinlerinde dişli kutusu bulunur. SKAG'nin rotorunda sargılar olmadığı için yani generatörü uyaracak bir devrenin olmaması ihtiyaç duyulan reaktif gücün dışarıdan sağlanacağı anlamına gelir.

Generatör, çalışma durumunda şebekeye reaktif güç veremediği gibi gerekli olan bu gücü de paralel bağlı kapasitörlerden veya şebekeden karşılar. Şayet kapasitörler kullanılmazsa generatör çalışma anında şebekeye etkin güç verirken şebekeden aynı zamanda tepkin güç de çeker (Gelberi ve ark., 2007).

SKAG, sabit ve değişken hızlı uygulamalarında kullanılır. Sabit hızlı SKAG, şebekeye direkt bağlıdır ve gerekli mıknatıslanma akımını şebekeden çeker. Bu generatörde sargıların düzenlenmesine göre 1 veya 2 farklı hızda çalıştırılabilir. İki hızlı sistemde sargıların bağlantıları değiştirilerek kutup sayısı ve dolayısıyla hızı da değişmiş olur. Böylece rüzgâr hızının düşmesi durumunda 2. hız kademesine geçerek çıkışta aynı frekanslı akım ve gerilim elde edilmiş olur. Sabit hızlı SKAG'nin stator faz uçları şebekeye doğrudan bağlı olduğu için gerilimi değişmeyeceğinden rüzgâr hızındaki değişmeler ve bununla birlikte mildeki gücün değişmesi sebebiyle generatörden çekilen akımda dalgalanmalar meydana gelir. Eğer generatörün bağlandığı şebekenin gücü fazla değilse titreşimlere yol açar. Değişken hızlı SKAG, şebekeye doğrultucu-evirici üzerinden bağlanır ve generatörün kendi kendini uyarması için stator sargı uçlarına paralel kondansatörler bağlanır. Kondansatörler, mıknatıslanma akımı oluşturarak generatörün alternatif gerilim üretmesini sağlar. Rüzgârın hızı değiştikçe türbinin ve dolayısıyla generatörün rotor hızı değişir. Sonuçta generatörün ürettiği gerilimin frekansı değişir (Patel, 1999; Sarıoğlu ve ark., 2003; Özer, 2005; Stiebler, 2008).

Manyetik sesleri minimize etmek ve iyi kalkınma momenti elde etmek için rotor olukları mile paralel olarak değil eğimli olarak açılarak baskı alüminyum döküm rotor sargısı elde edilir (Ackermann, 2005; Mergen ve Zorlu, 2005). Şekil 4.2'de değişken hızlı sincap kafesli asenkron generatörün şebekeye bağlantısı görülmektedir (Uyar ve ark., 2005).

Çıkışında AC-DC-AC dönüştürücü düzenekleri ile SKAG'ler değişken hız uygulamalarında kullanılır. Şekil 4.2'de stator sargısı, DC-baranın iki tarafına art arda (back-to-back) bağlı, gerilim kaynaklı iki DGM eviriciden oluşan, 4-bölgeli güç dönüştürücü üzerinden şebekeye bağlanır. Stator tarafındaki doğrultucu, elektromanyetik momenti regüle eder ve generatörün manyetik alan üretebilmesi için reaktif güç sağlar. Şebeke tarafındaki evirici, sistemden şebekeye aktarılan aktif ve reaktif gücü ve aynı zamanda DC-bara gerilimini regüle eder (Polinder ve ark., 2004).



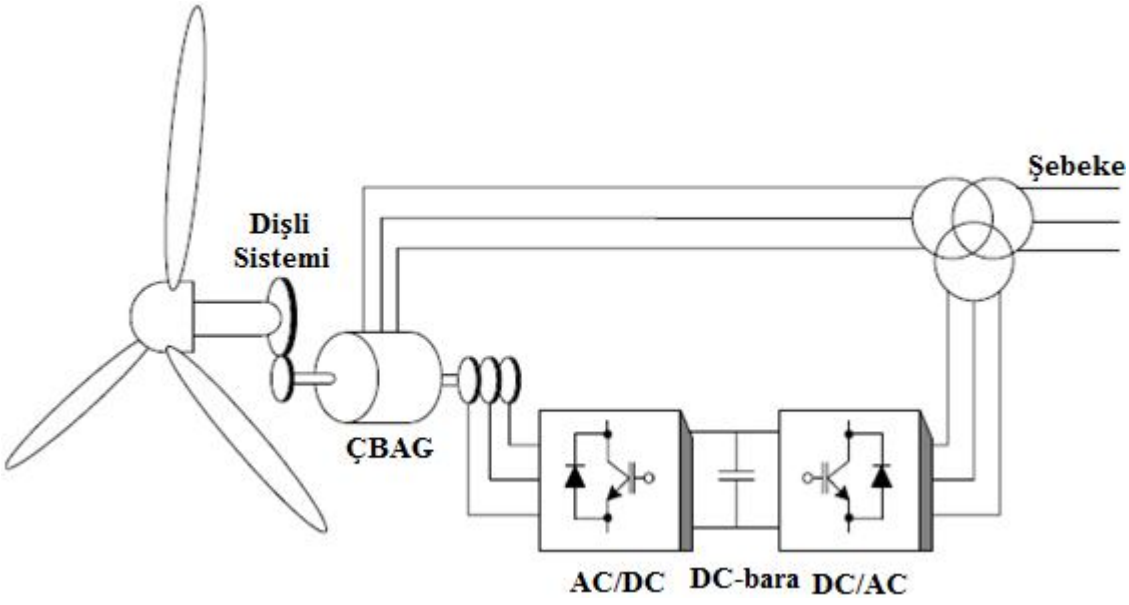
Şekil 4.2. Değişken hızlı SKAG'nin şebeke bağlantısı

Sincap kafesli asenkron generatörler, güvenilir, hafif, ekonomik, fırçasız ve sağlam bir yapıya sahip olmaları sebebiyle rüzgâr türbinlerinde sıklıkla kullanılmaktadır. Generatör parametrelerinin sıcaklık ve frekansla değişerek sistemin denetimini karmaşık hale getirmesi ve doğrultucunun, generatörün gereksinim duyduğu manyetik alanı sağlamak için nominal güce göre % 30-50 oranında daha büyük ölçülerde yapılması, negatif yönleri arasında yer alır. Moment-hız eğrisi doğrusaldır ve böylece rüzgâr gücündeki dalgalanmalar doğrudan şebekeye iletilir. Ayrıca rüzgârın ani değişebildiği uygulamalar için pek uygun değildir. Ancak az değişkenli rüzgârlarda ve küçük güç aralıklarında tasarım kolaylığı, denetimi ve ucuzluğu yönüyle tercih edilmektedir (Hansen ve ark., 2001; Ackermann, 2005; Gelberi ve ark., 2007).

4.2.2.2. Çift beslemeli asenkron generatör (ÇBAG)

Sincap kafesli asenkron generatörlerde olduğu gibi çift beslemeli asenkron generatörlü rüzgâr türbinlerinde de dişli kutusu bulunur. SKAG'nin aksine ÇBAG'nin rotorunda sargılar bulunmaktadır. Rotor devresine güç elektroniği dönüştürücüsü bağlanarak rotor gücü ve hızı kontrol edilmekte ve uyarma ihtiyacı da buradan sağlanmaktadır. Uygun denetim sağlanması ve enerji kalitesinin yüksek olması avantajları arasındadır. ÇBAG'nin temel özelliği, statorda birbirinden elektriksel olarak yalıtılmış, aralarında faz farkı bulunan, farklı kutup sayıda iki grup sargı bulundurmasıdır. Stator sargı gruplarından biri güç sargıları olarak adlandırılıp direkt şebekeden beslenir. Diğer üç fazlı sargı grubu ise kontrol sargıları olarak adlandırılıp

rotoru sargılı generatörde iki yönlü güç akışını düzenleyen rotor sargılarının görevini üstlenir (Copçuoğlu ve Önbilgin, 2007; Gelberi ve ark., 2007). Şekil 4.3'te ÇBAG'nin şebekeye bağlandığı rüzgar enerji sistemi görülmektedir (Uyar ve ark., 2005).



Şekil 4.3. Çift beslemeli asenkron generatörün şebeke bağlantısı

Bu sistemde, stator sargıları doğrudan 3-fazlı şebekeye bağlanmıştır. Rotor sargısı ise 2- adet back-to-back gerilim kaynaklı DGM tekniğini kullanan eviriciden oluşan, dört bölgeli güç dönüştürücü üzerinden şebekeye bağlanmıştır. Genellikle, rotor tarafındaki doğrultucu kontrol sistemi, elektromanyetik momenti regüle eder ve makinanın uyarılması için gerekli reaktif gücü sağlar. Şebeke tarafındaki evirici kontrol sistemi ise, DC-barayı regüle eder. ÇBAG'nin farklı rüzgâr hızlarında çalışmasına olanak sağlar, fakat sınırlıdır (Muller ve Doncker, 2002; Ackermann, 2005; Uyar ve ark., 2005; Fresis, 2008).

ÇBAG için kullanılan dönüştürücü gücü, türbin gücünün yaklaşık % 25'ine tekabül eder ve bu da maliyeti azaltır. Senkron hızın % ±30 hız aralığında çalışabilmesinden dolayı son yıllarda değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde çift beslemeli asenkron generatör kullanımı yaygınlaşmıştır. Açık deniz (off-shore) yüksek güçlü rüzgâr enerji santrallerinde uygulaması uygundur. İlaveten, ÇBAG harici istenmeyen etkilere karşı dayanıklılık ve kararlılık gösterir. Bu generatörlerin en kötü yanı, yapısında bilezik bulunmasından dolayı düzenli bakıma ihtiyaç duymasıdır (Hansen ve ark., 2001; Ackermann, 2005; Uyar ve ark., 2005).

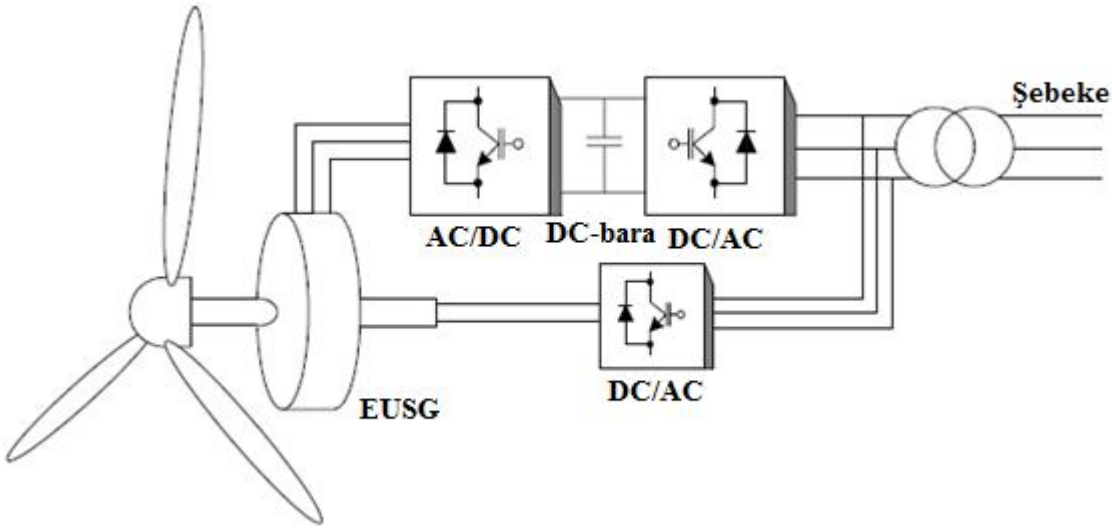
4.2.3. Senkron generatörler

Senkron generatörler, harici bir yükü besleyen 3-fazlı sargıların oluşturduğu bir stator ve manyetik alanı oluşturan bir rotordan meydana gelir. Bu tip generatörlerde kutup sayısı fazla yapılır ve böylece rüzgâr türbini ile dişli kutusu olmadan direkt bağlanır. Rotorun oluşturduğu manyetik alan ya sabit mıknatıslardan ya da sargılardan akan doğru akımdan üretilir. Senkron generatörler, sabit hızlı sistemler için daha uygundur. Bu nedenle sabit hıza bağlı olarak sabit frekansta çalışırlar. Senkron generatörler, aynı büyüklükteki asenkron generatörlere göre daha pahalı ve yapısal olarak daha karmaşıktır. Rüzgar enerji uygulamalarında senkron generatörler sadece değişken hızlarda kullanılır. Rüzgar türbinlerinde, genellikle alan sargılı (elektriksel uyartımlı) ve sürekli mıknatıslı olmak üzere iki tip senkron generatör kullanılmaktadır (Patel, 1999; Mergen ve Zorlu, 2005; Stiebler, 2008).

4.2.3.1. Elektriksel uyartımlı senkron generatör (EUSG)

Generatörün rotorunda bulunan kutup sargısı, doğru akımla beslenerek hava aralığında zamana göre değişmeyen genliği sabit manyetik alan meydana getirir. Bu manyetik alan, rotorun döndürülmesi ile statora yerleştirilmiş sargının düzlemlerinden değişik açılarda geçer ve gerilim indükler. Bu sargıda oluşan gerilim, alternatif gerilimdir ve zamana göre değişir. EUSG'nin hızına, döner alanın frekansına ve kutup sayısına göre değişir (Mergen ve Zorlu, 2005; Dursun ve Binark, 2008). Generatör şebekeden dönüştürücü aracılığı ile tamamen ayrıldığından dolayı şebeke bozulmaları generatörü direkt olarak etkilemez, gerilim düşmesi sırasında akım ve tork değişimi ÇBAG'ye göre daha düşüktür ve geçici rejimler daha kısa sürer. Hızın düşük olduğu durumlarda bile geniş hız aralığında çalıştırılabilir. Geriliminin genliği ve frekansı kontrol edilebilir (Kurt, 2010). Şekil 4.4'te elektriksel uyartımlı senkron generatörün şebekeye bağlantısı görülmektedir (Uyar ve ark., 2005).

Bu sistemde stator sargısı, DGM tekniğine göre anahtarlama yapabilen, çift yönlü akım akışının olabildiği (back-to-back) gerilim kaynaklı iki eviriciden oluşmuş ve 4-bölgeli bir güç dönüştürücü üzerinden şebekeye bağlanmıştır. Stator tarafındaki dönüştürücü elektromanyetik momenti, şebeke tarafındaki dönüştürücü ise bu sistemin oluşturduğu aktif ve reaktif gücü düzenler (Hansen ve ark., 2001; Ackermann, 2005; Uyar ve ark., 2005).



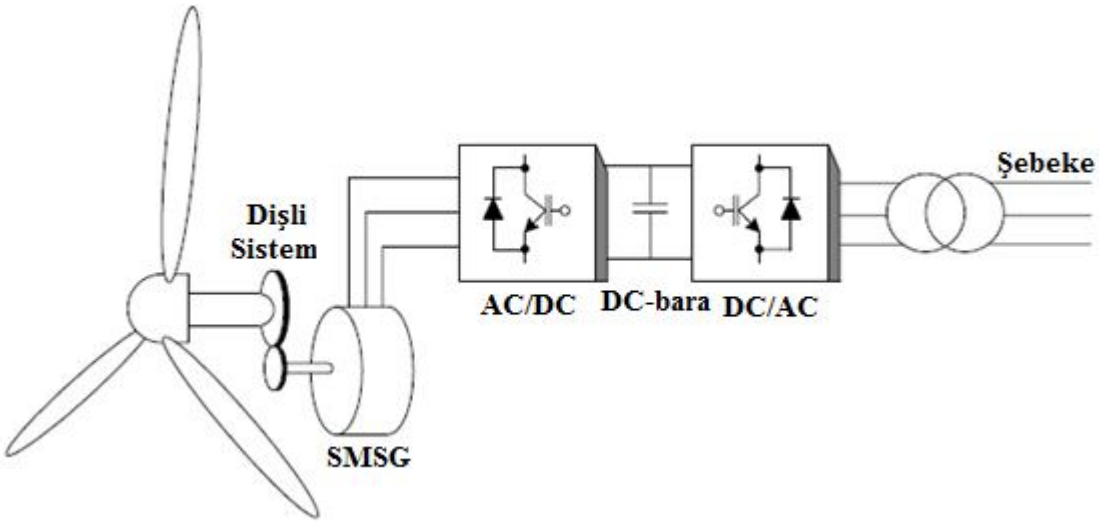
Şekil 4.4. Elektriksel uyartımlı senkron generatörün şebeke bağlantısı

Elektromanyetik moment üretiminde stator akımının tamamı kullanıldığı için bu generatörün verimi asenkron generatörlere göre genelde yüksektir. EUSG kullanılmasının en büyük avantajı, makinanın güç faktörünün doğrudan kontrolüne izin vermesidir. Bu sayede, stator akımı çoğu işletim durumunda asgari düzeye indirilebilir. Asenkron generatörlü rüzgâr türbinlerinin aksine dişli kutusu ihtiva etmez ve reaktif güç kompanzasyonu sistemine ihtiyacı yoktur. Rotorda sargı devresinin bulunması sürekli mıknatıslı senkron generatör ile kıyaslandığında bir dezavantajdır. Ayrıca üretilen aktif ve reaktif gücü düzenlemek için nominal rüzgar gücünün 1.2 katı büyüklüğünde dönüştürücüler kullanılması gerekmektedir. Fırçalı yapısı istenmeyen bir özelliktir. Bu sebepten dolayı düzenli bakım ve değiştirme ister. Aksi durumda arızaya ve kayıplara ortam hazırlar, ancak fırçasız düzenlemeleri de mevcuttur (Hansen ve ark., 2001; Mergen ve Zorlu, 2005; Uyar ve ark., 2005; Copçuoğlu ve Önbilgin, 2007).

4.2.3.2. Sürekli mıknatıslı senkron generatör (SMSG)

SMSG herhangi bir enerji kaynağına gerek duymadan kendinden uyartımlı olması nedeniyle rüzgâr sistemlerinde kullanılmaktadır. En büyük avantajı herhangi bir hızda enerji üretebilmesidir. Bakım maliyeti düşüktür, küçük ve hafif uygulamalar için uygundur. Generatör hızı, dişli kutu kullanılmadan kontrol edilebilir, ayrıca bilezik ve fırça tertibatı yoktur. SMSG'nin statoru sargılıdır ve rotoruna sürekli mıknatıslar bulunur. Malzeme kullanımı aynı güçteki EUSG'ye göre daha az olduğundan daha

hafiftir (Copçuoğlu ve Önbilgin, 2007; Dursun ve Binark, 2008). Şekil 4.5'te SMSG'nin şebekeye bağlandığı rüzgar enerji sistemi görülmektedir (Uyar ve ark., 2005).



Şekil 4.5. Sürekli mıknatıslı senkron generatörün şebeke bağlantısı

Bu sistemde generatör ve DC-bara arasına DGM kontrol yöntemini kullanan IGBT'li doğrultucu yerleştirilmiştir ve DGM evirici üzerinden şebekeye bağlanmıştır (Hansen ve ark., 2001).

SMSG'ler işletme anında senkronizasyonda ve gerilim regülasyonunda bazı sorunlara neden olabilir. Ayrıca sürekli mıknatısların fiyatları oldukça yüksektir, fakat gelişen teknoloji ile mıknatıs fiyatları düşme eğiliminde olacaktır. Bir diğer eksisi, mıknatısların manyetik özelliklerinin sıcaklıkla değişmesidir. Yüksek sıcaklıklarda ve kısa devre durumlarında mıknatısların manyetik özelliklerini kaybettikleri bilinmektedir. SMSG'lerin rotor sıcaklıklarının soğutma sistemleri ile denetiminin sağlanması gereklidir ve bu da artı bir masrafa yol açar. Dönüştürücü anma gücü yüksektir, sistemde ek fren sistemi gerekebilir. Uyartım alanı ve dolayısıyla güç katsayısı denetlenemediğinden sabit hızlı, generatörün şebekeye direkt bağlandığı türbinler için uygun değildir (Ackermann, 2005; Uyar ve ark., 2005; Copçuoğlu ve Önbilgin, 2007).

Sonuç olarak, bir rüzgâr enerji sisteminin performansı, santralin kurulacağı bölgenin rüzgâr özelliğine ve türbin tipine en uygun generatörün kullanılmasına bağlıdır. Generatör, rüzgâr değişimlerinden minimum etkilenip, maksimum verimle çalışabilmelidir. Küçük ve orta güçlü rüzgâr santrallerinde hem SKAG hem de SMSG kullanılır. Büyük güçlü rüzgâr santralleri için ise hem ÇBAG hem de EUSG tercih

edilir. DGM, sistemin giriş ve çıkışındaki akım harmoniklerini azaltacağı için, DGM tekniğine göre anahtarlama yapabilen, back-to-back gerilim kaynaklı dört bölgeli güç dönüştürücü tercih edilir. Bu sayede, generatör üzerindeki moment titreşimleri azalır ve çıkış gücünün kalitesi artar (Uyar ve ark., 2005; Dursun ve Binark, 2008).

4.3. Rüzgâr Enerji Sistemlerinde Kullanılan Doğrultucular

Pozitif ve negatif alternansların her ikisine birden sahip olan elektrik enerjisini yalnız pozitif veya negatif alternansta çalışmak üzere dönüştüren devrelere doğrultucu veya redresör adı verilir (Başkurt, 2012).

Doğrultucular (redresörler), genel anlamda AC gerilimi DC gerilime dönüştürme işlevi görür. Elde edilen DC gerilim dalgalı doğru gerilim olup alternatif akım dalgalanma bileşeni içerir. Tam dalga doğrultuculara köprü doğrultucular da denilmektedir (Keleş, 2006; Bodur, 2010).

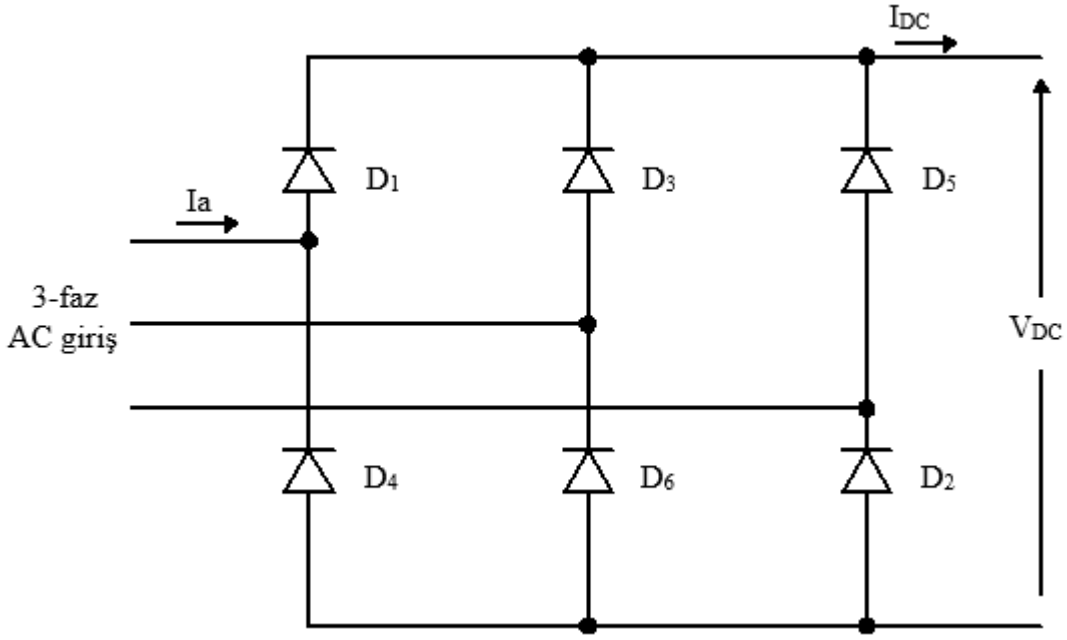
Doğrultucu devresinin kullanılacağı yerin elektriksel özellikleri, farklı doğrultucu yapılarının doğmasına yol açmıştır. Doğrultulacak AC sinyalin genliği ve frekansı değişken olabileceği gibi sabit de olabilir. Aynı şekilde düzensiz bir AC sinyalden düzenli ve sabit bir DC sinyal elde edilmesi gerekebilir. Uygulanacağı bölgenin gerektirdiği parametrelere göre doğrultucular, kontrollü ve kontrolsüz olmak üzere ikiye ayrılırlar (Başkurt, 2012).

4.3.1. Kontrolsüz doğrultucu

Yarı iletken diyotlar ile oluşturulan doğrultucu yapıları kontrolsüz doğrultucular olarak isimlendirilmektedir. Birçok doğrultma işleminde, kontrolsüz doğrultucular, basit ve ucuz olması nedeniyle yaygın olarak kullanılmaktadır. Fakat kontrolsüz doğrultuculardа çıkış gerilimi ortalamasının kontrol edilmesi ve kaynak tarafına güç aktarılması mümkün değildir. Maksimum değerde ve sabit bir gerilim üretmektedir. Sadece doğrultucu modunda çalıştırılabilir (Bodur, 2010; Başkurt, 2012). 3-fazlı kontrolsüz doğrultucu şeması Şekil 4.6'da verilmiştir.

3-fazlı alternatif gerilimlerin mevcut olduğu sanayi uygulamalarında 3-faz tam dalga doğrultucu devrelerinin kullanımı bir faz tam dalga doğrultuculara göre daha düşük harmonikli dalga biçimleri, daha yüksek güç oluşturma kapasiteleri ve daha iyi bir güç faktörüne sahip olmaları nedeniyle tercih edilir. Bu nedenle, bazı uygulamalarda

üç fazlı bir doğrultucu için gereken filtre kapasitörü bir fazlı doğrultucu için gerekenden çok daha küçük olabilir. Doğrultucu ani çıkış geriliminin dalga şekli hat frekansının her bir periyodunda altı parçadan oluşmaktadır. Buna göre bu doğrultucu 6-darbeli bir doğrultucu olarak adlandırılmıştır. Her bir diyot 120º lik aralıkta iletimdedir (Mohan ve ark., 2010).



Şekil 4.6. Üç fazlı tam dalga diyotlu kontrolsüz doğrultucu

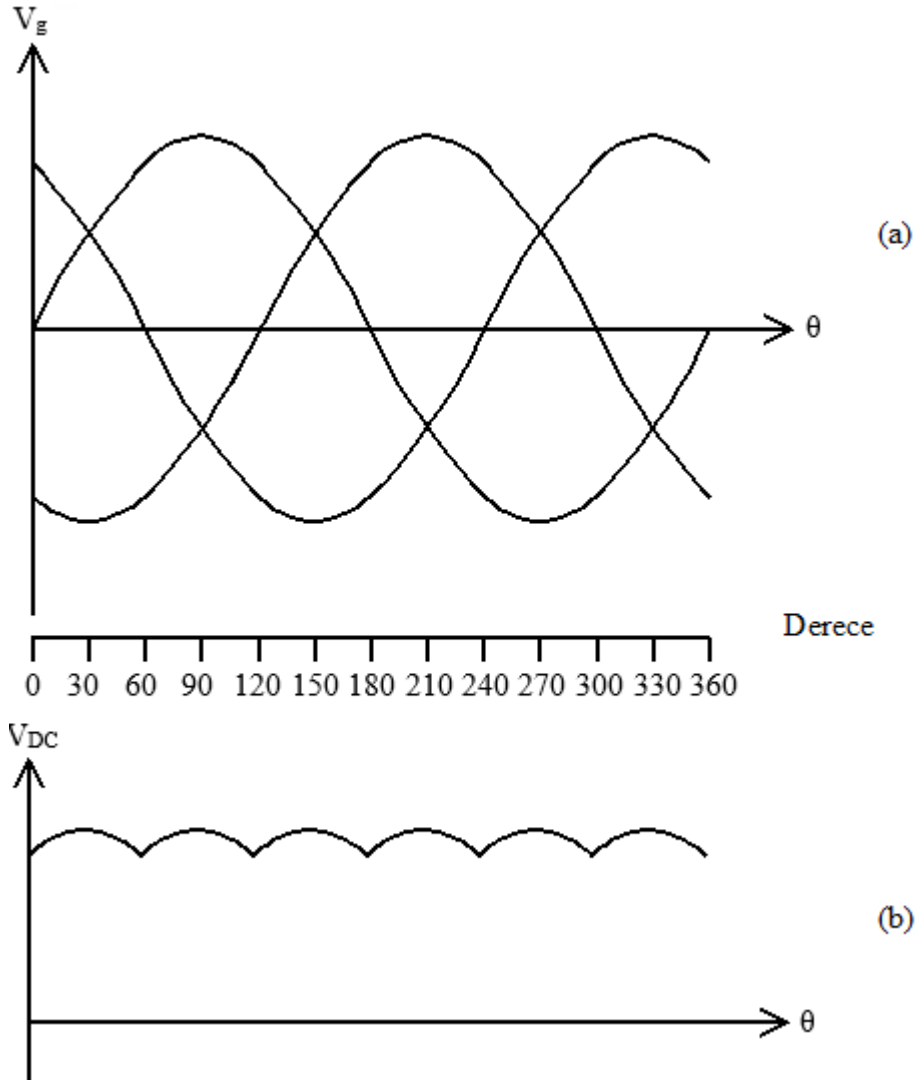
Kaynak tarafında meydana gelen genlik değişimleri, ortalama çıkış gerilimini de etkiler. Ayrıca, kontrolsüz doğrultucuların dezavantajlarından biri giriş akımlarının sinüs dalga şeklinden uzaklaşarak bozulmasıdır. Üç fazlı tam dalga kontrolsüz doğrultucular için çıkış geriliminin ortalama değeri denklem (4.1) ifadesiyle verilmiştir (Bodur, 2010; Başkurt, 2012).

$$V_{DC} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_L \tag{4.1}$$

Burada, V_L faz-faz gerilimini, V_{DC} ise 3-fazlı sistem için ortalama çıkış gerilimini temsil etmektedir.

3-faz, altı darbeli tam dalga diyotlu doğrultucu sık kullanılan bir devre yapısıdır. I_{DC} akımı üst grupta bulunan bir diyottan alt gruptaki bir diğer diyota akar. Buna komütasyon olayı denilmektedir. Bir fazlı doğrultucuya benzer şekilde, üst grupta

anodu en yüksek gerilim seviyesinde olan diyot iletime geçerken diğer ikisi ters yönde kutuplanır. Alt grupta ise, katodu en düşük gerilim seviyesinde olan diyot iletime geçerken yine diğer ikisi ters yönde kutuplanır. Şekil 4.6'daki devreye ilişkin gerilim dalga şekilleri Şekil 4.7'de verilmiştir (Keleş, 2006).



Şekil 4.7. a) Üç fazlı giriş gerilimi **b)** Dalgalı DC çıkış gerilimi

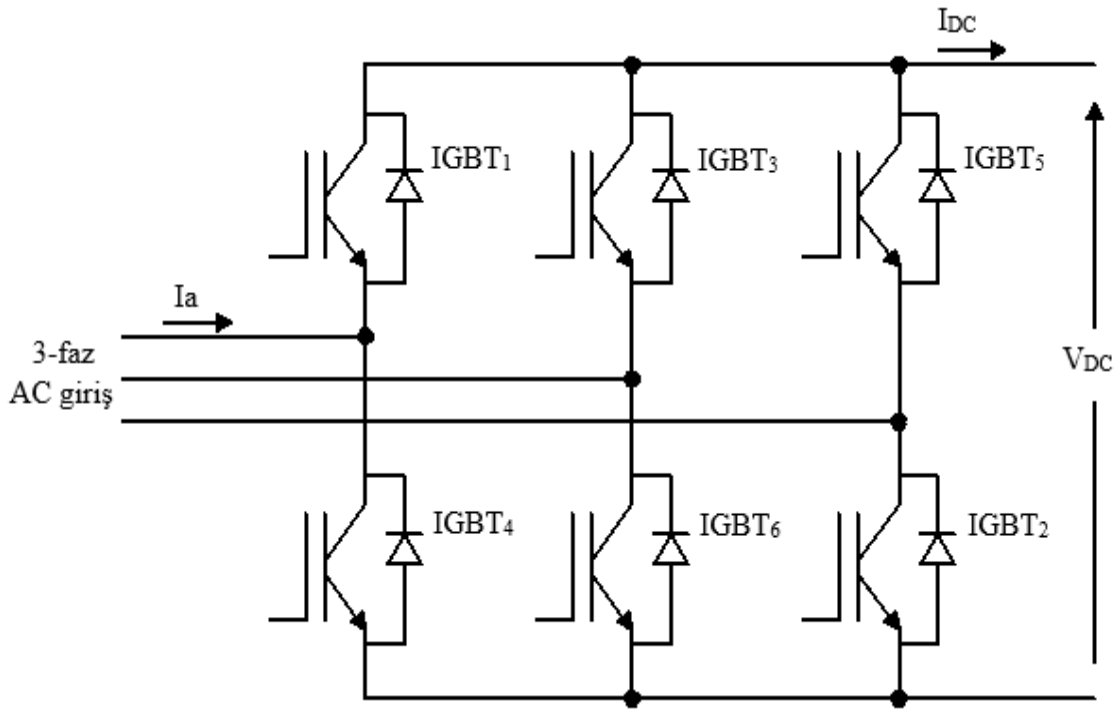
Bir fazlı tam dalga doğrultucuda çıkış geriliminin dalgalılık frekansı kaynak gerilimi frekansının iki katıyken, üç fazlı tam dalga doğrultucuda çıkış geriliminin dalgalılık frekansı giriş gerilimi frekansının altı katı olur. Dolayısıyla 50 Hz bir kaynak gerilimi için 1-fazlı tam dalga doğrultucu çıkışında 100 Hz dalgalılık görülürken, 3- fazlı tam dalga doğrultucu çıkışında 300 Hz dalgalılık görülür. Bu durum 3-fazlı kontrolsüz doğrultucu çıkışının daha kolay bir şekilde filtre edilebileceğini gösterir. Ayrıca 3-fazlı kontrolsüz doğrultucu çıkışındaki gerilim, kaynak gerilimi tepe değerinin

$\sqrt{3}$ katı ile 1.5 katı arasında değişir. Bu nedenle üç fazlı doğrultucu çıkış gerilimi DC gerilime daha yakındır (Başkurt, 2012).

4.3.2. Kontrollü doğrultucu

3-fazlı tam dalga kontrollü doğrultucunun devre yapısı, 3-fazlı tam dalga kontrolsüz doğrultucununki ile benzerdir. Doğrultma işleminde güç diyotları yerine yarı iletken güç anahtarların (Tristör, IGBT, MOSFET vb.) kullanıldığı ve kontrol metotları ile doğrultucunun parametrelerinin değiştirildiği doğrultuculara kontrolü doğrultucular adı verilir. Güç anahtarlarının tetikleme açıları değiştirilerek, 3-fazlı doğrultucunun ortalama çıkış gerilimi değiştirilebilir. 1-fazlı tam dalga kontrollü doğrultucu ile karşılaştırıldığında, 3-fazlı tam dalga kontrollü doğrultucu daha düzgün DC gerilim sağlayabilir ve yük devresine daha yüksek güç aktarabilir. Hem doğrultucu hem de evirici modunda çalıştırılabilir. Kontrollü doğrultucu evirici modu, DC çıkışta biriken enerjinin AC şebekeye aktarılması açısından önem kazanır (Bodur, 2010; Başkurt, 2012).

Kontrolsüz doğrultucu devresinde kullanılan diyotlar yerine kontrol edilebilme özelliği olan IGBT kullanılırsa Şekil 4.8'deki 3-fazlı IGBT kontrollü doğrultucu devresi elde edilir.



Şekil 4.8. Üç fazlı kontrollü doğrultucu

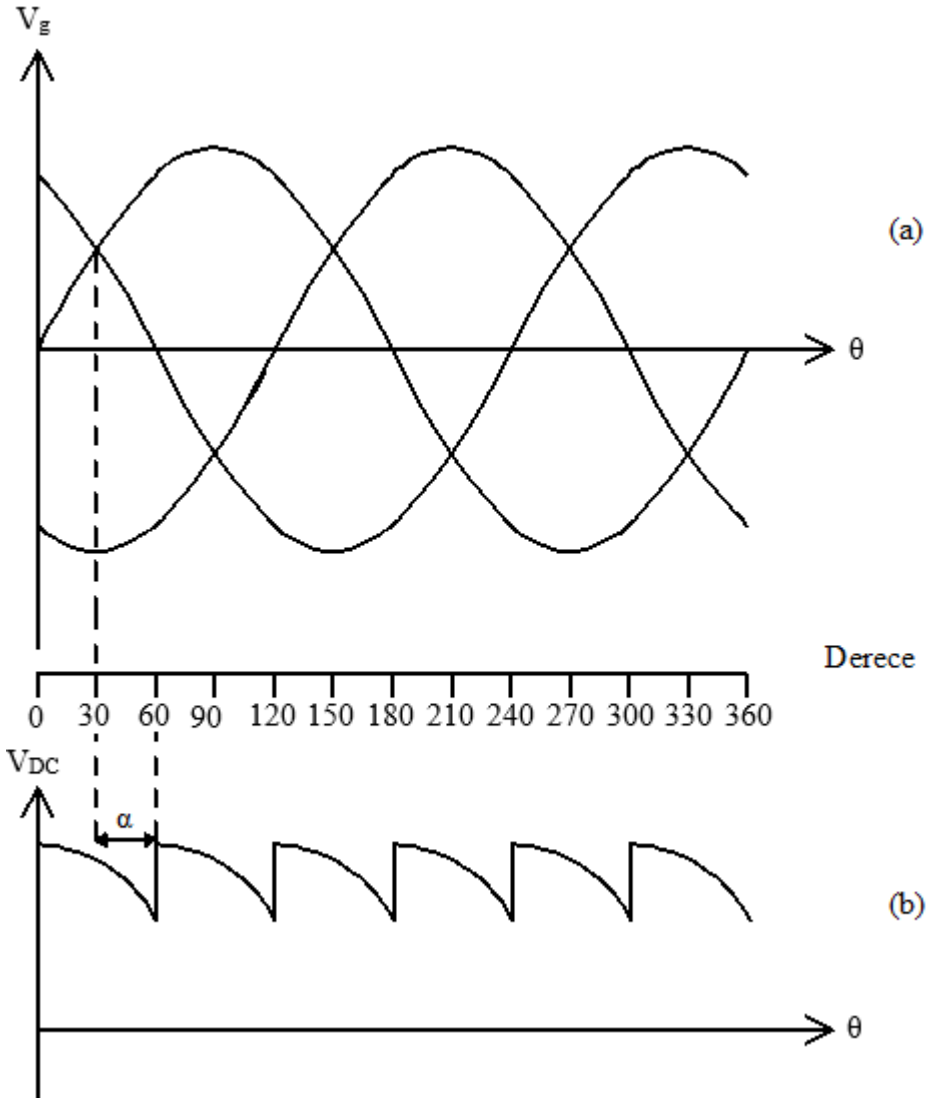
IGBT kontrollü doğrultucu devrelerinde çıkış geriliminin ortalamasının değiştirilmesi mümkündür. Ayrıca IGBT elemanı ateşleme açısının kontrolü ile doğrultucunun evirici modunda çalıştırılarak yük ucunda negatif gerilim de elde edilebilir. Kontrollü doğrultucular kaynak gerilimini kırparak çıkış geriliminin ortalamasını değiştirdikleri kaynaktan bozunumu yüksek olan akımlar çekerler ve çıkış ucunda filtreleme ihtiyacı duyarlar. Üç fazlı tam dalga kontrollü doğrultucular için çıkış geriliminin ortalama değeri denklem (4.2) ifadesiyle verilmiştir (Patel, 1999; Başkurt, 2012).

$$V_{DC} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_L \cos\alpha \tag{4.2}$$

Burada, V_L faz-faz gerilimini, α IGBT elemanının tetikleme açısını ve V_{DC} ise 3-fazlı sistem için ortalama çıkış gerilimini ifade etmektedir. Formülden de anlaşılacağı üzere tetikleme açısı değiştirilerek ortalama çıkış gerilimi değiştirilebilir.

Kontrollü doğrultucular çıkış geriliminin dalgalılığını düzeltme işlevi görmemekte, yalnız kontrol işareti ile giriş geriliminin değişiminde çıkış gerilim ortalama değerinin sabit kalmasını sağlayabilmektedir (Başkurt, 2012).

IGBT tetikleme açısı $\alpha \leq \pi/6$ olduğunda, bu devre, 3-fazlı tam dalga kontrolsüz doğrultucu ile aynı fonksiyona sahiptir; yani, ortalama çıkış gerilimi değiştirilemez. Normal çalışmada, bu doğrultucuda IGBT tetikleme açısı α, 30º ile 180º arasında olmalıdır. Ayrıca, 3-fazlı tam dalga kontrollü doğrultucu altı IGBT'ye sahip olduğu için ve bir anda iki IGBT iletimde olacağı için; her bir IGBT'nin tetikleme sinyali, $\pi/3$'e kadar uzatılmalıdır (herhangi iki tetikleme sinyali $\pi/3$ kadar örtüşmeli). Aksi halde, herhangi bir anda sadece bir IGBT iletimde olur ve yük akımı üretilmez. Şekil 4.9'da kontrollü doğrultucunun giriş ve çıkış dalga şekilleri verilmiştir. Her IGBT'nin iletim açısı 60º'dir. Şekil 4.9.(b)'deki dalga şeklinden de görüldüğü gibi, 3-fazlı tam dalga kontrollü doğrultucunun dalgalanma frekansı, AC kaynak frekansının 6 katıdır.



Şekil 4.9. a) Üç fazlı giriş gerilimi **b)** Dalgalı DC çıkış gerilimi

4.4. Rüzgâr Enerji Sistemlerinde Kullanılan Eviriciler

Rüzgâr türbinlerinden elde edilen elektrik enerjisinin direkt olarak şebekeye veya yüke aktarılması verim ve kullanılabilirlik açısından mümkün değildir. Elde edilen elektrik enerjisinin devamlılığı, sabit frekans, sinüsoidal biçimli uç gerilimi, güç faktörünün birim değere yakınlığı, faz gerilimlerinin dengeli olması ve gerilim harmonik içeriğinin belirli sınırlar içerisinde olması gibi bir takım şartların yerine getirilmesi gerekmektedir (Demirbaş ve Bayhan, 2011).

Şebekeye enerji sağlayan 3-fazlı eviricilerde, şebekeye verilen enerjinin yüksek kaliteli olması için kullanılan kontrol yöntemi önemlidir. Geçmiş yıllarda, eviricini kontrolü için değişik teknikler öne sürülmüştür. Bu tekniklerden bazıları histerezis akım

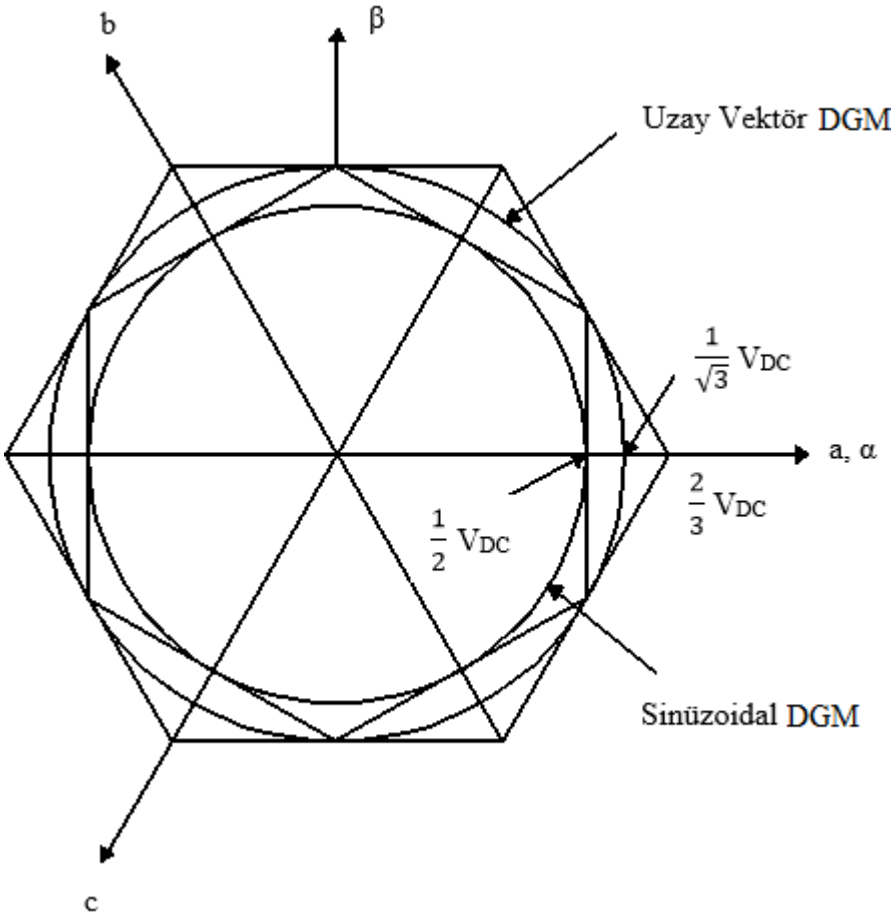
kontrol (HCC), sinusoidal darbe genişlik modülasyonu (SDGM) ve uzay vektör darbe genişlik modülasyonudur (UVDGM). HCC yönteminde, dinamik cevap iyidir, fakat anahtarlama frekansı ve akım harmonikleri sabit değildir. SDGM tekniğinin uygulanması kolaydır ancak referans ve taşıyıcı sinyallere ihtiyaç vardır, yüksek anahtarlama kayıpları oluşur ve DC-bara gerilimini etkili bir şekilde kullanamaz. Günümüzde, SDGM ve HCC'nin dezavantajlarından ötürü UVDGM tekniği eviricinin kontrolünde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır (İşen ve Bakan, 2011; Sevilmiş ve Karaca, 2014).

UVDGM yönteminin avantajları; sabit anahtarlama frekansı, en uygun anahtarlama sinyali üretimi, düşük harmonik içeriği ve DC-bara geriliminin etkin kullanımı olarak sıralanabilir. En uygun anahtarlama sinyallerinin üretilmesi ile akımın harmonik içeriğinde ve anahtarlama kayıplarında azalma sağlanır. DC bara gerilimi kullanımı bakımından klasik DGM yöntemlerine göre yaklaşık % 15.15 daha verimli bir kullanım sağlamaktadır (Iqbal ve ark., 2006; İşen ve Bakan, 2011; Ma ve ark., 2013).

4.4.1. Darbe genişlik modülasyonlarının karşılaştırılması

Gerilim beslemeli DGM eviricilerde, UVDGM kontrol tekniği DC-bara gerilimini etkin bir biçimde kullanmaktadır. UVDGM metodunda $V_{max} = V_{DC} / \sqrt{3}$ iken SDGM metodunda $V_{max} = V_{DC} / 2$ değerini alır. UVDGM yöntemi çok sık kullanılır. Bu yöntemde maksimum çıkış gerilimi, evirici kapasitesinin % 90.6'sının kullanılmasını sağlar. Uzay vektör modülasyonu daha da geliştirilerek evirici kapasitesinin tamamına yakını kullanılabilir. SDGM ile UVDGM karşılaştırıldıklarında, uzay vektörde verimin daha fazla olduğu ve gerilimin daha az harmonik içerdiği görülür. SDGM ve UVDGM tekniklerinde üretilebilen maksimum gerilim Şekil 4.10'da verilmiştir (Kocalmış, 2005; Cong ve ark., 2008; Çeker, 2010).

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunu uygulanması zor değildir, ancak DGM sinyallerinin üretilmesi için gereken zaman hesaplamaları karmaşık denklemlerle bulunmaktadır. (Çelik, 2004).



Şekil 4.10. SDGM ve UVDGM metotlarında üretilebilen maksimum gerilimler

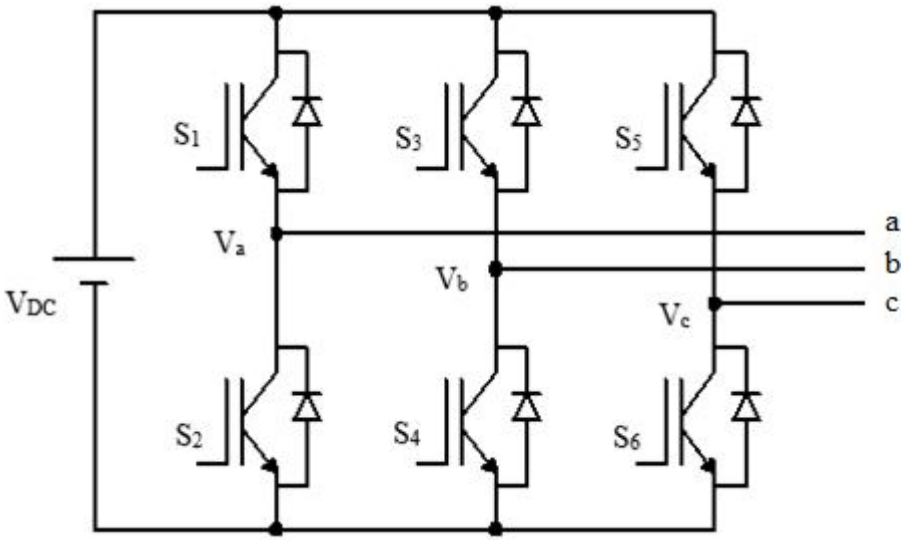
4.4.2. Üç-fazlı gerilim beslemeli evirici

Eviriciler, akım beslemeli evirici (ABE) veya gerilim beslemeli evirici (GBE) olarak tasarlanabilirler. ABE, kısa devrelere yüksek direnç göstermesi ve ters gerilimi bloke etmesi gibi bazı üstünlükleri olmasına rağmen iletim kayıplarının az olmasından ve kolay kontrol edilmesinden dolayı çoğu uygulamalarda GBE tercih edilmektedir (Sevilmiş ve Karaca, 2015).

3-fazlı 2-seviyeli gerilim kaynaklı eviricinin temel devresi Şekil 4.11'de verilmiştir. Her bir evirici faz kolunun anahtarlama durumu ayrı ayrı a, b ve c anahtarlama değişkenleri ile kontrol edilmektedir. Bu devrede, çıkış gerilimini şekillendiren ve anahtarlama değişkenleri tarafından kontrol edilen altı adet IGBT güç anahtarı (S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 ve S_6) bulunmaktadır. Üst kollardaki anahtarlardan birisi iletime geçtiğinde, yani a, b veya c, 1 olduğunda, alt koldaki ilgili anahtar kesime gitmekte yani 0 olmaktadır. Anahtarlama fonksiyonu, evirici fazı kaynak geriliminin

pozitif ucuna bağlandığında “1”, negatif ucuna bağlandığında “0” olarak tanımlanmaktadır (Demirbaş ve Bayhan, 2011; Eskin, 2012).

Ayrıca, 3-fazlı gerilim kaynaklı eviricinin çalışmasında, aynı kolda bulunan anahtarların aynı anda iletimde olmaması gerekmektedir (Demirbaş ve Bayhan, 2011).

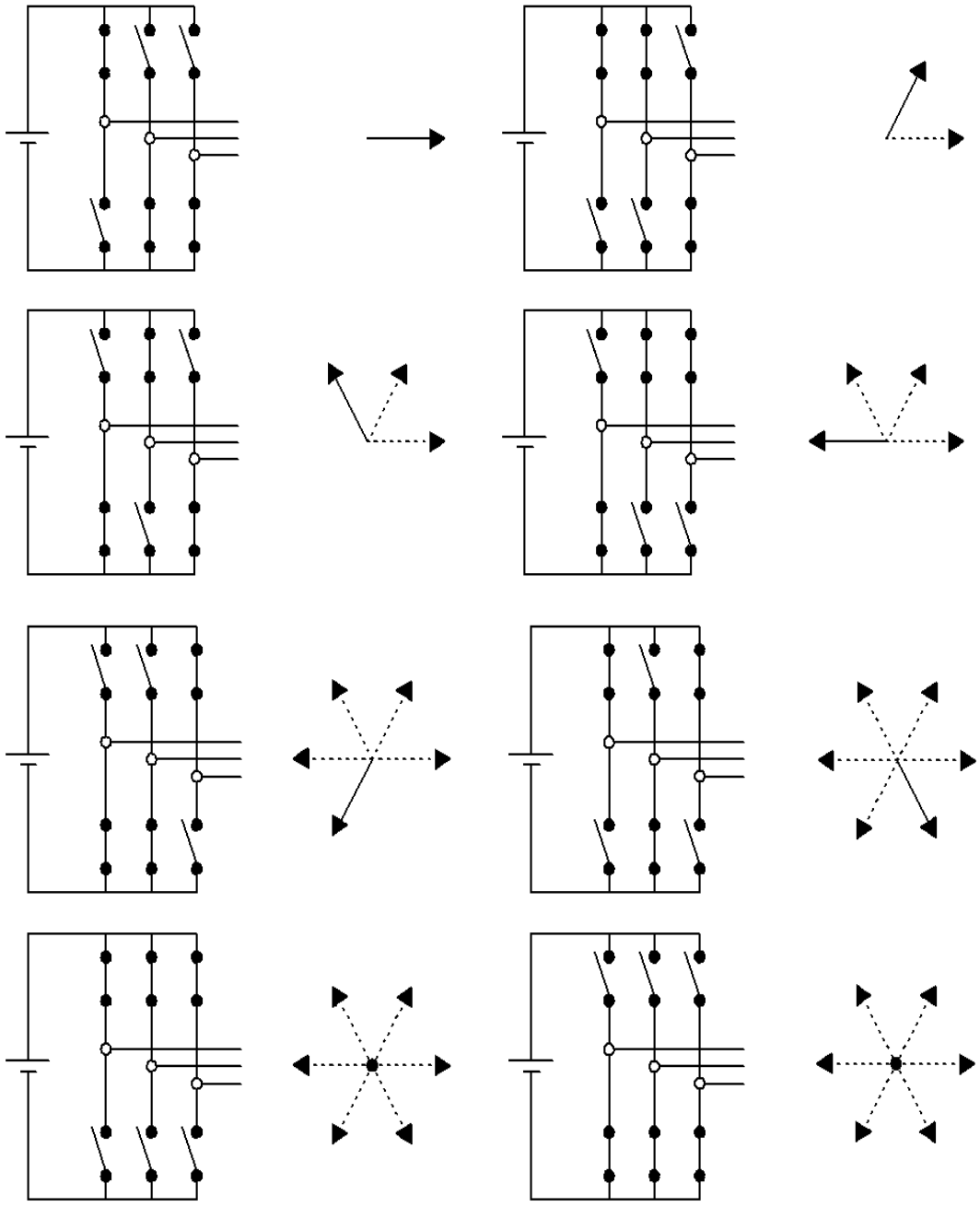


Şekil 4.11. Üç fazlı gerilim beslemeli evirici

4.4.3. Uzay vektör DGM tekniği

GBE, Şekil 4.12’de gösterilen anahtarlama durumlarına bağlı olarak sekiz farklı gerilim vektörü üretir (Demirbaş ve Bayhan, 2011; Eskin, 2012).

GBE’nin anahtarlama durumlarına göre oluşan faz-nötr ve fazlar arası gerilim değerleri ise Çizelge 4.1’de verilmiştir (Eskin, 2012).



Şekil 4.12. Evirici anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri

Çizelge 4.1. Anahtarlama vektörleri, çıkış faz-nötr ve faz-faz gerilimleri

Gerilim Vektörleri	Anahtarlama Durumları			Faz – Nötr Gerilimleri			Faz – Faz Gerilimleri		
	a	b	c	a	b	c	a	b	c
V_1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
V_2	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
V_3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
V_4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
V_5	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
V_6	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Eviricinin anahtarlama değişkenleri $[a\ b\ c]^T$ ve faz-faz gerilimleri $[V_{ab}\ V_{bc}\ V_{ca}]^T$ arasındaki bağıntı denklem (4.3)'te verilmiştir.

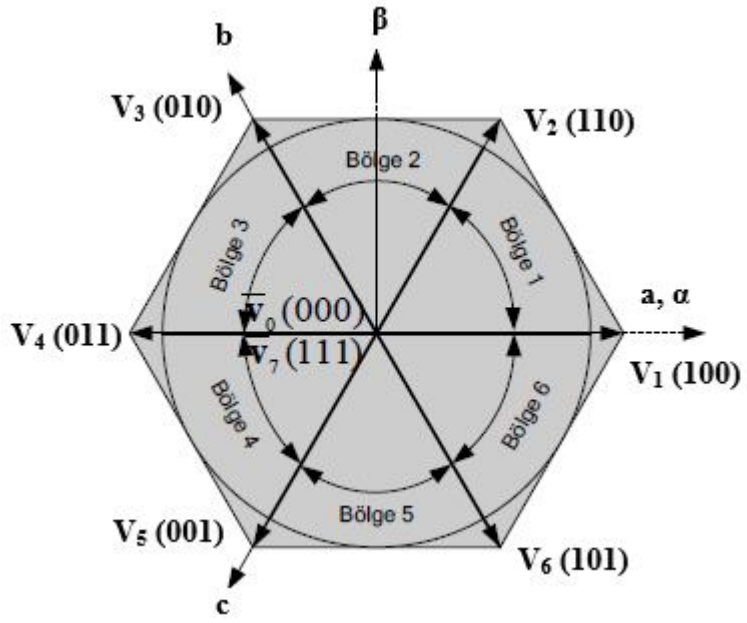
$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

Anahtarlama değişkenleri $[a\ b\ c]^T$ ve faz-nötr gerilimleri $[V_{an}\ V_{bn}\ V_{cn}]^T$ arasındaki bağıntı denklem (4.4)'te verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{4.4}$$

3-fazlı GBE'de farklı anahtarlama durumlarına göre 6-adet aktif anahtarlama durumu ve 2-adet sıfır anahtarlama durumu vardır. Şekil 4.13'te bu anahtarlama durumlarına göre oluşan aktif ve sıfır vektörler görülmektedir. Bu vektörler arasında 60^{o}'lik açı bulunmakta ve vektörler bir altıgen oluşturmaktadır (İşen ve Bakan, 2011).

Şekil 4.13'te V_1-V_6 ile tanımlanan vektörler aktif vektör olarak adlandırılırken, V_0 ile V_7 vektörleri sıfır gerilim vektörü olarak adlandırılmaktadır. Aktif vektörler evirici çıkış geriliminin değişimini sağlar iken sıfır gerilim vektörleri alt veya üst grup anahtarları kısa devre ederek çıkış geriliminin değerini sıfır yapmaktadır. Böylece optimum harmonik performansı ve minimum anahtarlama kaybı elde etmek için bir sektörden bir sonraki sektöre geçişte eviricinin sadece bir kolundaki anahtarlama durumları değişmektedir (Demir, 2010; Demirbaş ve Bayhan, 2011; Yan ve ark., 2011).



Şekil 4.13. Aktif ve sıfır vektörler

Evirici, şebekeye verilecek olan akım referans değerine bağlı olarak çıkış gerilimi vektörü üretmektedir. Bu gerilim vektörü, bulunduğu bölgenin aktif komşu vektörleri ve sıfır vektörleri kullanılarak UVDGM kontrol yöntemi ile üretilir. UVDGM yönteminde 3-fazlı akım ve gerilim büyüklükleri daha kolay hesaplanması maksadıyla üç boyutlu eksen takımından iki boyutlu eksen takımına indirgenerek kontrol edilmektedir. Bu dönüştürme işlemi için denklem (4.5)'te verilen Clarke dönüşüm matrisi kullanılmaktadır (İşen ve Bakan, 2011).

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

UVDGM kontrol yönteminde referans gerilim vektörünün üretilmesi için gerekli olan anahtarlama durumunun tespiti üç adımda gerçekleştirilir. İlk adımda, referans gerilim vektörünün α-β bileşenleri kullanılarak gerilim vektörü ve bu vektörün açısı sırasıyla (4.6) ve (4.7) eşitlikleri kullanılarak tespit edilir. T_s anahtarlama periyodunda V_{ref} vektörünün sabit olduğu kabul edilmektedir (Çelik, 2004; İşen ve Bakan, 2011).

$$V_{ref} = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \tag{4.6}$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \tag{4.7}$$

İkinci adımda, referans gerilim vektörünün bulunduğu bölge tespit edilmektedir. Zamana bağlı olarak değişen θ açısı ile beraber vektörün içinde bulunduğu bölge de değişmektedir. Bu bölgeye bağlı olarak referans vektöre komşu olan aktif vektörler ve sıfır vektörleri tespit edilerek bu vektörlerin süreleri hesaplanır. Uzay vektör DGM tekniğinde herhangi bir karşılaştırma işlemi yapılmaz. Anahtarların iletim ve kesim süreleri dijital olarak hesaplanır. Bu yüzden uzay vektör DGM tekniğinde sinüsoidal DGM tekniğindeki gibi taşıyıcı ve referans dalga şekillerine gereksinim yoktur (Eskin, 2012). Örneğin referans gerilim vektörü $180^o < \theta < 240^o$ aralığında iken, V_4, V_5, V_0 ve V_7 vektörleri kullanılır. Bu vektörlerin süreleri (4.8) ve (4.9) eşitlikleri ile hesaplanır (İşen ve Bakan, 2011).

$$T_1 = T_s \frac{3|V_{ref}|}{2V_{DC}} \frac{\sin\left(\frac{4\pi}{3} - \theta\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \tag{4.8}$$

$$T_1 = T_s \frac{3|V_{ref}|}{2V_{DC}} \frac{\sin\left(\theta - \pi\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \tag{4.9}$$

Aktif ve sıfır vektörlerin toplam süresi anahtarlama periyoduna eşit olduğundan, sıfır vektörünün süresi (4.10) eşitliği ile hesaplanır.

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \tag{4.10}$$

Vektörlerin süre hesabı genelleştirilmiş olarak (4.11) ve (4.12) eşitlikleri ile hesaplanır. Bu eşitliklerde, n bölge numarasını göstermektedir (İşen ve Bakan, 2011).

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}\, T_s\, |V_{ref}|}{V_{DC}} \sin\left(n\frac{\pi}{3} - \theta\right) \tag{4.11}$$

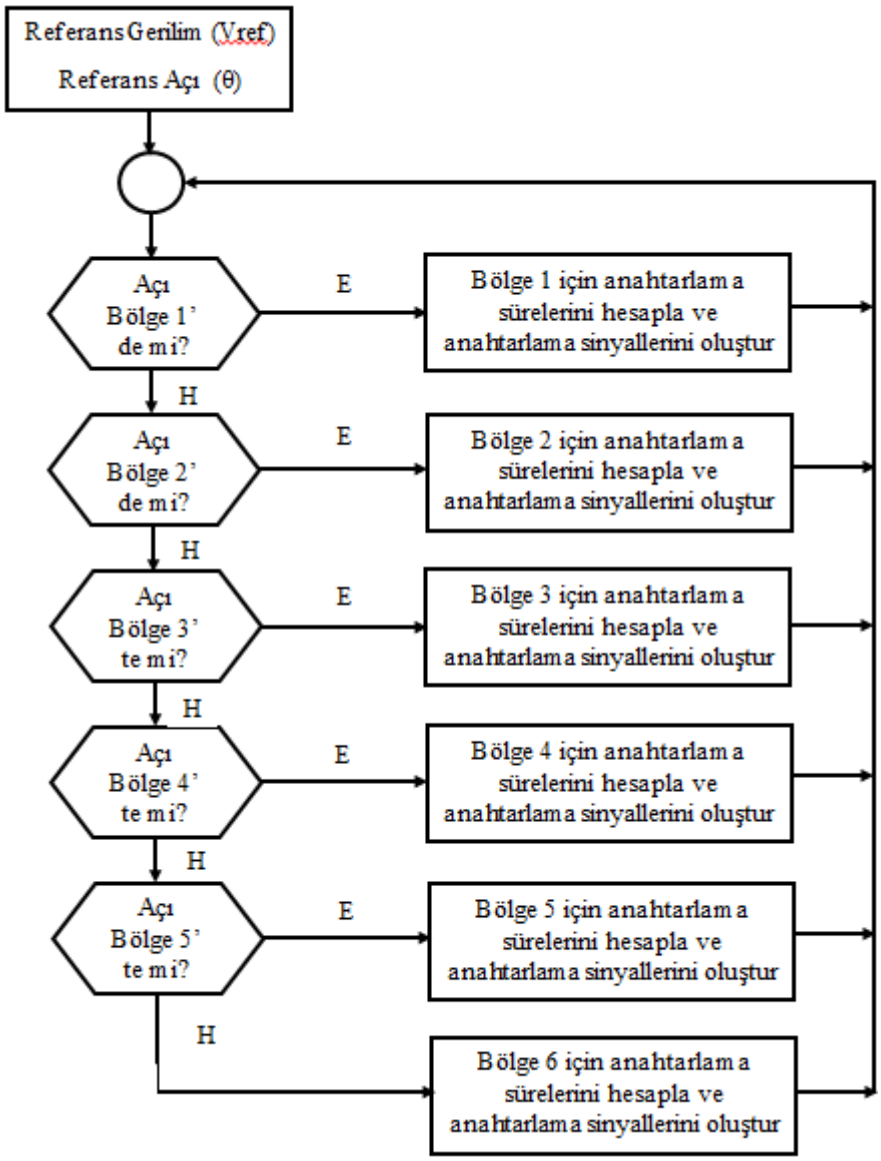
$$T_2 = \frac{\sqrt{3}\, T_s\, |V_{ref}|}{V_{DC}} \sin\left(\theta - (n-1)\frac{\pi}{3}\right) \tag{4.12}$$

Uzay vektör DGM yönteminde referans gerilim ile modülasyon indeksi (m) arasındaki ilişki (4.13) nolu eşitlikle ifade edilir. Modülasyon indeksi, SDGM yönteminde $0 \leq m \leq 1$ arasında iken UVDGM yönteminde ise aşırı modülasyona sokmayacak şekilde $0 \leq m \leq 1.1547$ $(2/\sqrt{3})$ arasında olur. Yani, modülasyon indeksi

maksimum değerine ulaştığı zaman V_{ref}, V_{DC} / $\sqrt{3}$ değerini alır (Cong ve ark., 2008; Çeker, 2010). V_{ref} değeri, V_{DC} / $\sqrt{3}$ değerini aştığı zaman Şekil 4.10'dan da görüleceği üzere altıgen içindeki dairesel bölgeden (lineer modülasyon bölgesi) çıkıp aşırı modülasyon olayı gerçekleşir (Abu-Rub ve ark., 2012).

$$m = 2\frac{V_{ref}}{V_{DC}} \tag{4.13}$$

Anahtarlama sürelerinin ve sinyallerinin elde edilmesine ait akış diyagramı Şekil 4.14'te verilmiştir (Demir, 2010)



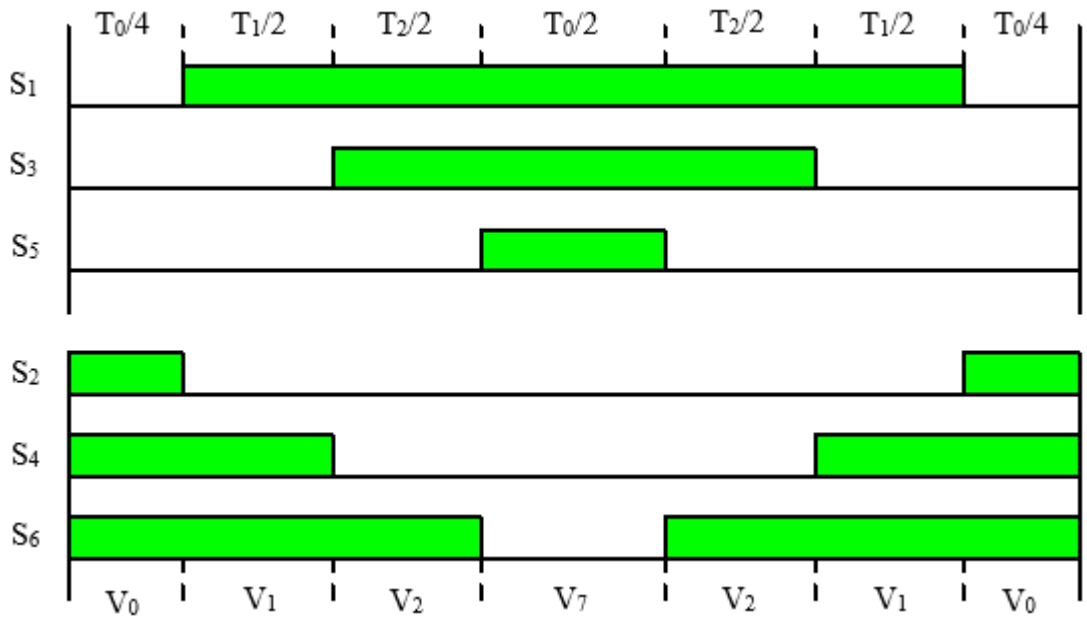
Şekil 4.14. Anahtarlama sinyallerine ait akış diyagramı

Vektör süreleri hesaplandıktan sonra anahtarlama elemanlarının iletim süreleri Çizelge 4.2 yardımıyla hesaplanır (İşen ve Bakan, 2011).

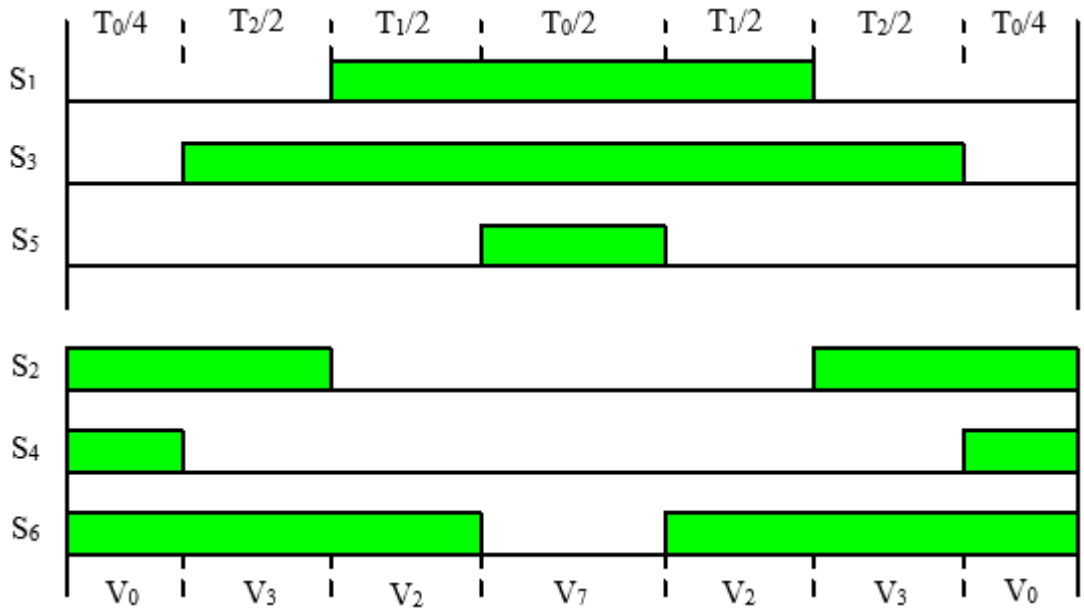
Çizelge 4.2. Bölgelere göre anahtarların iletim süreleri

Bölge No	Üst Anahtarlar (S_1, S_3, S_5)	Alt Anahtarlar (S_2, S_4, S_6)
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_2 = T_0 / 2$ $S_4 = T_1 + T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
2	$S_1 = T_1 + T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_2 = T_2 + T_0 / 2$ $S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
3	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_2 + T_0 / 2$	$S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_0 / 2$
4	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_4 = T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$
5	$S_1 = T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_2 = T_1 + T_0 / 2$ $S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_0 / 2$	$S_2 = T_0 / 2$ $S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_2 + T_0 / 2$

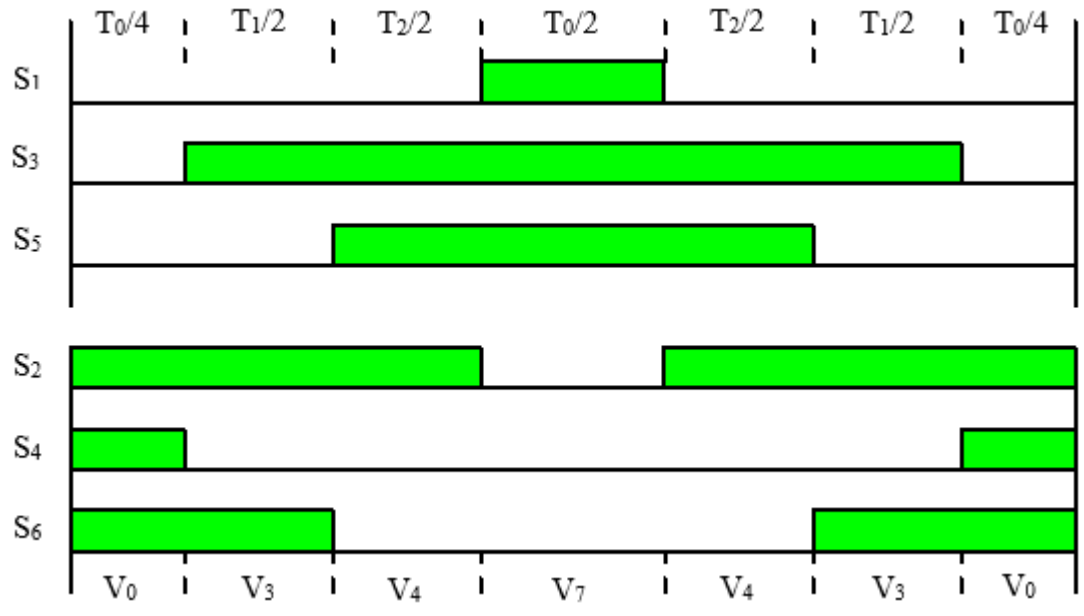
Her bir anahtarlama bölgesindeki anahtarlama düzenleri Şekil 4.15-4.20'de verilmiştir. Anahtarlama periyodu daima bir sıfır durum anahtarlama ile başlar ve biter. Aynı zamanda, anahtarlama bütün periyot boyunca simetriktir (Tuncer, 2004; Eskin, 2012).



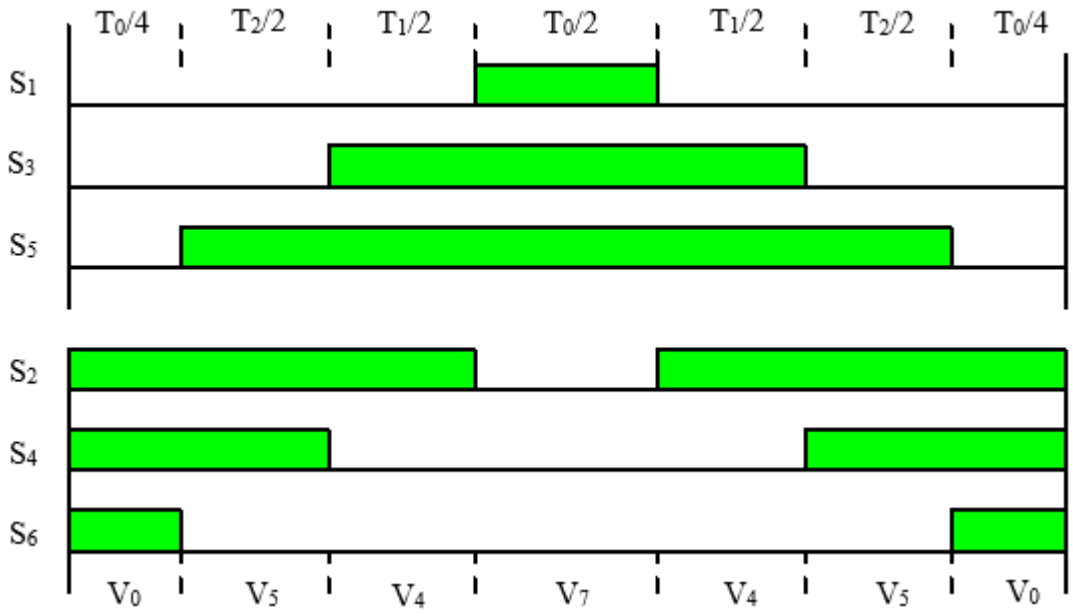
Şekil 4.15. 1. bölge için anahtarlama sinyalleri



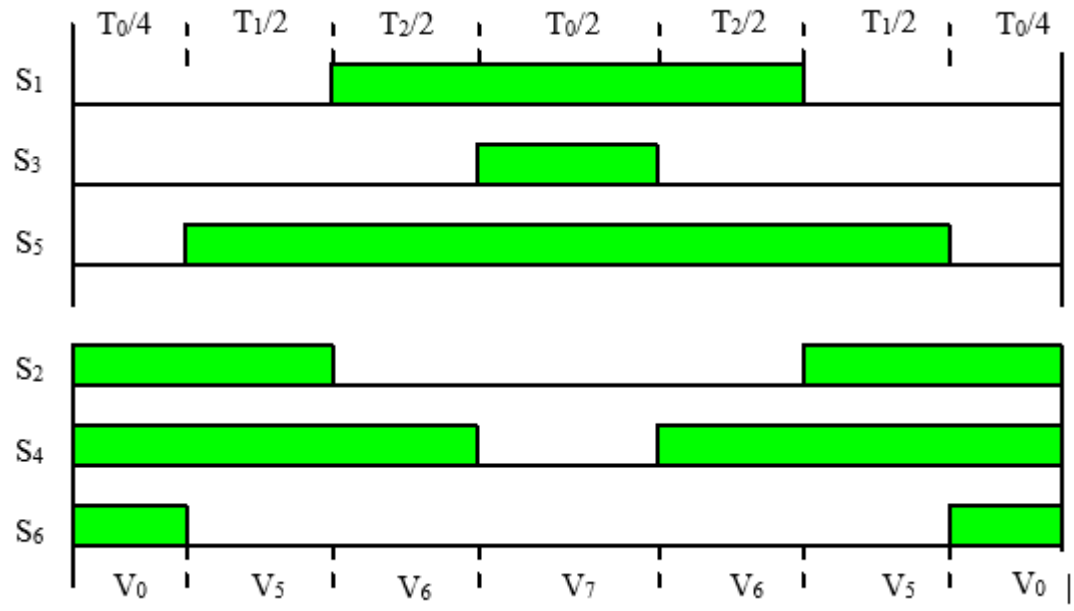
Şekil 4.16. 2. bölge için anahtarlama sinyalleri



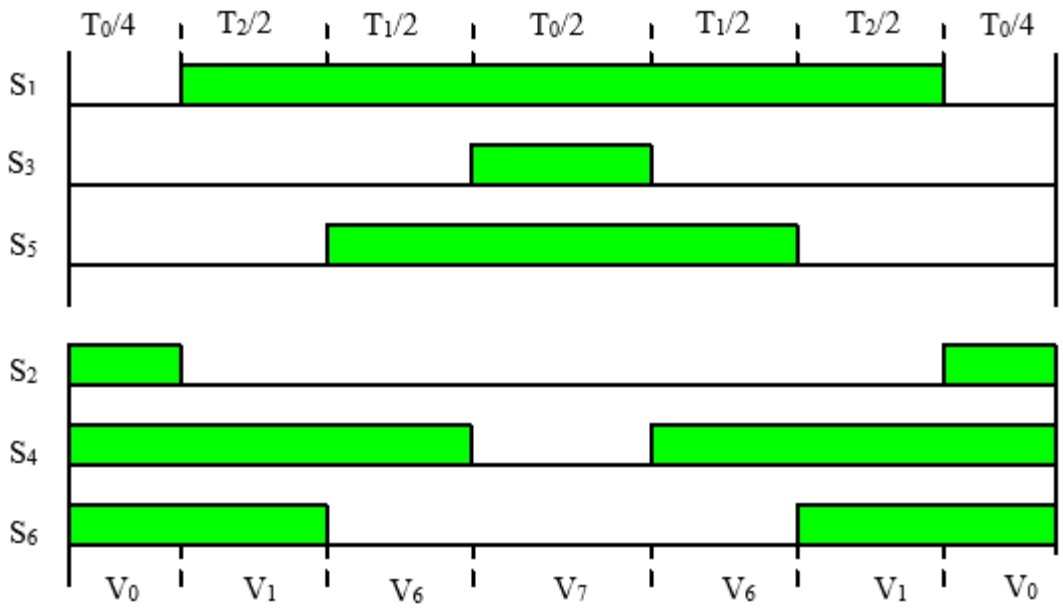
Şekil 4.17. 3. bölge için anahtarlama sinyalleri



Şekil 4.18. 4. bölge için anahtarlama sinyalleri

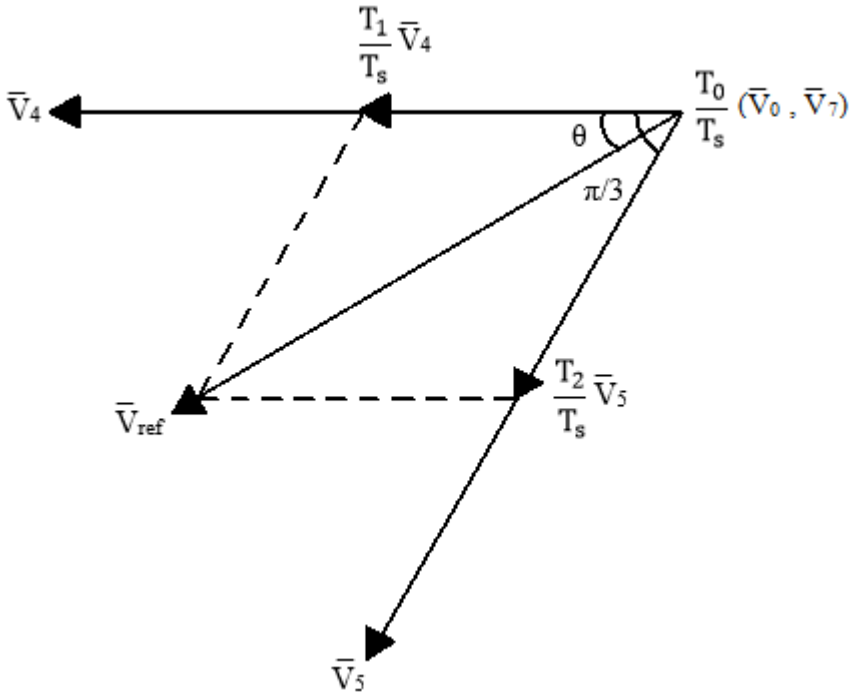


Şekil 4.19. 5. bölge için anahtarlama sinyalleri

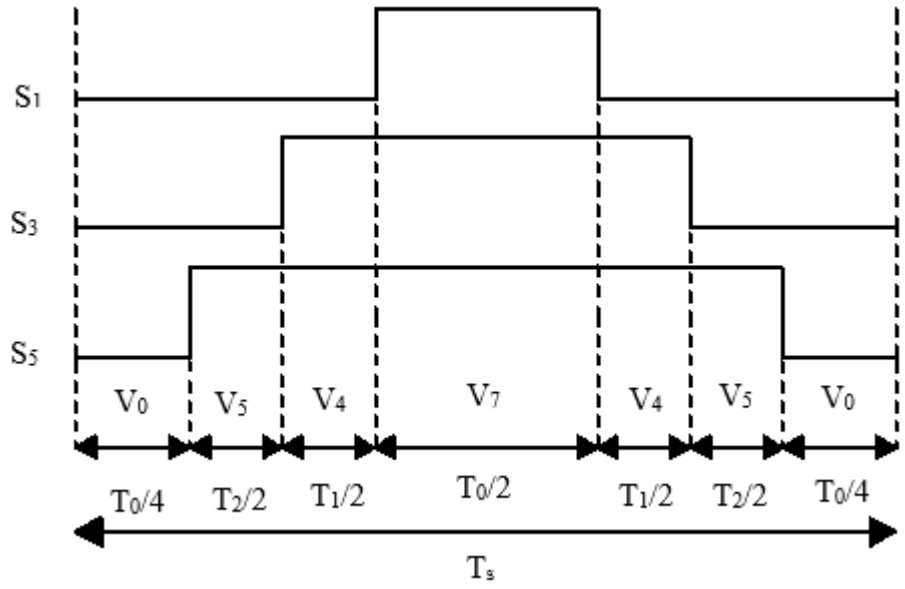


Şekil 4.20. 6. bölge için anahtarlama sinyalleri

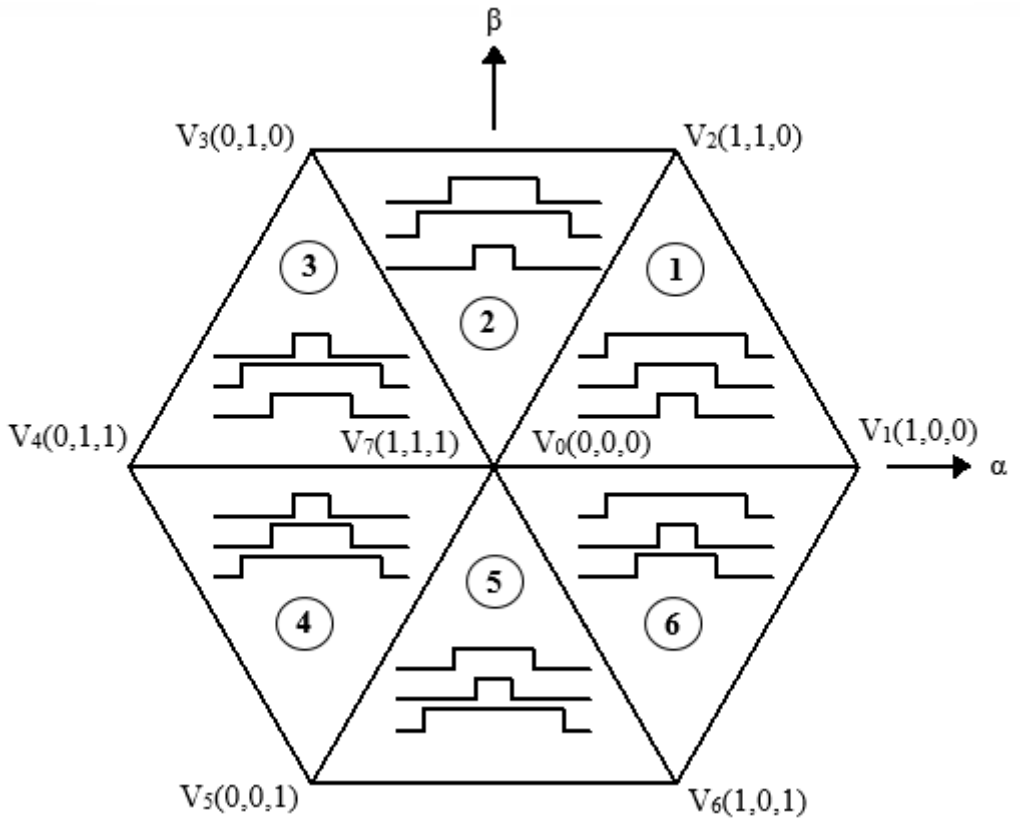
4 nolu bölgedeki gerilim vektörleri Şekil 4.21'de, evirici elemanlarına ait anahtarlama sinyalleri ise Şekil 4.22'de verilmiştir. Sonuç olarak, bütün bölgeler için anahtarlama durumları Şekil 4.23'te verilmiştir.



Şekil 4.21. 4. Bölgedeki vektörler



Şekil 4.22. 4. Bölgedeki PWM sinyalleri



Şekil 4.23. Tüm bölgeler için anahtarlama durumları

4.5. Rüzgâr Enerji Sistemlerinin Şebeke Senkronizasyonu

Rüzgâr enerjisi sürekliliği olmayan kesintili bir enerji türüdür. Rüzgâr enerjisini, herhangi bir kısıtlama altına sokmadan elektrik enerjisine çevirerek direkt şebekeye vermek sakıncalıdır. Rüzgârın değişken yapıda oluşu, enerji sistemine bağlantı noktasında sürekli gerilim değişimleri, flicker (türbinin ürettiği dalgalı güç çıkışına bağlı olarak şebeke geriliminde meydana gelen gerilim dalgalanmaları), harmonikler (değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde kullanılan elektronik güç çeviricilerinden kaynaklanmaktadır) ve gerilim dengesizliği gibi şebeke kararlılığını etkileyen bazı bozucu etkilere neden olabilmektedir. Bu yüzden günümüzde kullanılan modern rüzgâr türbinlerinde olduğu gibi rüzgâr enerjisi, şebekeye verilmeden önce bir takım aşamalardan geçmektedir (Türkçü, 2005).

Şebeke bağlantılı rüzgâr santralleri, hem küçük güçlü hem de büyük güçlü uygulamalarda kullanılmaktadır. Küçük güçlü sistemlerde üretilen enerjinin hepsi veya kullanılmayan fazlalık kısmı şebekeye aktarılmakta, büyük güçlü sistemlerde ise üretilen enerjinin tamamı şebekeye aktarılmaktadır. Yenilenebilir kaynaklar kullanılarak üretilen elektrik enerjinin üretildiği tesiste tüketildiği, fazla üretimin ise ulusal elektrik şebekesine aktarıldığı şebeke bağlantılı rüzgâr türbinli sistemler, dünya çapında tercih edilen uygulamalardandır. Rüzgârdan elde edilen enerjiyi kullanabilmek için gerilim ve frekans ayarı yapılır. Büyük güçlü sistemlerde şebeke bağlantısının yapılabilmesi için üretilen gerilimin değeri, faz ve frekansı ile şebeke geriliminin değeri, faz ve frekansı aynı olmalıdır. Bu eşitlikleri sağlayabilmek için büyük güçlü türbinlerin tamamına yakınında, küçük güçlü türbinlerinin de bazılarında kontrol sistemi sayesinde türbin hızı ve frekansının kontrol edilebildiği senkron generatörler kullanılmaktadır. Bunun yanında küçük güçlü türbinlerde DC/AC dönüştürücüler sayesinde senkron olmayan generatörler de kullanılmaktadır. Ayrıca, şebeke bağlantısının zor olduğu durumlarda asenkron generatörler de kullanılabilmektedir (Hekim, 2011; Başaran, 2013).

Dağıtım gerilimi seviyesinde şebekeye bağlanması planlanan bir rüzgâr santrali, diğer enerji santralleri veya otoprodüktör santrallerde olduğu gibi, sadece bağımsız bir enerji nakil hattı ile bir dağıtım merkezine veya TEİAŞ trafo merkezine bağlanabilir. Sistemin emniyeti ve can güvenliği açısından dağıtım hatlarına doğrudan bağlanmalarına izin verilmemektedir (Türkçü, 2005).

Türkiye'de elektrik dağıtım şebekesi genelde 34.5 kV ve daha düşük gerilim seviyesindedir. Rüzgârın fazla olduğu kıyı bölgelerimizde transformatör merkezlerinin

güçleri 25-50 MW olduğu, bu bölgedeki iletim sistemimizin genelde radyal olduğu ve minimum sistem empedansı göz önüne alınacak olunursa kısa devre güçleri 200-300 MVA ile sınırlı kalmaktadır. Bu durumda dağıtım şebekelerine bağlanacak rüzgâr santrallerinin gücü maksimum 15 MW dolaylarında olmaktadır (Türkçü, 2005).

Ülkemizde iletim şebekesine bir rüzgâr santrali ya en yakın TEİAŞ trafo merkezine çekilecek bir iletim hattı ile ya da en yakın iletim hattına girdi-çıktı yaparak şebekeye bağlanabilir. İletim şebekemizin gerilim seviyesi 154 kV veya 380 kV'tur. Bu gerilimdeki trafo merkezlerimizin kısa devre güçleri 300-400 MVA'dan başlamakta, 10,000 MVA'ya kadar çıkabilmektedir. Bu yüzden büyük güçte rüzgâr santrali ancak iletim şebekesine bağlanabilir (Türkçü, 2005).

Şebeke bağlantılı sistemlerin avantajları; depolama elemanı (akü) kullanılmadığı için daha ekonomiktirler, üretilen fazla enerji şebekeye aktarılabildiği için daha kısa amortisman süresine sahiptirler ve enerji üretildiği yerde kullanıldığından dağıtım kayıpları en az düzeydedir. Bu sistemlerin dezavantajları ise; rüzgârın yeterli düzeyde olmadığı zamanlarda sistem enerji üretemeyeceğinden, gerekli olan enerjinin şebekeden alınma zorunluluğu ve şebeke enerjisi kesildiğinde kullanılan yüklerin enerjisinin de kesiliyor olmasıdır (Başaran, 2013).

Rüzgâr türbinlerinden elde edilen elektrik enerjisi, elektrik şebekesine verilmektedir. Genel olarak 300 kW'a kadar olan küçük rüzgâr türbinleri alçak gerilim sistemine, 10–15 MW'a kadar olan küçük ve orta büyüklükteki rüzgâr santralleri orta gerilim sistemine, 15 MW'tan daha büyük rüzgâr santralleri ise yüksek gerilim sistemine bağlanmaktadır (Hekim, 2011).

Günümüzde kullanılan modern rüzgâr santrallerinde olduğu gibi rüzgârdan üretilen elektrik enerjisi şebekeye verilmeden önce çeşitli aşamalardan geçmektedir. Türbinler insansız işletildikleri için, türbini her türlü şebeke olayına ve türbin arızasına karşı koruyan bilgisayarlı bir kontrol sistemi içermektedir. Çok az vuku bulan arızalarda türbin, kontrol sistemi tarafından sinyal yollanmakta, uzaktan müdahale edilerek arıza giderilmektedir (Hekim, 2011).

Rüzgâr santrallerinde kullanılan güç dönüştürücülerin şebekeye yaptığı olumsuz etki, şebekeye bağlantı noktasındaki kısa devre gücüne bağlıdır. Bugün ülkemizde tesis edilecek bir rüzgâr santralinin kurulu gücü, bağlantı noktasındaki minimum kısa devre gücünün % 5'i ile sınırlıdır. Türbinlerin ilk devreye girerken çektiği akım sınırlandırılarak, şebekeye etkisi azaltılmaktadır. Rüzgâr hızına göre üretimi stabil tutmak amacıyla kanat açıları devamlı değiştirilmektedir. Bir kısım rüzgâr türbinleri ise

ani gelen rüzgâr darbeleri ile üretim yapmadan dönüş hızını artırmakta, bu şekilde rüzgâr darbesinin elektrik darbesi olarak şebekeye aktarılmasını kısmen engellemektedir (Hekim, 2011).

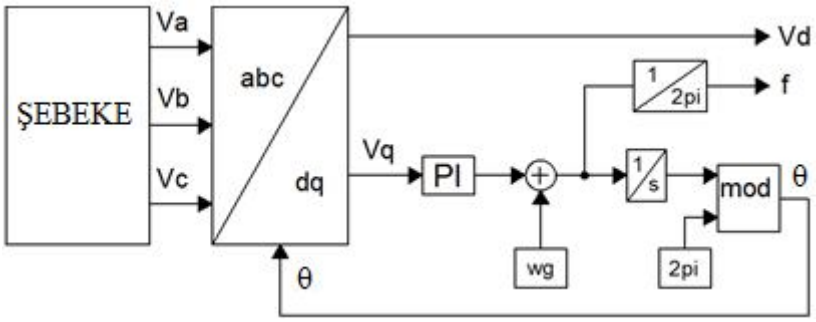
Rüzgâr türbinlerinin şebekeye bağlantısı yapılmadan önce sistem üzerinde ne gibi etkilerde bulunacağının teknik ve ekonomik değerlendirmesi yapılmalıdır. Rüzgâr türbinlerinin şebekeye bağlanması her yönüyle olumlu sonuçlar doğurmaz. Bazı yönlerden, enerji kalitesi ve sistem kararlılığı gibi, olumsuz sonuçlara yol açabilir. Rüzgâr santrallerinin kullanım oranı ve çıkış gücü, dağıtım sisteminde gerilim seviyesi değişim oranının artmasına sebep olmaktadır. Genellikle, normal işletme koşullarında tüketicilere yakın noktalarda şebekeye bağlantı yapan küçük güçlü santraller iletimden kaynaklanan kayıpları düşürmekte ve dolayısıyla besleme hatlarının ucunda oluşan gerilim düşümlerini de azaltmaktadırlar. Üretilen elektrik enerjisi santrale yakın tüketiciler tarafından kullanıldığı durumlarda şebekede en düşük olumsuz etkiler oluşmaktadır. Ancak santralin tüketicilerden uzakta olduğu, üst gerilim seviyelerine doğru enerji iletiminin olması gerektiği durumlarda iletim hatlarının aşırı yüklenmesine ve kayıpların artmasına neden olurlar. Türkiye'de, rüzgâr enerji santrallerinin bağlantı ölçütleri uyarınca bağlantı yapılacak transformatör kısa devre gücünün % 5 değerini geçmeme kısıtlaması mevcuttur (Ak, 2011).

Şebekeye aktarılan akımın şebeke ile uyumlu olması için, yani eviricinin şebeke ile senkron bir şekilde çalışabilmesi için şebeke geriliminin faz açısının belirlenmesi amacıyla rüzgâr enerji sistemi kontrolünde bir algoritma kullanılması gerekir. Bu sebeple, rüzgar enerji sistemleri için senkronizasyon algoritması önemli bir rol oynar. Bunu başarmak için şebeke geriliminin faz açısı, eviricinin kontrolü için doğru bir şekilde belirlenmelidir. Şebeke gerilim faz açısını belirlemek için sıfır geçiş belirleme (zero crossing detection), şebeke gerilimlerinin filtrelenmesi ve faz kilitleme döngüsü yöntem olarak kullanılmaktadır. Faz açısını belirlemedeki en kolay yöntemlerden biri olan sıfır geçiş belirleme yönteminde, şebeke gerilimlerinin sıfır geçiş noktaları elde edilmektedir. Sıfır geçiş noktaları şebeke gerilim frekansının sadece her yarım döngüsünde tam olarak elde edilebileceği için bu yöntemin dinamik cevabı iyi değildir. Üstelik sıfır geçiş yöntemi şebekedeki gürültü ve bozulmaya çok hassas olduğundan sadece şebeke gerilimlerinin sabit ve sinüs dalga şekline sahip olduğu yerlerde kullanıma uygundur. Şebeke gerilimlerinin filtrelenmesi yönteminde ise αβ veya dq gibi farklı eksen takımları kullanılabilir. Dinamik cevabı sıfır geçiş belirleme yöntemine göre daha iyi olmasına karşılık şebeke hataları ve değişimler baş gösterdiğinde bu

yöntem faz açısını belirlemede zorluklarla karşılaşmaktadır. Ayrıca şebeke gerilimlerinin filtrelenmesi yöntemi faz açısını belirlemek için arctan fonksiyonu kullanımı da gerektirmektedir. Günümüzde, en geniş şekilde kabul gören senkronizasyon yöntemi, sıfır geçiş belirleme ve şebeke gerilimlerinin filtrelenmesi yöntemlerinin dezavantajlarından dolayı faz kilitleme döngüsüdür (Iov ve Blaabjerg, 2008; Sevilmiş ve Karaca, 2015).

4.5.1. Faz kilitleme döngüsü (FKD)

FKD yöntemi mükemmel gürültü tepkisi kabiliyeti sayesinde haberleşme sistemleri, elektrik motorlarının hız kontrolü, kontaksız güç kaynakları ve indüksiyon ısıtmalı güç kaynakları gibi farklı endüstriyel alanlarda çok fazla kullanılmaktadır. Evirici uygulamalarında FKD yöntemi, üç fazlı GBE ile şebeke arasında senkronizasyon için kullanılır. FKD şebeke harmoniklerine, bozunumlara, flicker gibi olumsuz durumlara karşı iyi bir tepkiye sahiptir, fakat şebeke dengesizliklerinin üstesinden gelmek için değişik filtreleme teknikleri gibi ekstra iyileştirmelere gereksinim duyar. Üstelik FKD değişen rüzgâr hızlarında faz açısını çok hızlı ve doğru belirleme kabiliyetine sahiptir. Bundan dolayı faz açısı doğru bir şekilde belirlenmediği takdirde sistem olumsuz etkileneceği için FKD sistemin kalbini oluşturmaktadır (Blaabjerg ve ark., 2006; Sevilmiş ve Karaca, 2015). FKD'nin basit bir yapısı Şekil 4.24'te gösterilmiştir (Blaabjerg ve ark., 2006).



Şekil 4.24. dq-FKD'nin basit blok yapısı

FKD algoritması, şebeke gerilimi faz açısını (θ) anlık olarak belirlemek için tipik bir kapalı döngü servo sistemi gibi çalışır. Şekil 4.24'teki FKD yapısında dönen referans eksen takımı (dq) kullanıldığı için dq-FKD olarak da adlandırılmaktadır.

Şekilden de görüleceği üzere 3-faz şebeke gerilimleri ölçülür ve durağan eksen takımı değişkenlerine (V_α ve V_β) denklem (4.5) kullanılarak dönüştürülür. Ondan sonra dönen eksen takımı değişkenlerine (V_d ve V_q) dönüştürmek için denklem (4.14)'te verilen Park dönüşüm matrisi kullanılır. V_d ve V_q gerilimleri DC büyüklükler olarak görünmektedir. Ayrıca, harmoniklerin olmadığı, şebeke gerilimlerin dengeli olduğu gibi ideal koşullar altında V_q değeri sıfır iken V_d değeri ise şebeke geriliminin maksimum değerine eşittir (Iov ve Blaabjerg, 2008; Sevilmiş ve Karaca, 2015).

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \tag{4.14}$$

Kontrol için genellikle PI denetleyici tercih edilir. Bir FKD döngü filtresi olarak çalışan PI, genellikle V_q parametresinin kontrolü için kullanılır (Sevilmiş ve Karaca, 2015). Diğer yandan denetleyici sistemin dinamiklerini belirler. Bu yüzden filtrenin bant genişliği, filtrenin performansı ile tepki süresi (time response) arasında gidip gelir. Sonuç olarak, denetleyici parametreleri, kilitleme kalitesi ile FKD dinamikleri üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. Senkronizasyon algoritma dinamiği filtrenin bant genişliği ile yakından ilişkilidir. Alçak dinamik filtre, sabit bir çıkış ve iyi bir filtreleme sağlar, ancak senkronizasyon zamanı uzar. Diğer yandan yüksek dinamik filtrede senkronizasyon zamanı kısadır, fakat giriş sinyalindeki bozunumlar filtre boyunca geçer ve çıkışa aktarılır. FKD yöntemi sadece kontrol edilecek değişkenleri senkronize etmek için kullanılacaksa alçak dinamik filtre; şebeke hatalarını gözlemlemek için kullanılacaksa yüksek dinamik filtre kullanılır (Blaabjerg ve ark., 2006).

Son olarak, PI denetleyicinin çıkışı ile şebeke açısal frekansı eklenir. Burada açısal frekans, $\omega_g = 2\pi f$ ve f ise şebeke frekansının temel frekansıdır, yani 50 Hz'dir. θ açısı, açısal frekansın integralinin alınmasıyla elde edilir. $\alpha\beta$-dq dönüşümünün yapılabilmesi için belirlenen faz açısı geri besleme yapılır. FKD yöntemi, şebeke faz açısı yanında şebeke frekansının da kontrolünü sağlar (Iov ve Blaabjerg, 2008; Sevilmiş ve Karaca, 2015).

4.5.2. PI parametrelerin belirlenmesi

Denklem (4.15)'te yer alan transfer fonksiyonu, FKD'nin faz açısını belirlemede alçak geçiren bir filtre karakteristiği gösterdiğini ifade etmektedir. Bu denklem aynı zamanda FKD'nin kapalı çevrim transfer fonksiyonudur (Teodorescu ve ark., 2011).

$$H(s) = \frac{K_p s + \frac{K_p}{T_i}}{s^2 + K_p s + \frac{K_p}{T_i}} \tag{4.15}$$

Bu ikinci derece transfer fonksiyonu genel formda denklem (4.16) ile yazılabilir.

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \tag{4.16}$$

burada ξ, sönüm oranını ve ω_n, doğal frekansı temsil etmektedir. Denklem (4.15) ile (4.16) eşleştirildiği zaman doğal frekans, sönüm oranı, oransal ve integral katsayıları sırasıyla denklem (4.17), (4.18) , (4.19) ve (4.20) ile ifade edilebilir.

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p}{T_i}} \tag{4.17}$$

$$\xi = \frac{\sqrt{K_p T_i}}{2} \tag{4.18}$$

$$K_p = 2\xi\omega_n \tag{4.19}$$

$$K_i = \omega_n^2 \tag{4.20}$$

Burada;

$$T_i = \frac{2\xi}{\omega_n} \tag{4.21}$$

olur. Ayrıca K_p ve K_i katsayıları ile T_i integral sabiti, giriş geriliminin tepe değeri 1 alınarak hesaplanmıştır. Aksi halde giriş gerilimi tepe değeri (V_{max}) ile bölünmesi gerekir (Teodorescu ve ark., 2011).

İlgili literatürdeki çoğu uygulamalarda 50 Hz'lik şebeke frekansı için FKD filtresinin oturma zamanı (settling time, t_s) yaklaşık 20ms'ye ayarlanmak zorundadır (Adzic ve ark., 2013). Oturma zamanı denklem (4.22) ile zaman sabiti (τ) denklem (4.23) ifade edilir (Teodorescu ve ark., 2011).

$$t_s = 4.6\tau \tag{4.22}$$

$$\tau = \frac{1}{\xi\omega_n} \tag{4.23}$$

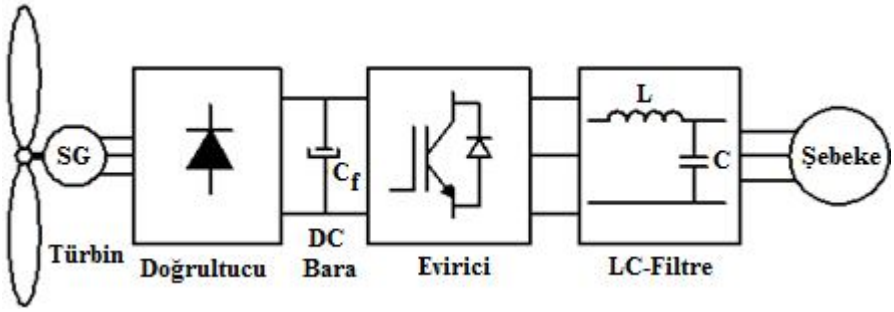
Son olarak, en iyi sönüme sahip olmak için ξ = 0.707 alınması, dengesiz gerilimlerde de zaman sabitinin arttırılması önerilmektedir (Teodorescu ve ark., 2011).

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \tag{4.24}$$

5. SİSTEMİN BENZETİMİ VE DENEYSEL GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

5.1. Sistemin Genel Yapısı

Genel olarak şebeke bağlantılı rüzgar enerji sistemleri Şekil 5.1'deki blok yapıya sahiptir. Şekilden de anlaşıldığı gibi türbin tarafında bir generatör, kontrolsüz doğrultucu, DC-bara için filtre kapasitörü, GBE ve evirici çıkışındaki harmonikleri elimine etmek için LC-filtre yapısı kullanılır ve üretilen gerilimler şebeke ile senkron hale getirildikten sonra şebekeye aktarılır.



Şekil 5.1. Rüzgar enerji sistemi genel yapısı

Bu tez çalışmasındaki uygulamada ise türbin kısmında rüzgârın kanatları döndürmesiyle generatörü harekete geçirecek mekanik enerji bir motor sayesinde sağlanmaktadır. Yani rüzgar ve kanatları temsil edecek kısım 3-fazlı 2.2 kW'lık bir asenkron motor olup yine 3-fazlı 1 kW'lık rotoru sargılı senkron generatöre (SG) milinden akuple edilmiştir. Rüzgâr yerine motor ile generatörden enerji üretilmesiyle uygun rüzgâr hızını beklemeksizin her an uygulama yapma imkânı elde edilmiştir. Kullanılan rotoru sargılı SG'nin uyartım için uyarma devresine dışarıdan DC gerilim verilmiştir. Asenkron motor anma geriliminde çalıştırılmış ve üretilen AC enerji motor sürücüsü ile değiştirilmemiştir. Ek olarak motor sürücüsü kullanmak yerine generatörün uyarma gerilimi değiştirilerek üretilen enerji de değiştirilmiştir. Yani, rüzgâr hızı değişimini temsil eden aslında generatör uyarma gerilimi olmuştur. Uyarma geriliminin değişimi, üretilen enerjinin sadece genlik seviyesini değiştirir, frekansa etkisi olmayıp 50 Hz'lik AC dalgadır.

Generatör uyarma gerilimine bağlı olarak değişen AC enerji, diyotlu kontrolsüz doğrultucu yardımıyla DC'ye çevrilmiştir. Ancak doğrultucu çıkışı dalgalı DC olup iki

tane paralel bağlı eş 5600μF/450V'lik filtre kapasitörleri (C_f) ile saf DC gerilime çevrilmiştir. Bu şekilde basitçe saf DC gerilim elde edilmiştir.

Eviricinin kontrolünde uzay vektör DGM yöntemi kullanılmıştır. Şebeke ile evirici arasında senkronizasyonu gerçekleştirebilmek için 3-faz şebeke gerilimleri tasarlanan gerilim ölçme kartı ile ölçülmüş ve faz açısının takibi için ise ölçülen şebeke gerilimleri TMS320F28335 DSP kartına aktarılarak FKD yardımıyla şebekenin faz açısı ve genliği elde edilmiştir. Daha sonra bu faz açısı ve genliğe göre eviricideki IGBT anahtarları için uygun DGM sinyalleri üretilmiştir. Deneysel çalışmalar, efektif 80V'lik bir şebeke kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Böylece olası hata veya arızalarda sistemin asgari düzeyde zarar görmesi amaçlanmıştır. Ayrıca evirici devresi için PM50CLA120 IGBT güç modülü kullanılmıştır.

Son olarak da evirici çıkışına, yüksek frekanslı harmonik bileşenleri süzmek için LC-filtre bağlanmıştır. Gerçekleştirilen deneysel düzenek Şekil 5.2'de verilmiştir.

Buradan sonraki bölümlerde benzetim ve deney düzeneğindeki ana bileşenler tek tek açıklanacaktır.

5.2. Sistemin Benzetimi

5.2.1. Şebeke gerilimleri ölçme kartı benzetimi

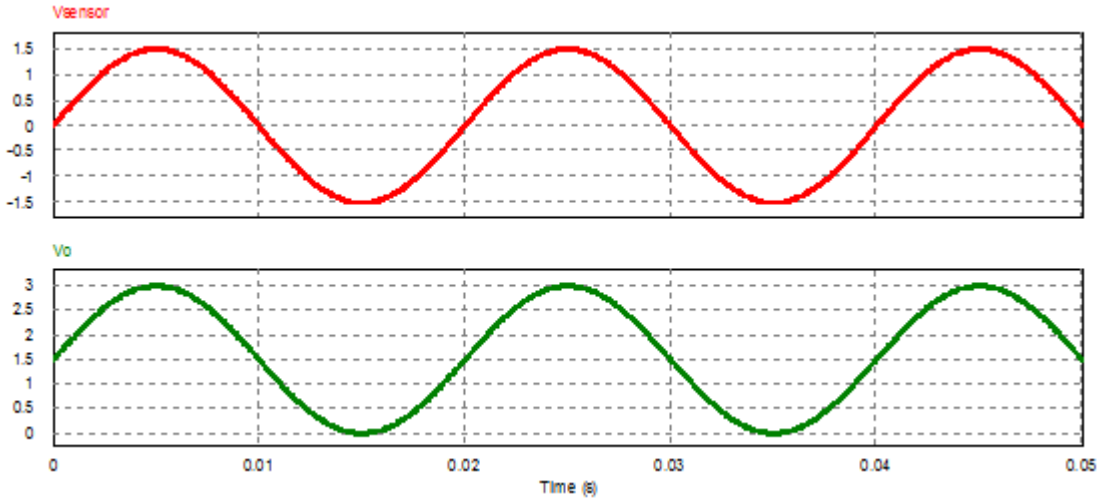
TMS320F28335 işlemcisinin analog-sayısal dönüştürücüsü (ADC) 0~3V arasındaki analog bilgileri sayısal bilgilere dönüştürebilmektedir. O yüzden şebeke gerilimleri sensörler yardımıyla ölçüldükten sonra bu gerilim aralığına ölçeklendirilmelidir.

AC gerilimler ölçülürken ADC girişine uygulanan gerilimlerin 0~3V arasında olması için sensör çıkışları -1.5V~+1.5V arasında değişmelidir. Daha sonra sensör çıkışlarına +1.5V DC gerilim ilave edilmesi gerekir. Şekil 5.3'te sensör çıkış gerilimi ve ADC giriş geriliminin grafikleri verilmiştir. Bu grafikler PSIM benzetim programında elde edilmiştir. Sensör çıkışındaki gerilim ($V_{sensör}$) –1.5V~+1.5V arasında dalgalanırken ADC girişine uygulanacak gerilimin (V_o), 0~3V arasında değiştiği görülmektedir.

Bu tez çalışmasında, sensörlerin ölçüm aralığı 100 V efektif değere göre ayarlanmıştır ve 80V efektif değere sahip şebekede çalışıldığı için sensör çıkış gerilimleri, (±1.5V*80V/100V) = (-1.2V~1.2V) aralığında dalgalanmaktadır.

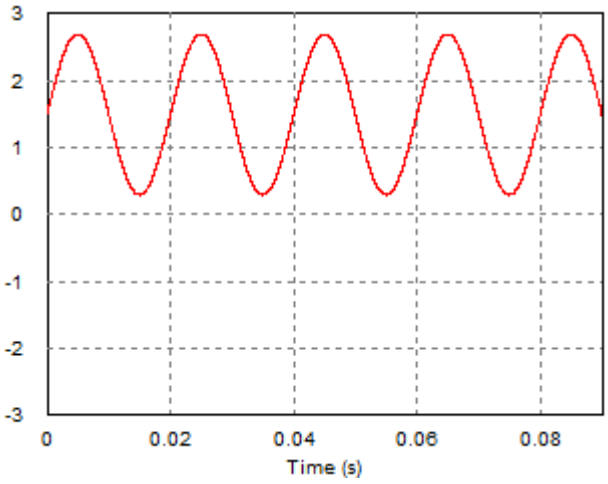


Şekil 5.2. Deney düzeneği



Şekil 5.3. Sensör çıkış ve ADC giriş gerilimi

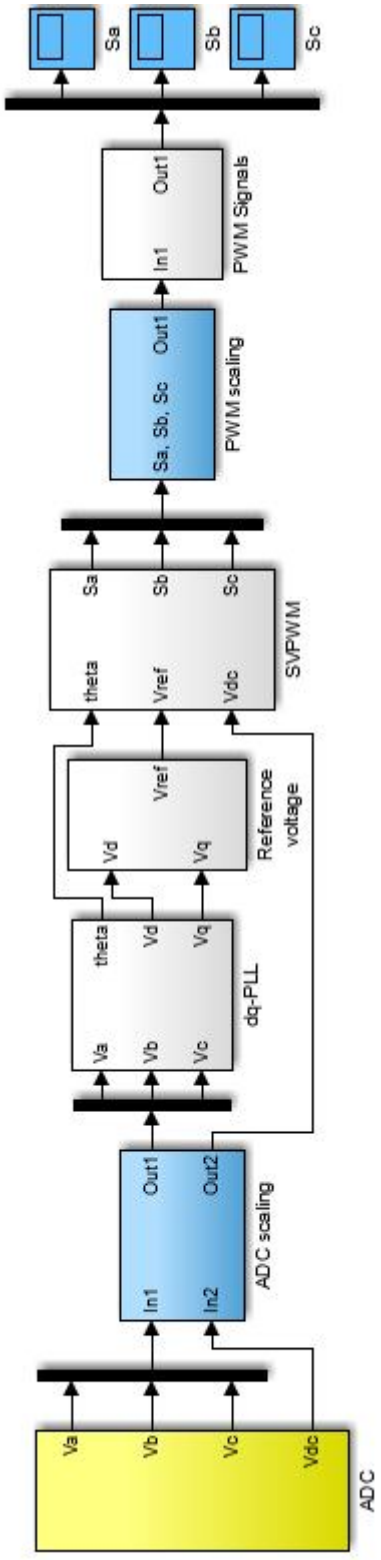
Uygulamada sensör çıkış gerilimleri -1.5V~+1.5V yerine -1.2V~+1.2V şeklinde olacağı için benzetimde de bu değer aralığı göz önüne alındığı zaman ADC giriş gerilimleri Şekil 5.4'te görüldüğü gibi 0.3~2.7V arasında değişmektedir.



Şekil 5.4. ADC giriş geriliminin ayarlanması

5.2.2. Yazılımın MATLAB/Simulink'te benzetimi

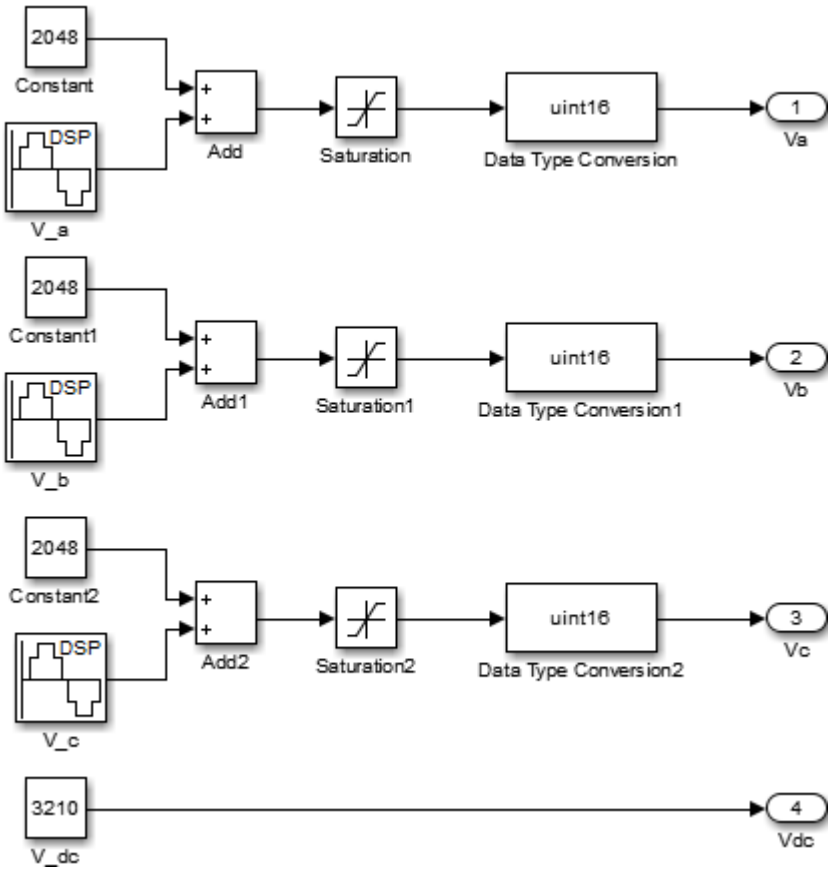
Bu kısımda DSP'nin işlemcisine yüklenecek ana programın benzetimi ele alınmaktadır. DSP'nin gerçek ADC ve ePWM modülleri benzetme yoluyla modellenmiştir. Şekil 5.5'te ana programın Simulink'te benzetimi verilmektedir. Bu bölümde, blokların ayarları ayrıntılı bir şekilde anlatılarak benzetim sonuçları verilmiştir.



Şekil 5.5. Ana programın benzetimi

5.2.2.1. ADC modülünün modellenmesi

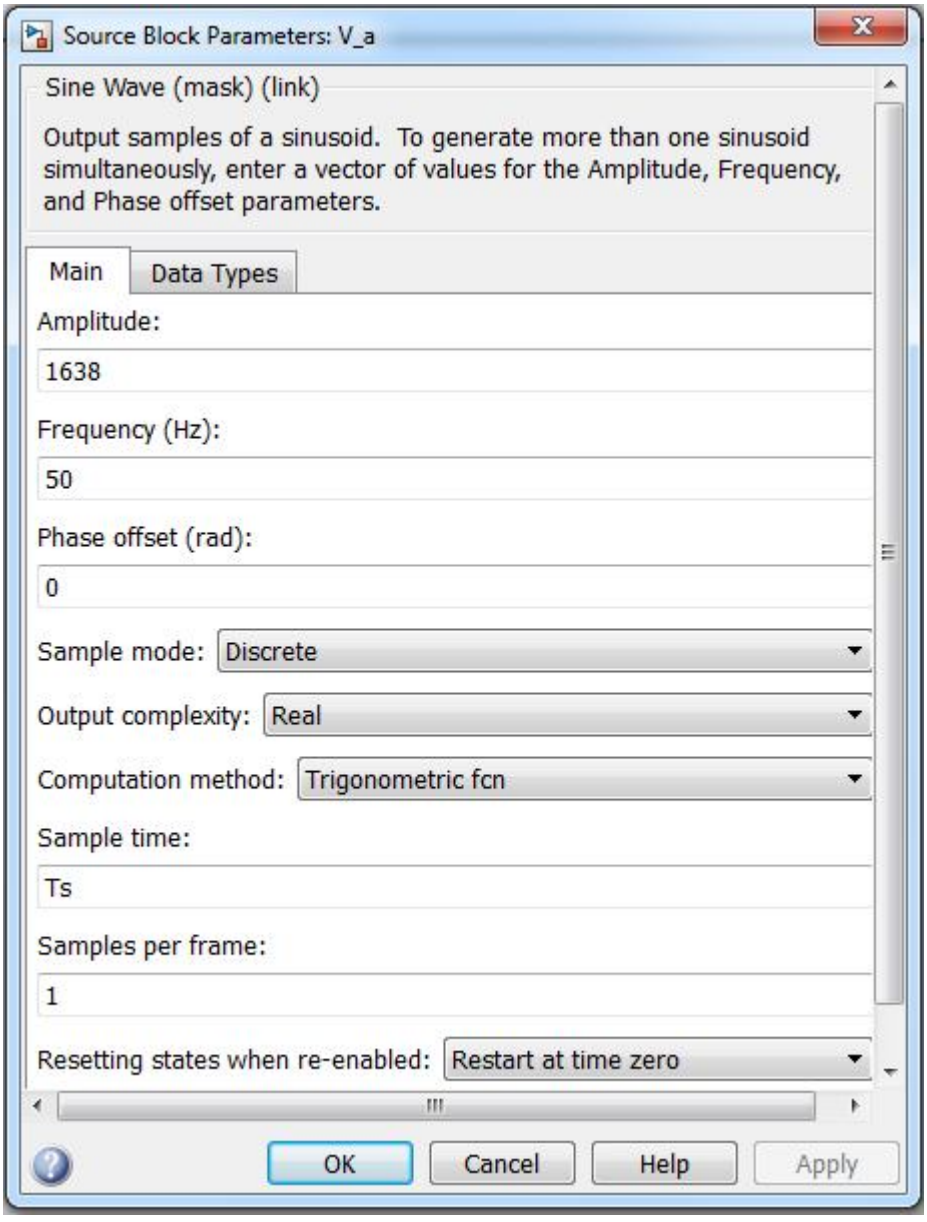
12-bitlik F28335'in ADC'si, 0-4095 arasında dijital sayılar üretmektedir. Simulink modelinde ADC'nin gerçek dünya ile etkileşimi olmadığı için gerçek ölçümler alınamaz. O yüzden önce ADC modülünün eşdeğeri oluşturulmuştur ve Şekil 5.6'da verilmiştir.



Şekil 5.6. Eşdeğer ADC blok iç yapısı

Tezde, sensörlerin ölçüm aralığı 100 V_{rms} değere göre ayarlanmış ve 80 V_{rms} değere sahip şebekede çalışılmıştır. O yüzden 80V'ye göre parametreler ayarlanmıştır. Şekil 5.6'da ADC'nin 0-4095 arasında değişen sayılar üretebilmesi için sinüzoidal dalga kaynağı kullanılmıştır ve uygulamadaki sonuçlara yakın sonuçlar elde etmek için benzetim ayrık zamanlı (discrete-time) olarak koşturulmuştur. Şekil 5.7'de, 80 V_{rms} değere sahip sinüzoidal dalga kaynağı ayarları verilmiştir.

Şekil 5.7'de gösterilen ayarlar, şebekenin A-fazına göre verilmekte olup genlik (amplitude) 1638, fazı ise referans olarak alındığı için 0 rad kabul edilmiştir.



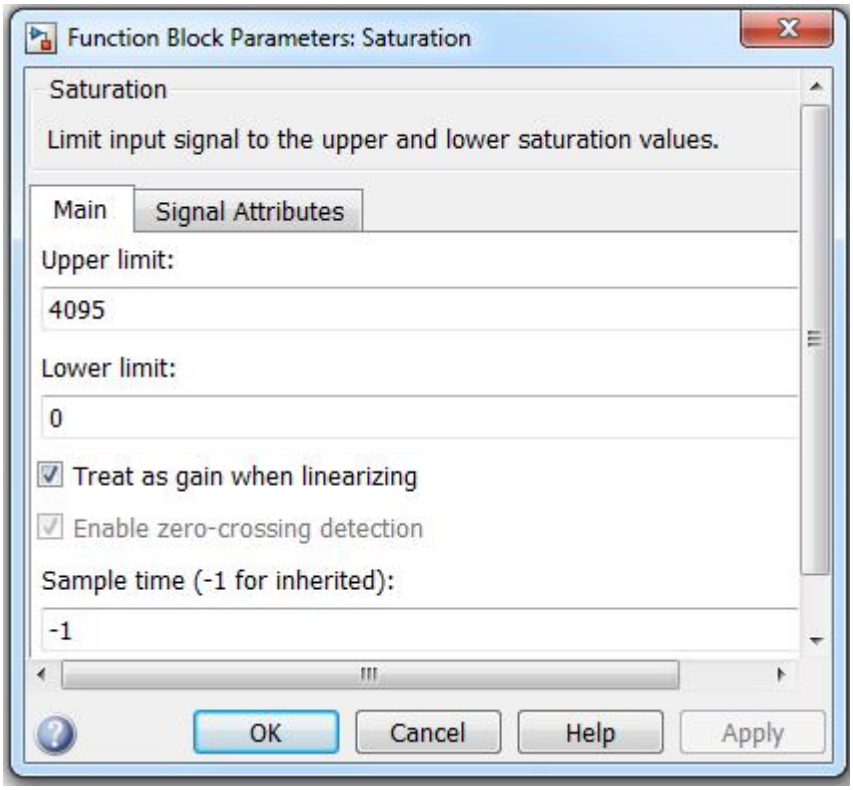
Şekil 5.7. Sinüzoidal dalga kaynağı ayarları

Diğer B ve C-fazlarının genlikleri de aynı olup B-fazının geride olması için –2*pi/3, C-fazının ileride olması için +2*pi/3 alınmıştır. Genlik değeri olan 1638 dijital sayısı ise şu şekilde girilmiştir:

$$\text{Genlik} = 2048\frac{80}{100} = 1638 \tag{5.1}$$

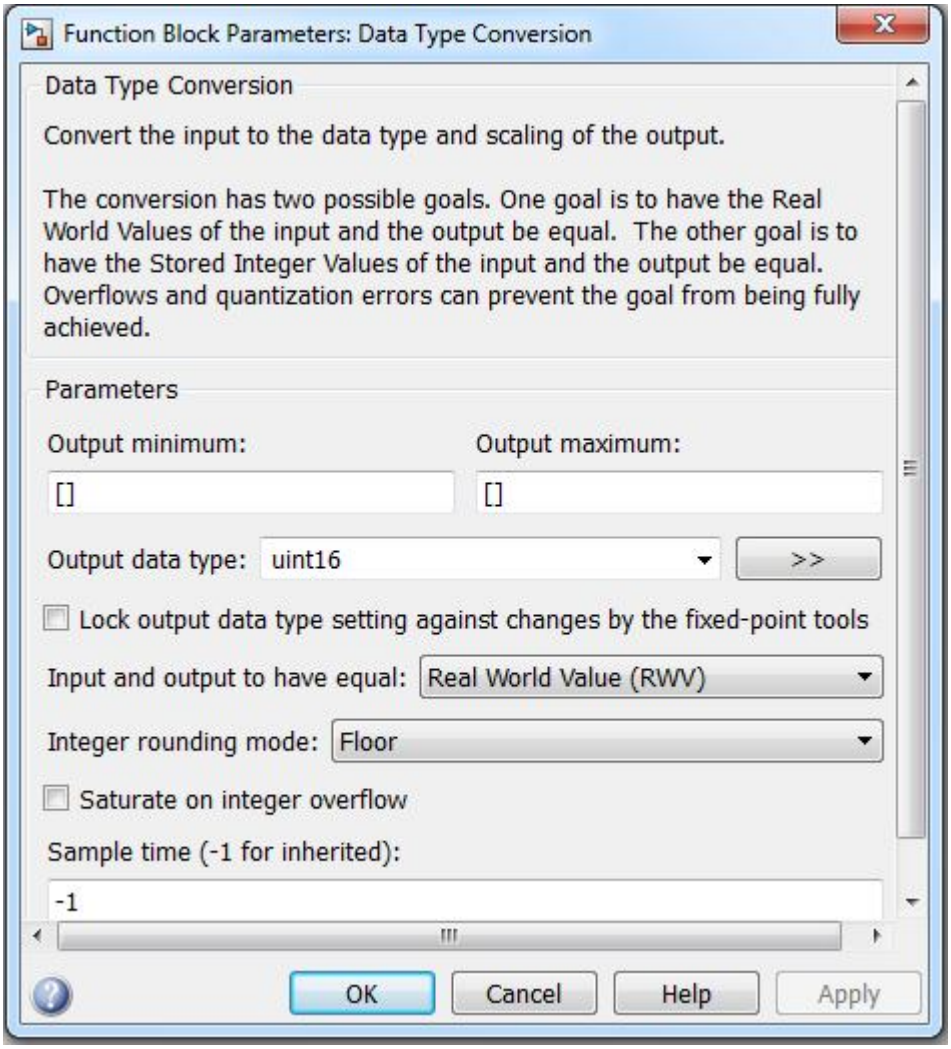
Yani, kaynak [-1638, +1638] arasında dalgalanır ve 0-4095'in orta noktası olan 2048 değeri eklenir. Böylece sayı [+ 410, + 3686] arasına getirilmiş olur.

Eğer, 80V değil de 100V alınsaydı, o zaman genlik değeri 2048 olacağı için 2048'in eklenmesi sonucu sayı [0, +4096] arasına gelecekti. Bu durumu engellemek için doyum (saturation) bloğu kullanmak gerekir. Şekil 5.8'de doyum bloğu parametrelerinde alt seviye (lower limit) 0, üst seviye (upper limit) 4095 alındığı taktirde her türlü durumda sayı 0-4095 arasında olmuş olur.

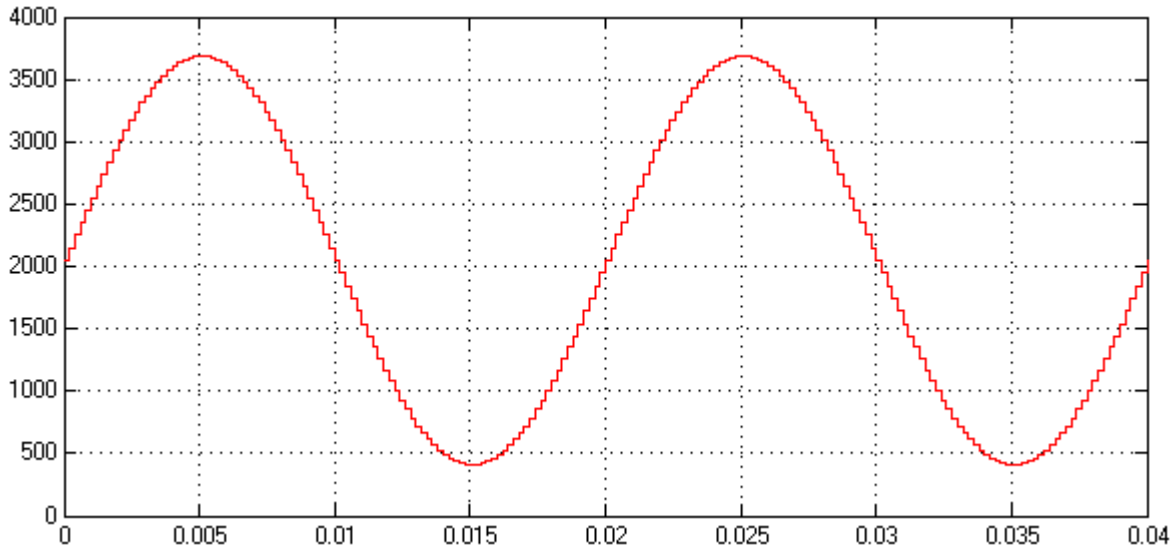


Şekil 5.8. Doyum bloğu ayarları

Son olarak da, ADC modülünün çıkış veri tipi uint16 olduğu için Şekil 5.6'da da görüleceği üzere veri tipi dönüştürme (data type conversion) bloğu kullanılmıştır ve bu bloğun ayarları Şekil 5.9'da gösterilmiştir. $80V_{rms}$ değerine sahip şebekenin ADC bloğu çıkışındaki dalga şekli Şekil 5.10'da ki gibi olacaktır.



Şekil 5.9. Veri tipi dönüştürme bloğu parametreleri



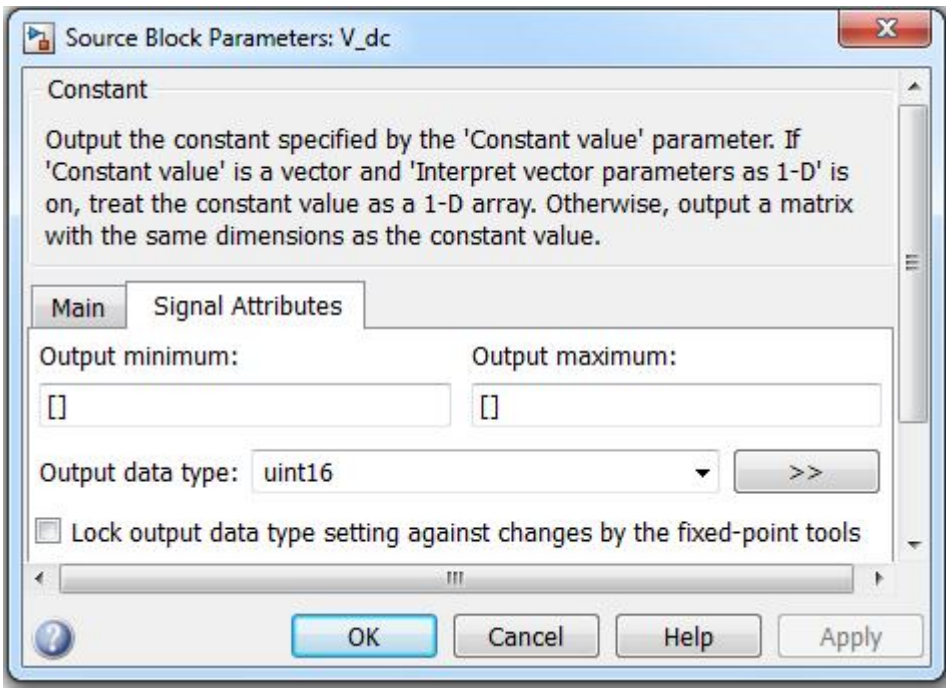
Şekil 5.10. Analog gerilimlerin dijital değere dönüştürülmesi

3-faz şebeke gerilimleri için ADC modellendikten sonra geriye DC-bara gerilimi kalmaktadır. DC gerilimde AC gerilimdeki gibi negatif değer olmadığı için modellenmesi daha kolaydır. DC bara gerilimi için minimum değer, UVDGM yönteminden dolayı 80 * $\sqrt{2}$ * $\sqrt{3}$ = 196V olmalıdır. Burada önemli olan üst limiti belirlemektir. Bu tezde DC gerilim için üst limit, 250V belirlendiği için bu sayının sayısal değer karşılığı 4095 olmalıdır. Buna göre denklem (5.2) kullanılarak alt limit değeri hesaplanır.

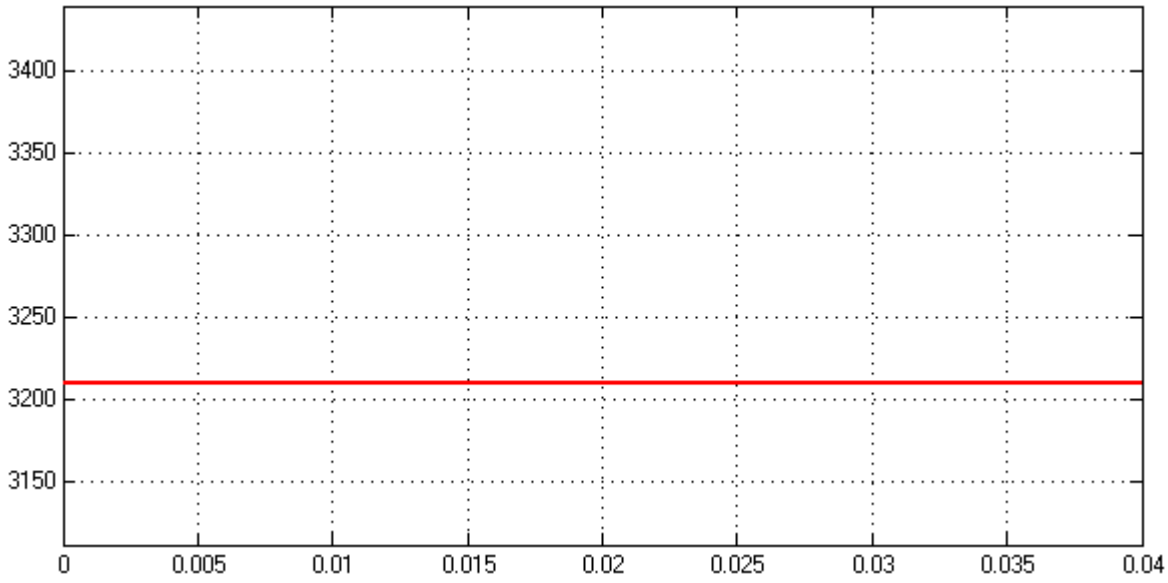
$$DC_{ALT_LİMİT} = 4095 \frac{196}{250} = 3210 \tag{5.2}$$

Yani, sistemin doğru çalışabilmesi için DC bara geriliminin 3210 - 4095 arasında olmalıdır.

DC bara gerilimi çıkış veri tipini ayarlamak için veri tipi dönüştürme bloğunu kullanmadan Şekil 5.11'de gösterilen DC gerilim parametrelerinden doğrudan uint16 seçmek yeterli olacaktır. Şekil 5.12'de 196V'lik DC-bara gerilimi için ADC çıkış grafiği verilmiştir.



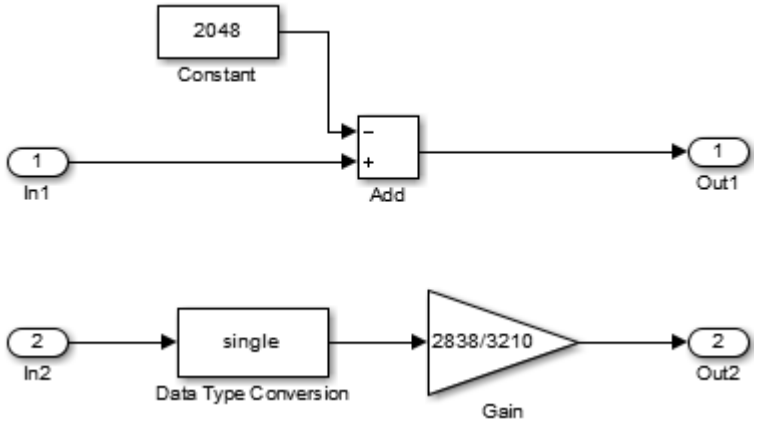
Şekil 5.11. DC-bara gerilimi çıkış veri tipi ayarı



Şekil 5.12. DC-bara gerilimi karakteristiği

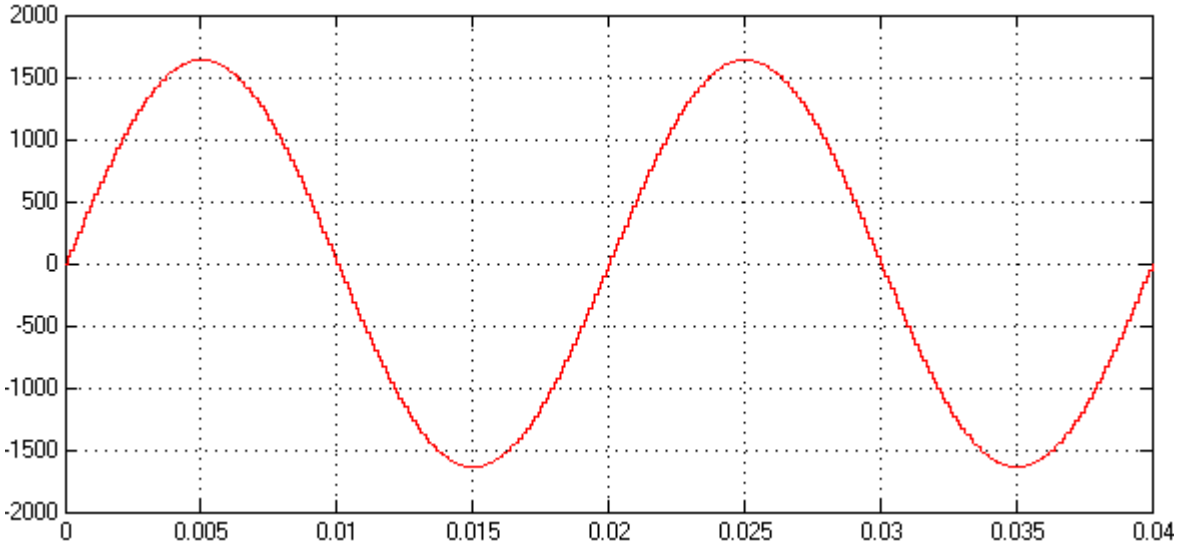
5.2.2.2. ADC ölçeklendirme bloğu

FKD, UVDGM gibi kontrol algoritmaların istenildiği gibi düzgün bir şekilde çalışabilmesi için ADC'den okunan değerlerin ölçeklendirilmesi (scaling) gerekmektedir. AC gerilimlerin ölçeklendirme işlemi, ADC'den okunan değerlerin AC karşılığına dönüştürülmesidir. Bu amaçla ADC'den okunan değerden 1.5V'nin karşılığı olan 2048 değeri çıkartılmıştır. Doğru ölçeklendirme yapılmadığı takdirde denetim sisteminde hatalar oluşmaktadır. Bu yüzden bir ADC ölçeklendirme bloğu oluşturulmuştur. Şekil 5.13'te bu bloğun iç kısmı görülmektedir. Şekil 5.5'te ADC ile ADC ölçeklendirme bloğu arasına Mux kullanılmıştır. Mux kullanıldığı zaman Şekil 5.13'teki üst şekilde görüleceği üzere 3-faz için ayrı ayrı ölçeklendirme yapmaya gerek kalmaz.



Şekil 5.13. ADC sinyallerinin ölçeklendirilmesi

Şebeke geriliminin A-fazı için ADC ölçeklendirilmesi sonucu elde edilen çıkış grafiği Şekil 5.14'te görülmektedir. Sonuçta sinyal, olması gereken [-1638, +1638] aralığına getirilmiştir.



Şekil 5.14. Şebeke gerilimi için ADC ölçeklendirilmesi

F28835 DSP, kayan noktalı aritmetik işlem yaptığı için sabit noktalı aritmetik işlem yapmaya gerek yoktur. Bundan dolayı, Şekil 5.13'teki üst şekilde toplama (add) bloğunda çıkış veri tipi ''single''seçilmiştir. DC gerilimin ölçeklendirilmesi için veri tipi dönüştürme bloğu kullanılarak uint16 veri tipinden ''single''veri tipine dönüştürülmüştür ve sonra ölçeklendirme katsayısı ile çarpılmıştır. DC bara gerilimi, şebeke geriliminin tepe değerinin en az $\sqrt{3}$ katı değerinde olmalıdır. Buna göre DC baranın ölçeklendirme katsayısı için (5.3)-(5.5) denklemleri kullanılarak 2838/3210 değeri hesaplanmıştır. Şekil 5.15'te DC geriliminin ölçeklendirilmesi sonucu oluşan grafik görülmektedir.

$$V_{DC} \geq 1638\ \sqrt{3} = 2838 \tag{5.3}$$

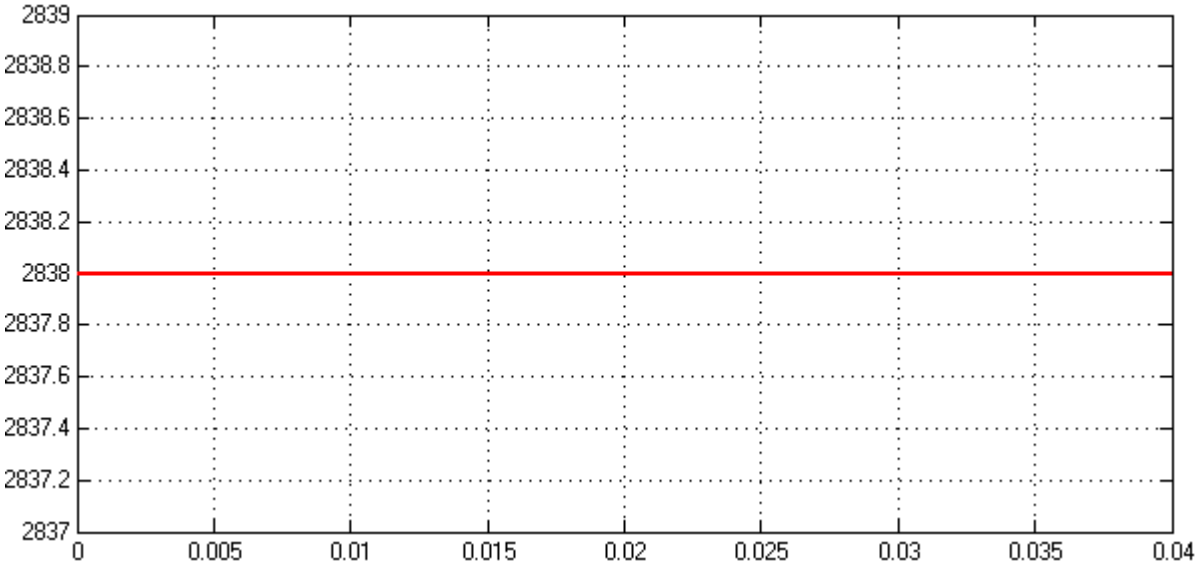
V_{DC}'nin gerçek gerilim değeri;

$$V_{DC} \geq 80\ \sqrt{2}\ \sqrt{3} = 196V \tag{5.4}$$

196V analog değer ise dijital olarak 3210 sayısına tekabül ettiğine göre;

$$\text{DC ölçeklendirme katsayısı} = \frac{2838}{3210} \tag{5.5}$$

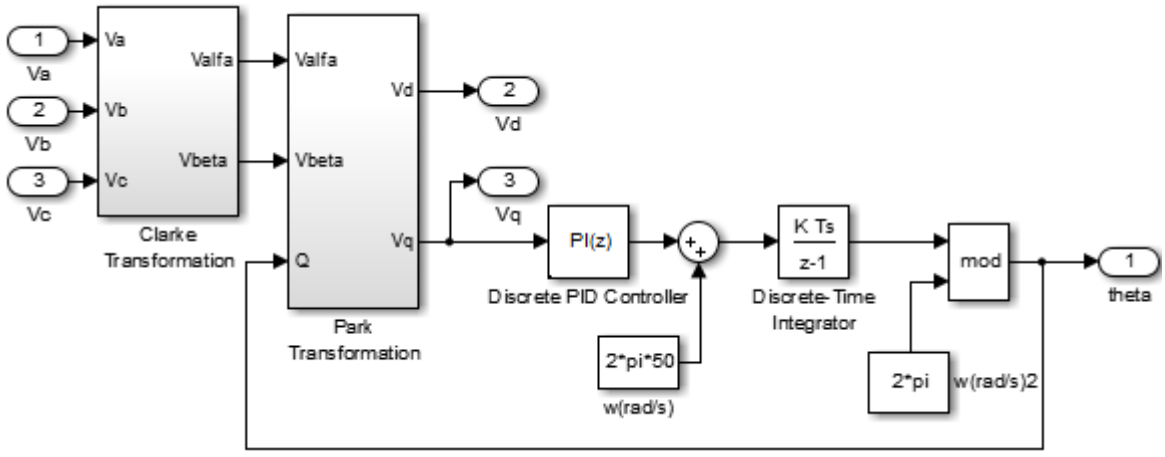
olarak bulunur.



Şekil 5.15. DC bara gerilimi için ADC ölçeklendirilmesi

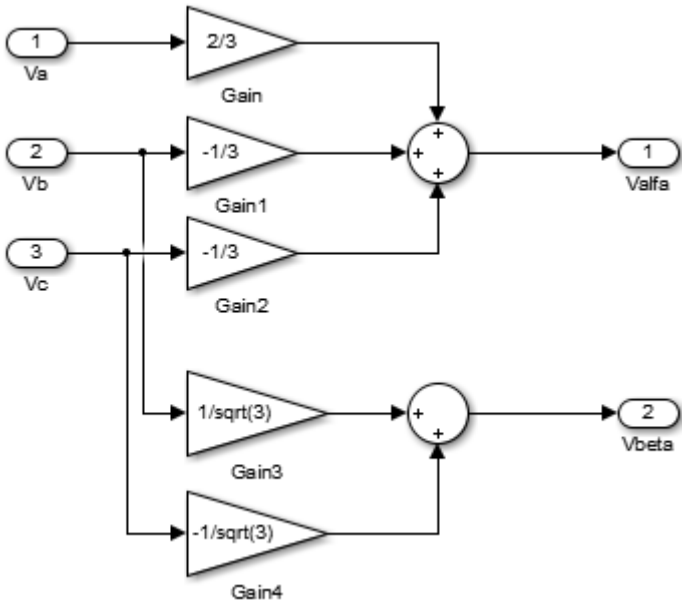
5.2.2.3. FKD bloğu

Şebeke gerilimlerinin faz açısını ve genliğini bulmak için dq eksen takımında çalışan faz kilitleme döngüsü bloğu (dq-PLL) kullanılmıştır. Faz açısının hassas hesaplanabilmesi için dq-PLL'de kullanılan PI katsayılarının uygun seçilmesi gerekmektedir. Faz açısı yanlış hesaplanırsa senkronizasyonu gerçekleştirmek mümkün olmaz. Şekil 5.16'da dq-PLL bloğunun iç yapısı görülmektedir.

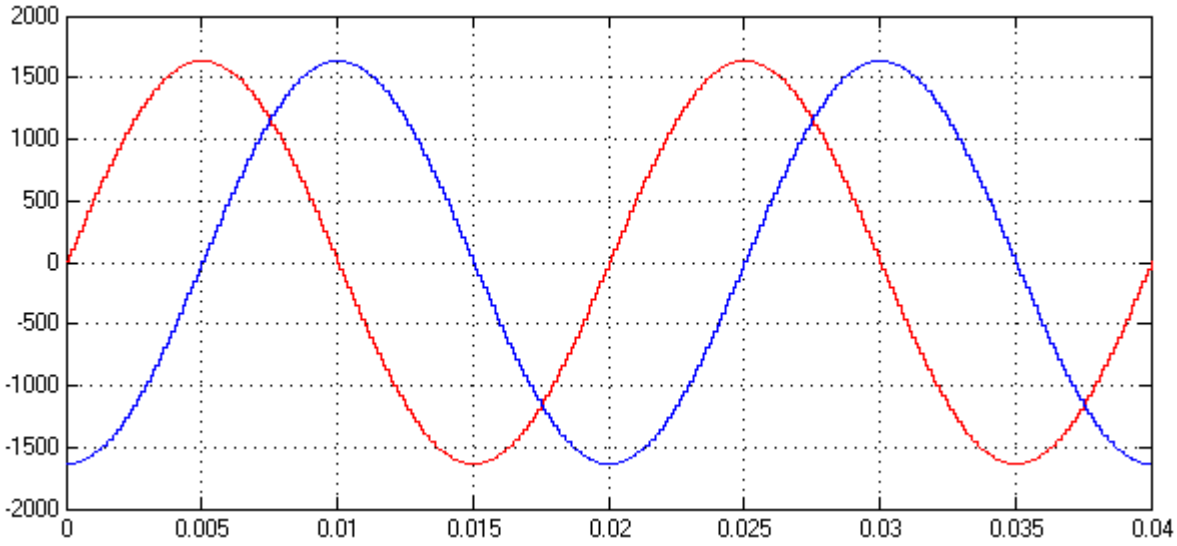


Şekil 5.16. dq-PLL bloğunun açılmış hali

Şekil 5.17'de iç yapısı verilen dq-PLL bloğu içerisindeki Clarke dönüşümü ile 3-fazlı gerilimler αβ düzlemine dönüştürülmüştür. Şekil 5.18'de üç fazlı şebeke gerilimlerinin αβ düzlemindeki grafiği görülmektedir. Bu grafikte fazı sıfırdan başlayan (kırmızı sinyal) α-sinyali, diğeri (mavi sinyal) β-sinyalidir.



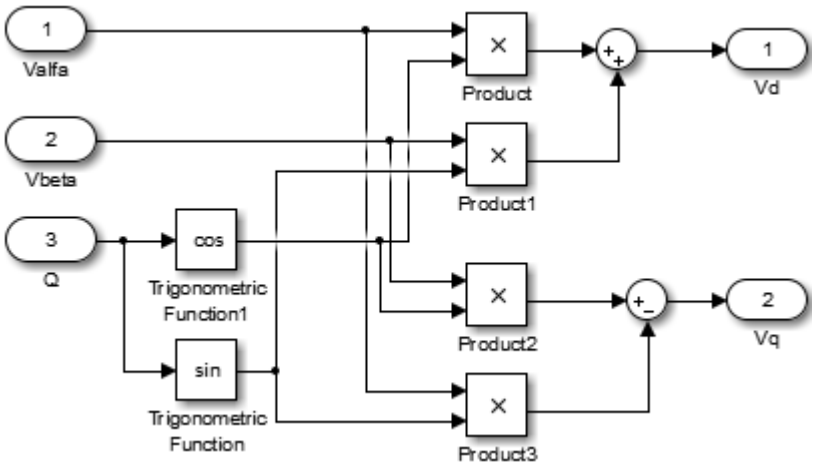
Şekil 5.17. Clarke dönüşüm bloğu



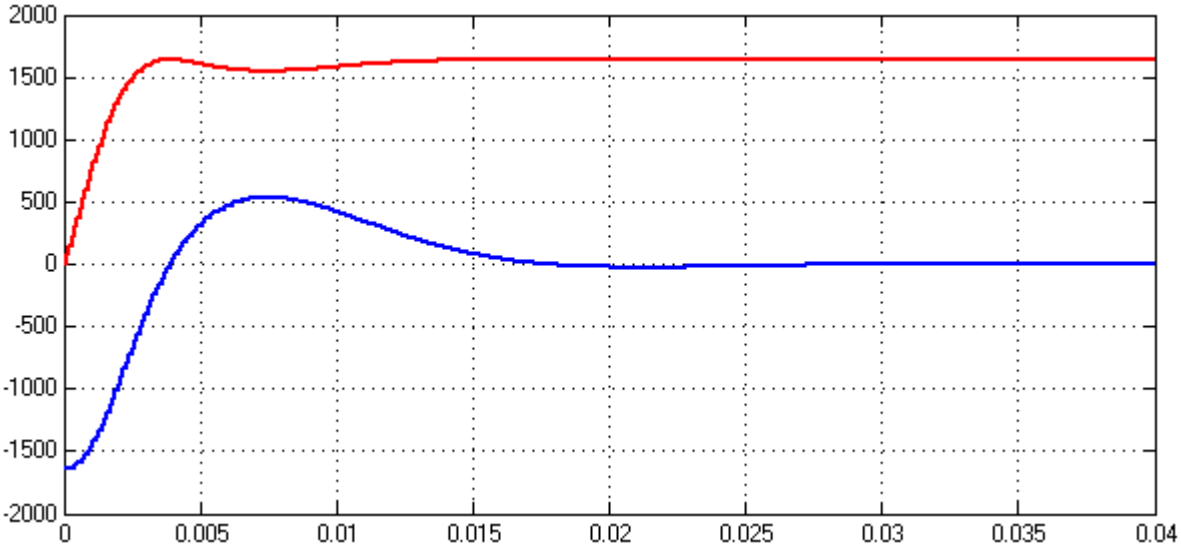
Şekil 5.18. Clarke dönüşüm grafiği

Daha sonra sinyaller αβ düzleminden Park dönüşümü yardımıyla dq düzlemine aktarılır. Park dönüşümünün gerçekleştirilebilmesi için gerekli açı bilgisi Şekil 5.16'da verilen dq-PLL bloğundaki geri beslemeden elde edilir. Şekil 5.19'da iç yapısı verilen

dq-PLL bloğu içerisindeki Park dönüşümü ile αβ düzlemindeki gerilimler dq düzlemine dönüştürülür. Şekil 5.20'de üç fazlı şebeke gerilimlerinin dq düzlemindeki grafiği görülmektedir. Bu grafikte, V_d sinyali (kırmızı sinyal), ilk baştaki geçici durumdan sonra şebeke geriliminin sayısal tepe değeri olan 1638 değerine yerleşmektedir. V_q sinyali (mavi sinyal) ise geçici durumdan sonra 0 değerine yerleşmektedir. Yani, V_d ve V_q sinyalleri şebeke geriliminin DC bileşeni olduğu için sistemin kontrolü kolaylaşmaktadır. Ayrıca, Bölüm 4.5.2'de de ifade edildiği gibi oturma zamanı 20ms'ye ayarlandığı için Şekil 5.20'deki grafikte bu zaman net bir şekilde görülmektedir.



Şekil 5.19. Park dönüşüm bloğu



Şekil 5.20. Park dönüşümü çıkış grafiği

Şekil 5.16'da görüldüğü gibi şebeke gerilimlerinin faz açısına karşılık gelen V_q sinyali ayrık zamanlı PI(z) denetleyiciye girmektedir ve hatası minimuma indirilerek

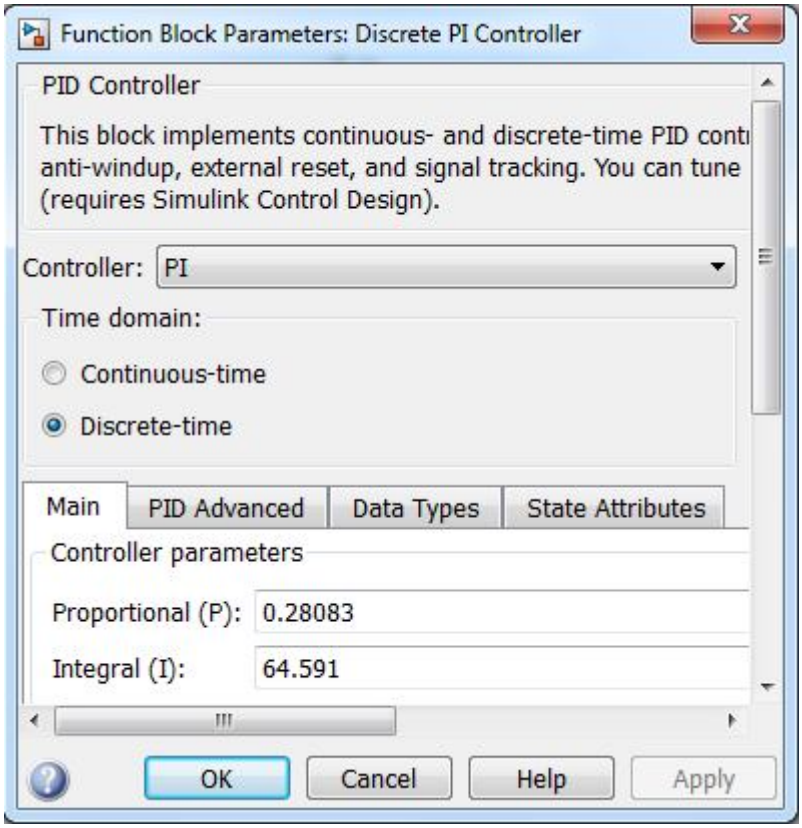
sıfır yapılmaya çalışılmaktadır. Burada PI parametrelerinin uygun seçilmesi çok önemlidir. PI parametreleri uygun seçilmez ise şebekenin faz açısı takip edilemez ve sistem hatalı çalışır. PI parametrelerini hesaplayabilmek için öncelikle doğal frekans (ω_n) elde edilir. Çalışmada, ω_n değeri için oturma zamanı (t_s) 20ms (şebekenin bir periyodu) alınarak işlem yapılmıştır ve denklem (5.6)'daki gibi hesaplanmıştır. PI katsayıları denklem (5.7) ve (5.8) kullanılarak elde edilmiştir ve Şekil 5.21'de yerlerine konulmuştur.

$$\omega_n = \frac{4.6}{t_s\,\xi} = \frac{4.6}{0.02\,\frac{1}{\sqrt{2}}} = 325.27 \tag{5.6}$$

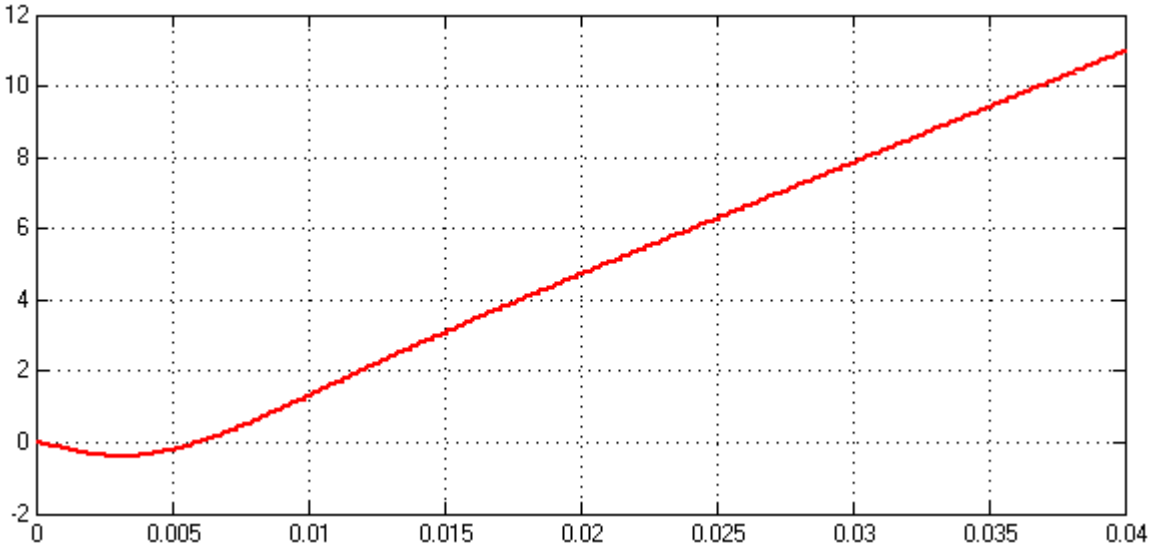
$$K_P = \frac{2\xi\omega_n}{V_{max}} = \frac{2\,\frac{1}{\sqrt{2}}\,325.27}{1638} = 0.28083 \tag{5.7}$$

$$K_I = \frac{\omega_n^2}{V_{max}} = \frac{(325.27)^2}{1638} = 64.591 \tag{5.8}$$

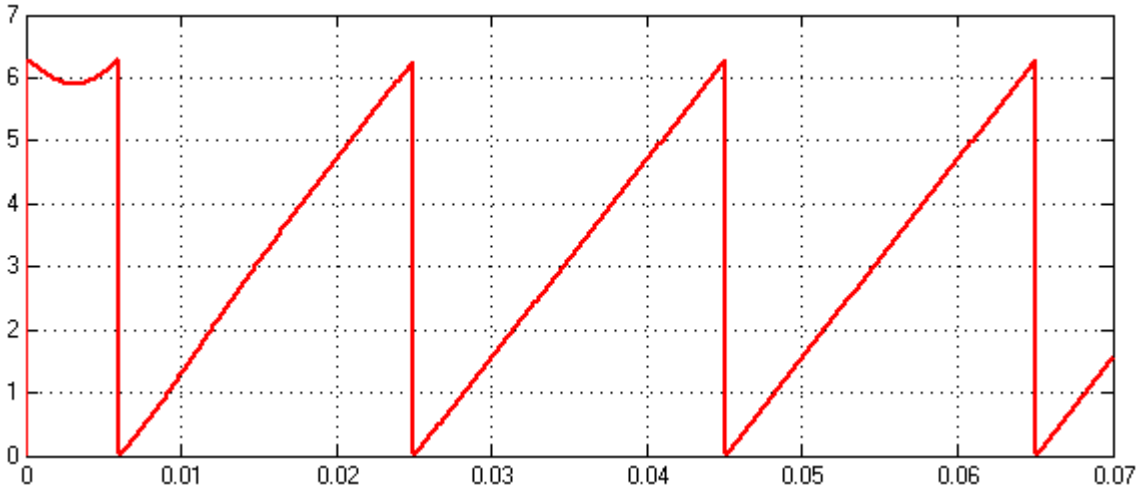
PI bloğunun çıkışı, şebekenin açısal frekans ($\omega = 2*\pi*50$) ile toplanır. Daha sonra sinyalin integrali alınarak Şekil 5.22'deki gibi yaklaşık doğrusal eğriye sahip faz açısına ve son olarak da mod(sinyal,2π) işlemi uygulanarak Şekil 5.23'te gösterildiği gibi açısı 0-2π arasında periyodik değişen faz açısına (θ) dönüştürülür.



Şekil 5.21. PI denetleyici ayarları

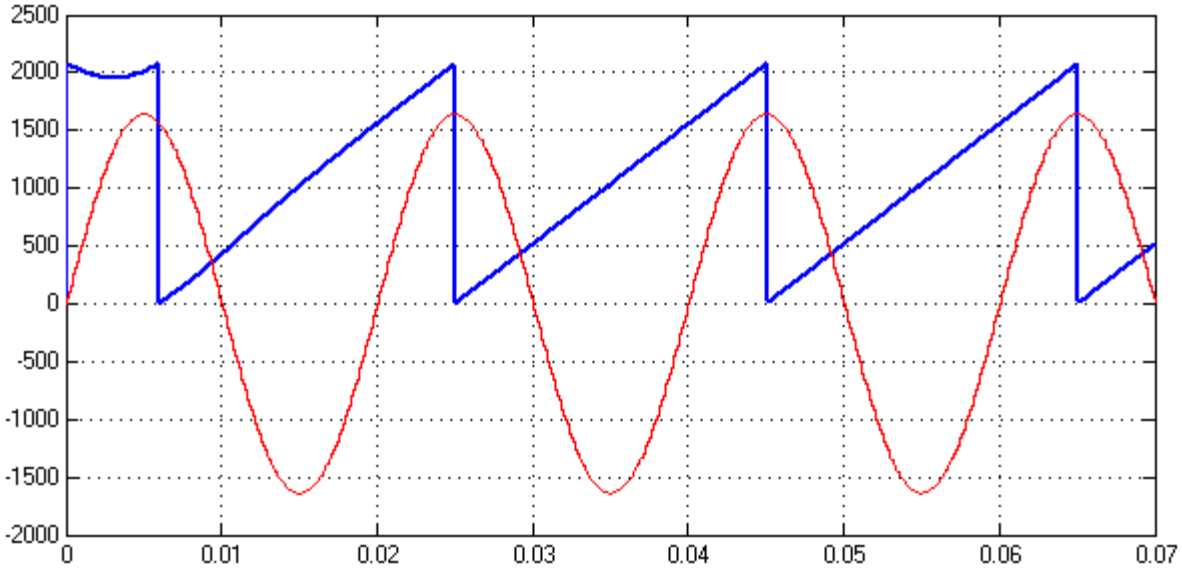


Şekil 5.22. İntegral alıcı sonucu oluşan faz açısı



Şekil 5.23. Periyodik faz açısı oluşumu

Faz açısının doğru belirlenip belirlenmediğini anlamak için de V_α sinyali ile θ açısının senkron durumuna bakmak gerekir. Yani, V_α sinyali referans sinyal olarak düşünülebilir. Gerçekleştirilen benzetimde V_α ile θ açısının senkron olduğu Şekil 5.24'te görülmektedir. Bu sonuçlar dq-PLL algoritmasının 3-fazlı dengeli sistemde θ açısını başarılı bir şekilde verdiğini göstermektedir. Grafikten de görüldüğü gibi 20ms'lik geçici durumdan sonra θ faz açısı, şebeke fazına kilitlenmiştir.



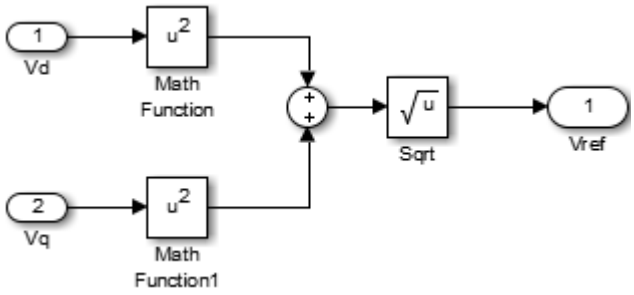
Şekil 5.24. Doğru faz açısının elde edilmesi

5.2.2.4. Referans gerilim bloğu

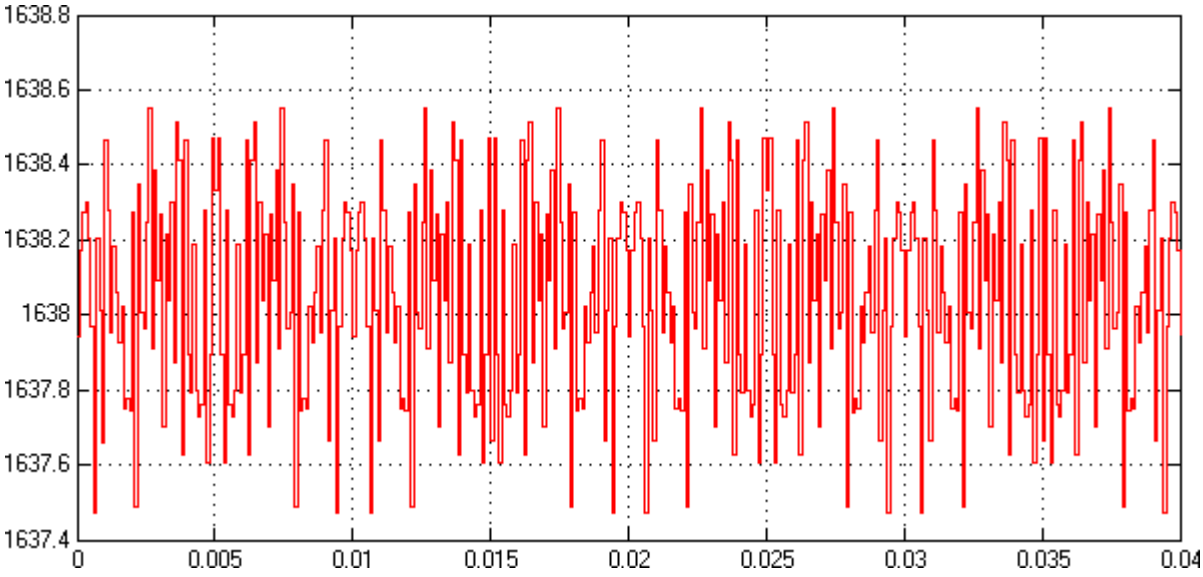
UVDGM algoritmasının gerçekleştirilebilmesi için referans gerilim (V_{ref}), dq-PLL bloğundan elde edilen V_d ve V_q sinyalleri kullanılarak denklem (5.9)'daki gibi hesaplanır. Referans gerilim, 80 V'lik efektif şebeke geriliminin maksimum değerine eşittir ve bu benzetimdeki sayısal değeri 1638'dir.

$$V_{ref} = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \tag{5.9}$$

Şekil 5.25'te, (5.9)'daki denkleme göre referans gerilim bloğunun modeli görülmektedir. Şekil 5.26'da ise referans gerilimin grafiği verilmektedir.



Şekil 5.25. Referans gerilim bloğunun iç gösterimi

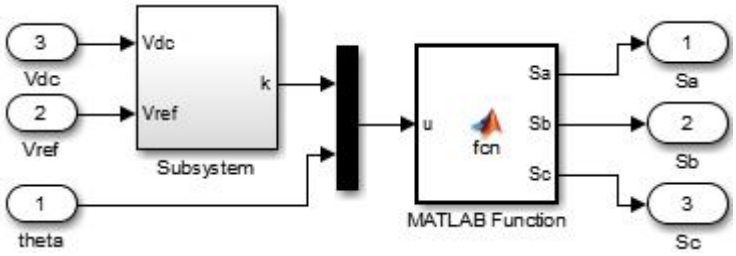


Şekil 5.26. V_{ref} değişim grafiği

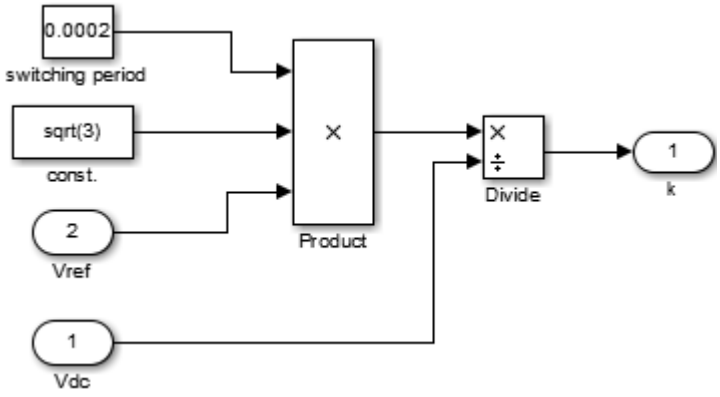
5.2.2.5. UVDGM bloğu

Sistemin en önemli kısımlarından olan UVDGM algoritmasının bloğunda 6-bölge için anahtarlama süreleri hesaplanmıştır. Ayrıntılı bilgi Bölüm 4.4.3'te verilmiştir.

Bölüm 4.4.3'teki bilgiler doğrultusunda UVDGM (SVPWM) bloğunun iç yapısı Şekil 5.27'de verilmiştir. Şekil 5.27'deki alt-sistem (subsystem) bloğunun iç modeli Şekil 5.28'de gösterilmiştir.



Şekil 5.27. UVDGM blok iç gösterimi



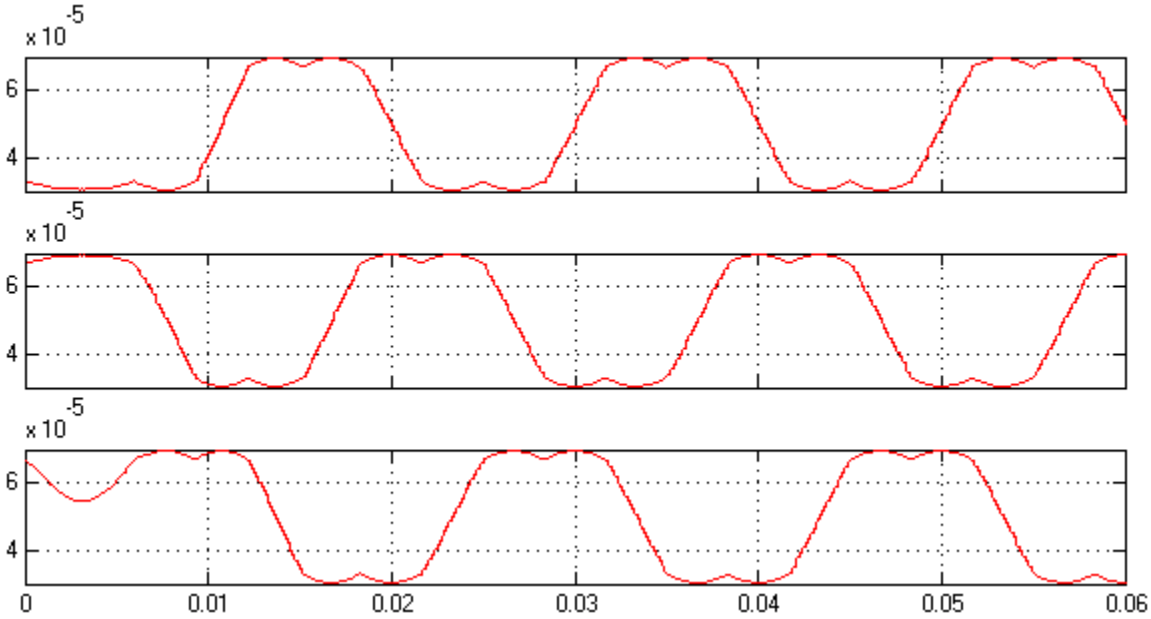
Şekil 5.28. UVDGM'deki alt-sistem bloğu

Son olarak, Şekil 5.27'deki MATLAB function içerisinde, 6-bölge için IGBT'lerin anahtarlama sürelerinin hesabı yer almaktadır.

```
function [Sa,Sb,Sc] = fcn(u)
Ts=0.0002; % Anahtarlama periyodu (switching period)
k=u(1); x=u(2); % x, teta faz açısı
T0=0; T1=0; T2=0;
Sa=single(0);Sb=single(0);Sc=single(0);
% Sektör 1
if ((x>=0) && (x<pi/3))
    T1=k*sin(pi/3-x);
    T2=k*sin(x);
    T0=Ts-(T1+T2);
    Sa=T0/4; Sb=T0/4+T1/2; Sc=T0/4+T1/2+T2/2;
end
     % Sektör 2
if (x>=pi/3 && x<2*pi/3)
    T1=k*sin(2*pi/3-x);
    T2=k*sin(x-pi/3);
    T0=Ts-(T1+T2);
    Sa=T0/4+T2/2; Sb=T0/4; Sc=T0/4+T1/2+T2/2;
   end
      % Sektör 3
if (x>=2*pi/3 && x<pi)
    T1=k*sin(3*pi/3-x);
    T2=k*sin(x-2*pi/3);
    T0=Ts-(T1+T2);
    Sa=T0/4+T1/2+T2/2; Sb=T0/4; Sc=T0/4+T1/2;
end
      % Sektör 4
if (x>=pi && x<4*pi/3)
    T1=k*sin(4*pi/3-x);
    T2=k*sin(x-3*pi/3);
    T0=Ts-(T1+T2);
    Sa=T0/4+T1/2+T2/2; Sb=T0/4+T2/2; Sc=T0/4;
end
      % Sektör 5
if (x>=4*pi/3 && x<5*pi/3)
    T1=k*sin(5*pi/3-x);
    T2=k*sin(x-4*pi/3);
    T0=Ts-(T1+T2);
    Sa=T0/4+T1/2; Sb=T0/4+T1/2+T2/2; Sc=T0/4;
end
       % Sektör 6
if (x>=5*pi/3 && x<2*pi)
    T1=k*sin(6*pi/3-x);
    T2=k*sin(x-5*pi/3);
    T0=Ts-(T1+T2);
    Sa=T0/4; Sb=T0/4+T1/2+T2/2; Sc=T0/4+T2/2;
end
```

Bölüm 4.4.3'teki anahtarlama süreleri DGM sinyalinin ‘‘1’’ olması durumuna göre ifade edilmişti. Buradaki kodlar ise ‘‘0’’durumuna göre yazılmıştır. Bunun nedeni, ePWM modülü girişe verilen iletim oranının (duty-cycle) tümleyenini alarak çalışmaktadır.

UVDGM bloğunda hesaplanan 6-bölge için anahtarlama süreleri Şekil 5.29'da verilmiştir.

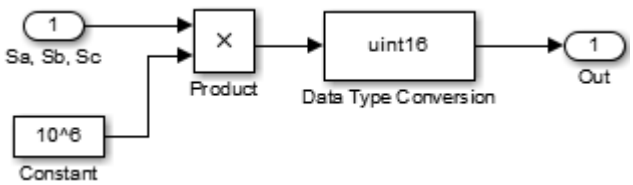


Şekil 5.29. UVDGM ile elde edilen anahtarlama süreleri

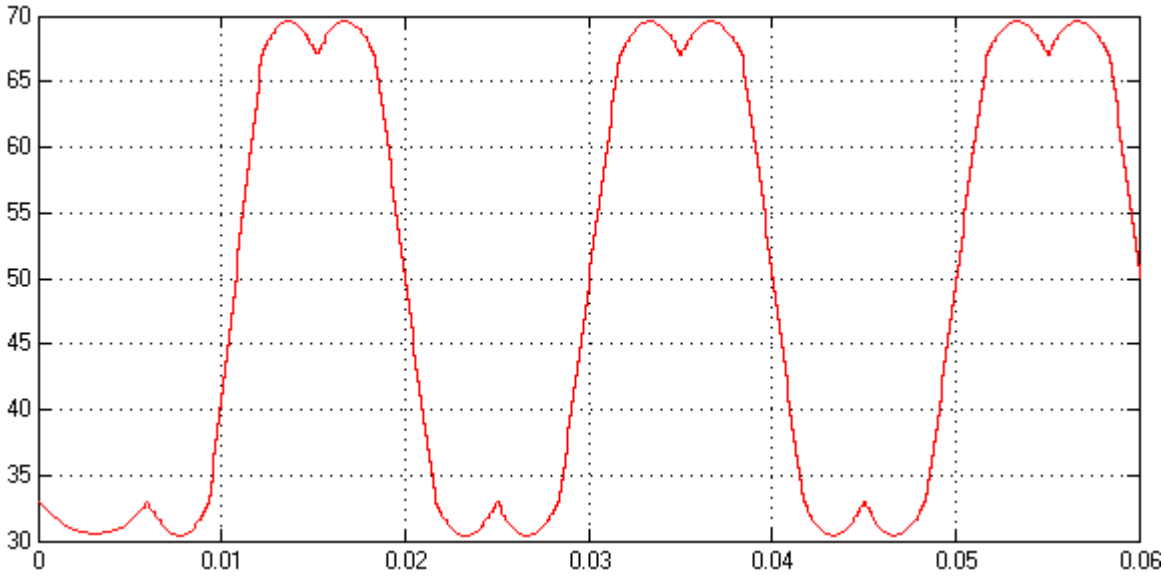
5.2.2.6. DGM ölçeklendirme bloğu

ePWM modülünün doğru bir şekilde çalışabilmesi için UVDGM ile elde edilen anahtarlama sürelerinin ölçeklendirilmesi gerekir. Bu amaçla, Şekil 5.30'da görülen DGM ölçeklendirme (PWM scaling) bloğu kullanılmıştır.

UVDGM ile elde edilen anahtarlama süreleri (S_a, S_b, S_c), 5 kHz'lik anahtarlama frekansında 10^6 katsayısı ile çarpılarak yüzdelik formattaki iletim oranına dönüştürülmüştür. ePWM modülü ‘‘uint16’’ veri tipinde işlem yapabildiği için ‘‘single’’dan ‘‘uint16’’ya çevrilmiştir. Şekil 5.31'de yüzdelik formattaki iletim oranın grafiği verilmiştir.



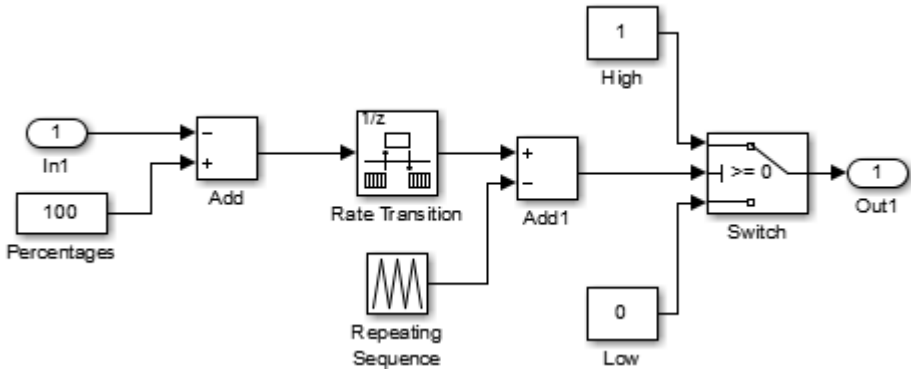
Şekil 5.30. DGM sinyallerinin ölçeklendirilmesi



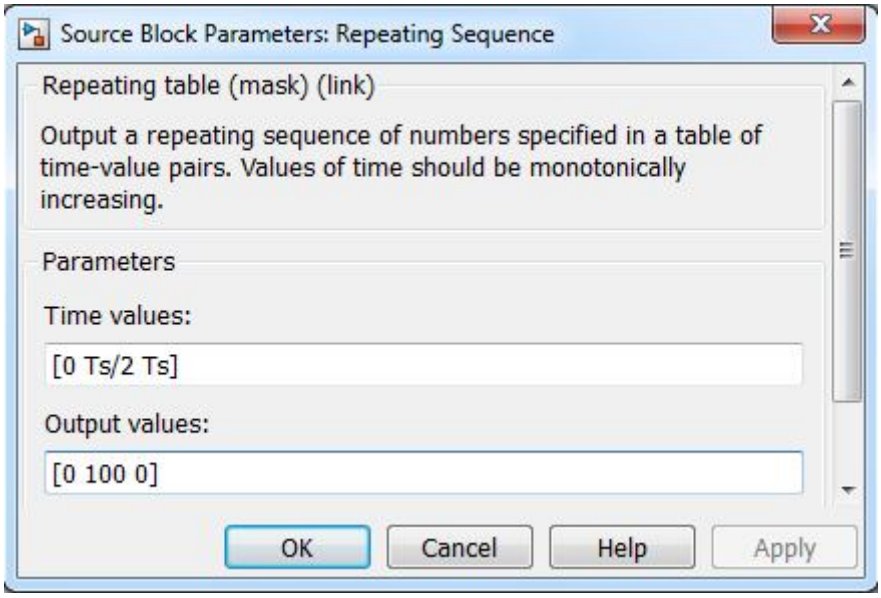
Şekil 5.31. Anahtarlama iletim oranı

5.2.2.7. ePWM modülünün modellenmesi

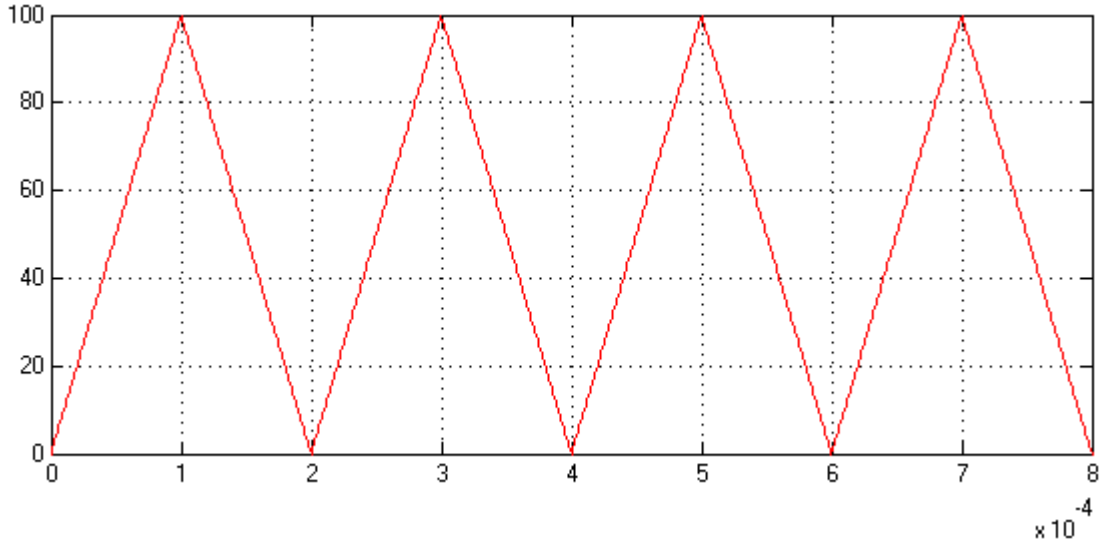
Şekil 5.32'de ePWM modülünün modeli verilmektedir. TMS320F28335'in ePWM modülü tümleyen olarak çalıştığından ePWM modülünün modelinde anahtarlama iletim oranı değeri 100'den çıkartılmıştır. Farklı hızlardaki veri transferinin uyumlu hale getirilmesi için çıkarma işleminden sonra Rate Transition bloğu kullanılmıştır. Elde edilen iletim oranının 5 kHz'lik DGM sinyaline dönüştürülmesi için iletim oranının 5 kHz'lik üçgen dalga ile karşılaştırılması gerekir. Şekil 5.33'te bu üçgen dalganın elde edilmesi için gerekli parametre ayarları verilmiştir. Kullanılan üçgen dalga grafiği Şekil 5.34'te görülmektedir.



Şekil 5.32. ePWM modülün modeli



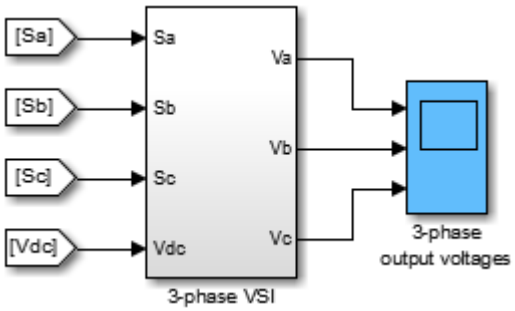
Şekil 5.33. Üçgen dalga parametre ayarları



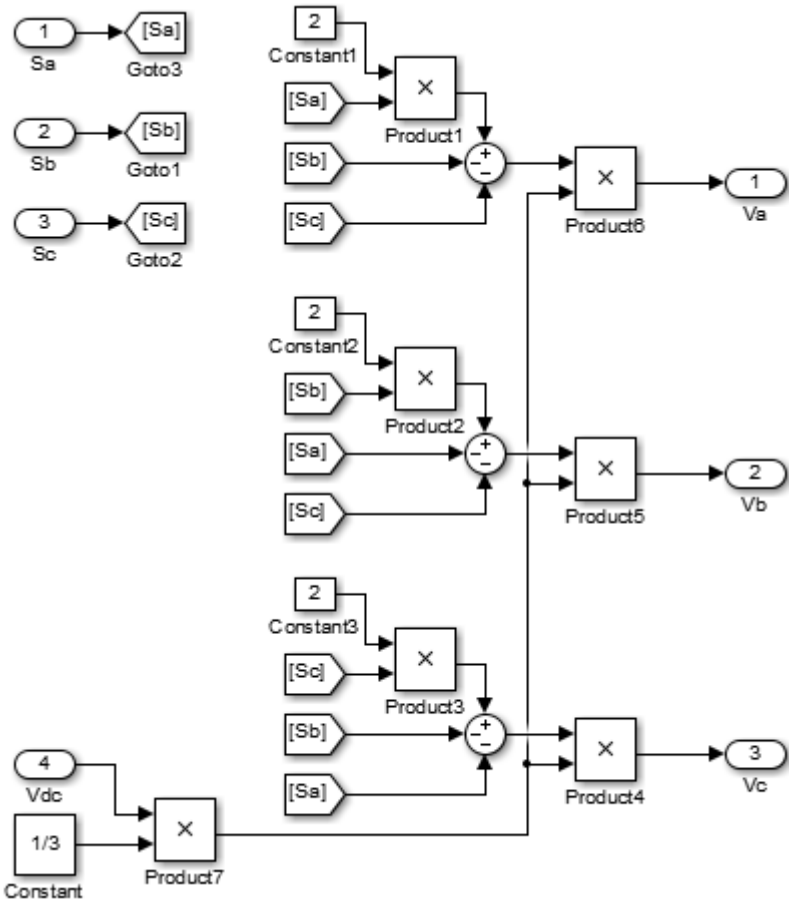
Şekil 5.34. Üçgen dalga çıkış karakteristiği

5.2.3. Gerilim beslemeli evirici benzetimi

Bu çalışmada, Sa, Sb ve Sc anahtarlama sinyalleri DSP'nin ePWM modülünden elde edilen DGM sinyallerini temsil etmektedir. Şekil 5.35'te görüldüğü gibi bu sinyaller DC-bara gerilimi (250V) ile birlikte 3-fazlı gerilim kaynaklı evirici bloğuna uygulanmaktadır. Güç anahtarlarının ideal kabul edilmesi durumunda VSI bloğu Şekil 5.36'daki gibi modellenebilir.



Şekil 5.35. VSI bloğu

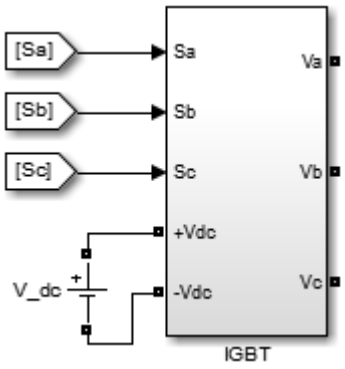


Şekil 5.36. İdeal anahtarlı VSI modeli

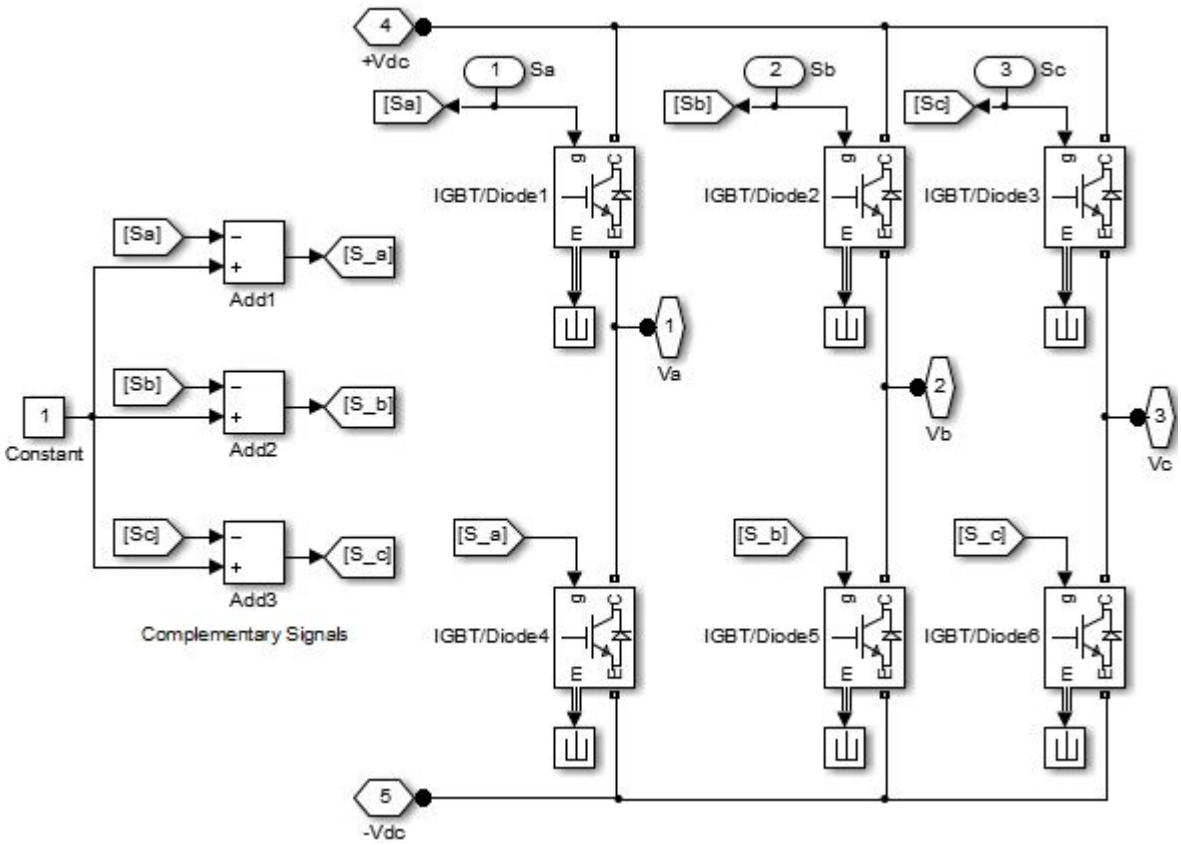
Simulink'te VSI'nın ideal matematiksel modeli yerine IGBT anahtarları kullanarak ideal olmayan evirici yapısı da Şekil 5.37 ve Şekil 5.38'deki gibi modellenebilir. Bu modelde, Sa, Sb ve Sc DGM sinyalleri üst koldaki IGBT'lere, S_a, S_b ve S_c tümleyen DGM sinyalleri de alt koldaki IGBT'lere uygulanmaktadır.

3-faz evirici çıkış gerilimleri, sinüzoidal dalga şeklinde değil ortalaması sinüs olan darbeler şeklindedir. Bu darbelerin ortalamasının sinüzoidal bir sinyal olduğunu

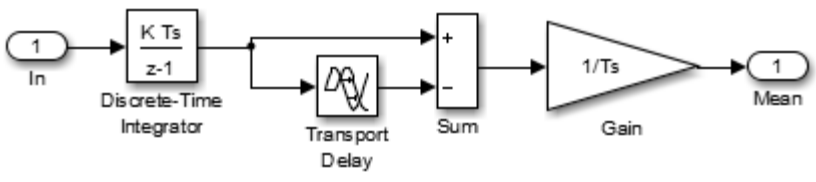
görmek için Şekil 5.39'daki ayrık zamanlı ortalama alma devresi modeli kullanılmıştır. Şekil 5.40'ta 3-faz evirici çıkış gerilimlerinin ortalaması görülmektedir.



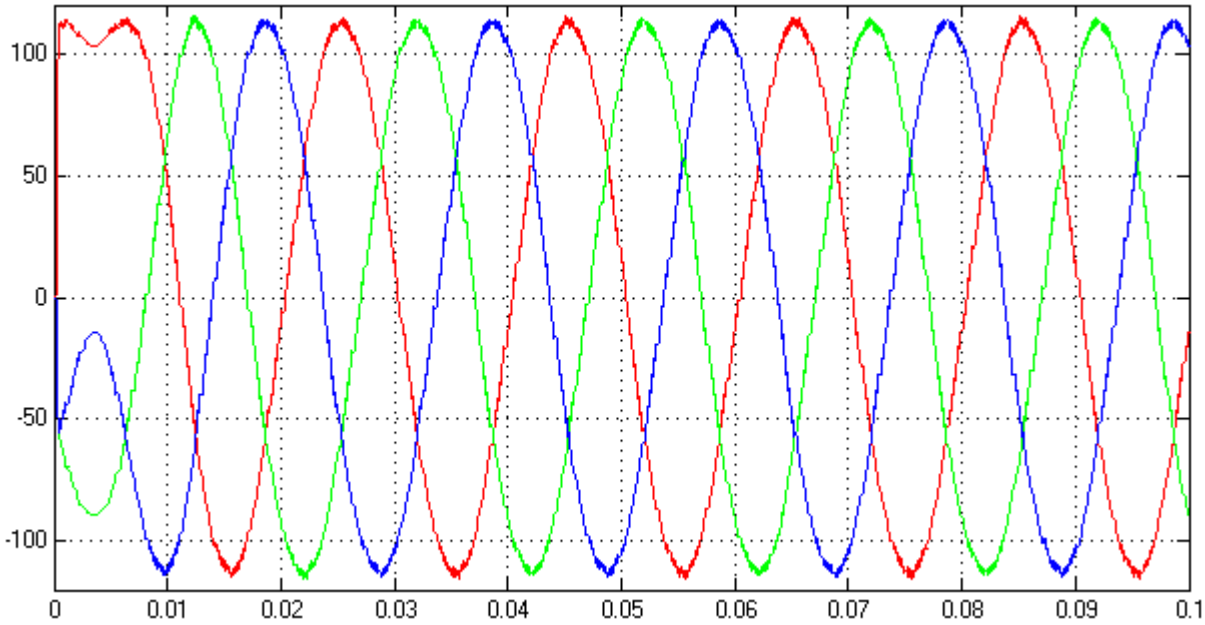
Şekil 5.37. IGBT bloğu



Şekil 5.38. İdeal olmayan VSI modeli



Şekil 5.39. Ayrık zamanlı ortalama alma devre modeli



Şekil 5.40. 3-faz evirici çıkış geriliminin ortalaması

5.2.4. LC-filtre benzetimi

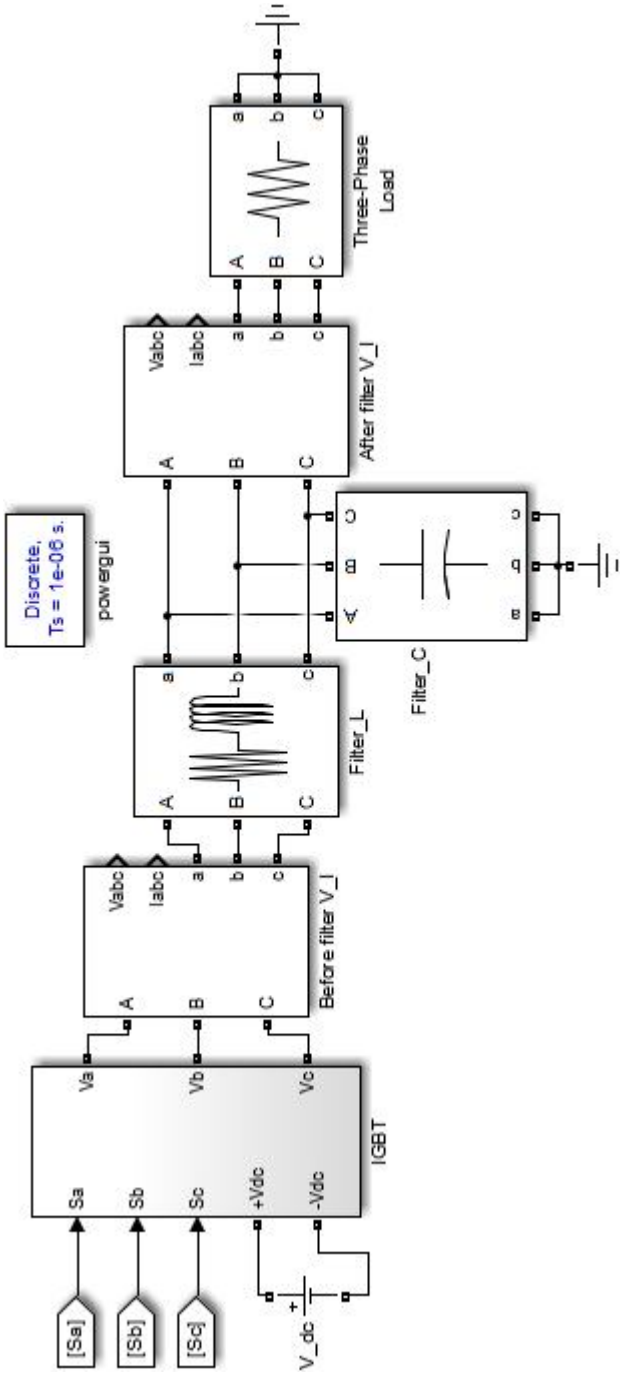
Şekil 5.38'deki evirici çıkışındaki faz gerilimleri filtresiz olduğu için Şekil 5.41'de verildiği gibi bir LC-filtre bağlanmıştır. Filtre çıkışında Şekil 5.40'daki gibi sinüzoidal dalga şekli elde edilir.

5.3. Sistemin Deneysel Gerçekleştirilmesi

5.3.1. Şebeke gerilimleri ve DC-bara gerilimi ölçme kartı

Üç-fazlı şebeke gerilimlerini ölçebilmek için gerilim sensörlerinden faydalanmak gerekir. Bu çalışmada, LEM firmasının üretmiş olduğu LV25-P gerilim sensörleri kullanılmıştır.

LV25-P sensörünün bazı elektriksel özellikleri Çizelge 5.1'de verilmiştir. LV25-P; DC veya AC'de ölçüm yapabilen, Hall etkisiyle çalışan ve primer ile sekonder arasında galvanik izolasyon sağlayan bir sensördür. Ayrıca doğruluğu yüksek, doğrusallığı çok iyi, ısıl değişimi az, tepki süresi düşük vb. artı özellikleri ile ön plana çıkmaktadır. Uygulama alanı çok farklı olup değişken hızlı AC ve servo motor sürücüleri, DC motorlar için statik dönüştürücüler, güç kaynakları, kesintisiz güç kaynakları (KGK) gibi çalışmalarda tercih edilir (Anonymous, 2012).

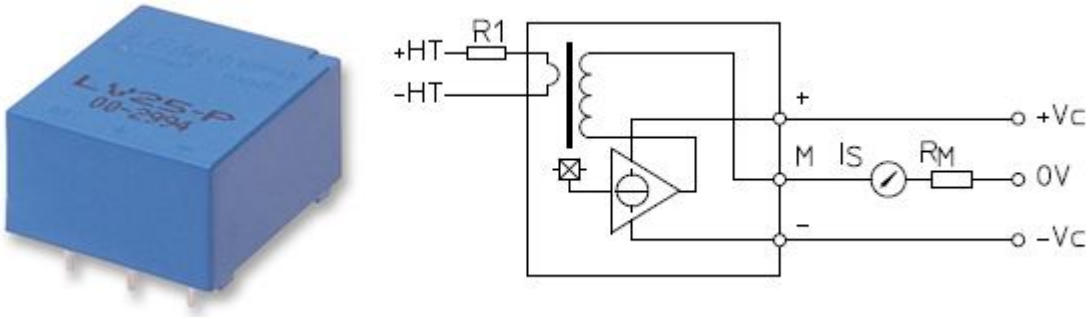


Şekil 5.41. LC-filtre bağlanması

Çizelge 5.1. LV25-P sensörü özellikleri

Primer nominal akım ($I_{p\text{-}rms}$)	10 mA
Primer nominal gerilim ($V_{p\text{-}rms}$)	10 – 500 V
Ölçüm direnci (R_M) ± 12 V besleme	30 – 190 Ω
Sekonder nominal akım ($I_{s\text{-}rms}$)	25 mA
Dönüştürme oranı (K_N)	2500 : 1000
Besleme gerilimi (V_C)	± 12 - 15 V

LV25-P sensörü 5 bacaklı ve kibrit kutusundan daha küçük bir elemandır. Bu sayede fazla yer kaplamaz. Bu sensörün fiziksel görünümü ve elektriksel yapısı Şekil 5.42'de verilmiştir. Elektriksel yapısından da görüldüğü üzere gerilim ölçümü için sensörün primerine R1 direnci bağlanmaktadır. R1 direncinin değeri, şebeke gerilim değerine göre değişmekte olup primerden nominal 10mA efektif akım geçecek şekilde ayarlanmalıdır. Sensörün sekonder bacağı olan 'M' ucundan referansa (0V) doğru R_M üzerinden sekonder akımı (I_S) aktığı zaman sekonder gerilim oluşmuş olur, yani R_M üzerindeki gerilim düşümü sekonder gerilimi verir.



Şekil 9.42. LV25-P fiziki görünümü ve elektriksel yapısı

5.3.1.1. R1 ve R_M dirençlerinin hesabı

Hesaplamalarda, R1 direncinin değeri, primer devreye uygulanacak şebeke gerilimi 220V yerine 100V alınarak hesaplanmıştır. Ancak, uygulamada sınır değere fazla yaklaşmaktan kaçınarak 80V değerinin seçilmesi uygun bulunmuştur. Şekil 9.42'de sensörün elektriksel yapısında +HT ile –HT arasında 100V ve primer nominal akımı 10 mA olduğu göz önüne alınarak;

$$R1 = \frac{V_{p\text{-}rms}}{I_{p\text{-}nom}} = \frac{100V}{10mA} = 10k\Omega \quad (5.10)$$

olarak bulunur.

Sensörün Çizelge 5.1'de verilen özelliklerine göre sekonder nominal akımı 25 mA'dir. F28335 DSP'nin ADC'si 0-3 V arasındaki analog bilgileri dijitale çevirebildiği için sekonder gerilimi tepeden tepeye 3 V olarak ayarlanmalıdır. Yani; V_{max} = + 1.5 V, - V_{max} = - 1.5 V şeklinde olmalıdır. O halde, sekonder nominal akımın maksimum değeri (I_{max} = 25 mA x $\sqrt{2}$ = 35.35 mA) hesaba katılarak işlem yapıldığı takdirde;

$$R_M = \frac{1.5V}{35.35mA} = 42.43\Omega \quad (5.11)$$

olarak bulunur ve bu değer Çizelge 5.1'de de gösterildiği gibi sınırlar (30–190Ω) dahilindedir. UVDGM'nin doğru biçimde çalışması için DC-bara gerilimi şebeke geriliminin tepe değerinin $\sqrt{3}$ katından büyük olmalıdır. Buna göre;

$$V_{DC} \geq 80\sqrt{2}\sqrt{3} \geq 196V \quad (5.12)$$

olması gerekir.

Rüzgar hızına bağlı olarak V_{DC}'nin 196 V ile 250 V arasında olabileceği öngörüldüğünden V_{DC}'nin tepe değeri 250V olarak alınmıştır. Buna göre, DC bara geriliminin ölçülmesi için (5.10) nolu denklemden R1, 25kΩ bulunur. DC gerilimde; tepe akım, etkin akıma eşit olduğu için ölçüm direncinin hesabı;

$$R_M = \frac{3V}{25mA} = 120\Omega \quad (5.13)$$

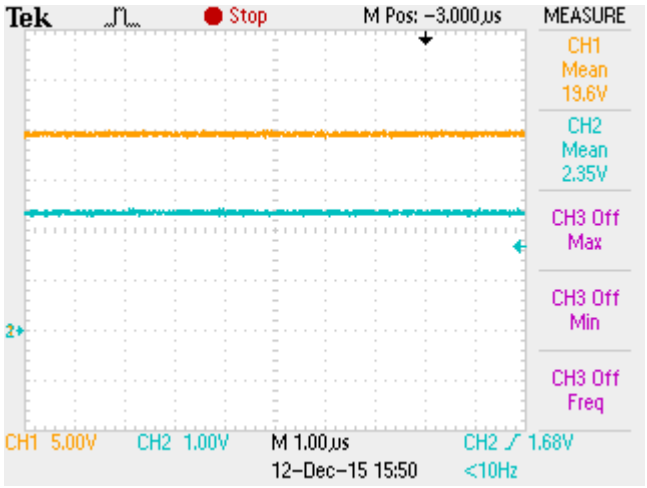
bulunur. Yani, UVDGM'nin doğru çalışabilmesi için ADC'ye girilebilecek minimum değer denklem (5.14) ile hesaplanabilir.

$$V_{ADC} = \frac{3V * 196V}{250V} = 2.35V \quad (5.14)$$

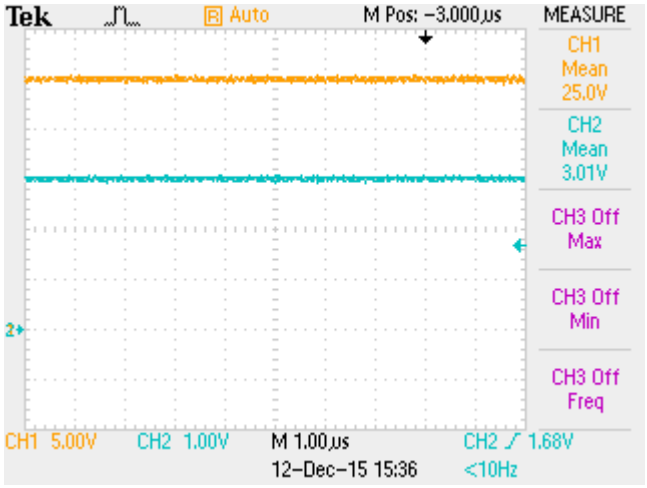
5.3.1.2. ADC giriş gerilimlerinin ayarlanması

TMS320F28335'in ADC'si 0–3 V arasındaki analog bilgileri sayısal bilgilere dönüştürebilir. DC-bara ölçümünde, ADC'ye 2.35–3 V arasında pozitif gerilimler verildiğinden herhangi bir işlem yapmadan DSP'nin ADC girişlerine doğrudan uygulanabilir.

Şekil 5.43'te 196 V (x10 ölçüm kademesinde) DC-bara gerilimi ve bu değer için 2.35 V olan gerilim sensörünün çıkış değeri görülmektedir. Şekil 5.44'te ise 250 V (x10 ölçüm kademesinde) DC-bara gerilimi ve bu değer için 3 V olan gerilim sensörünün çıkış değeri verilmektedir. Burada elde edilen sensör çıkış değerleri DSP'nin ADC girişine uygulanmıştır.

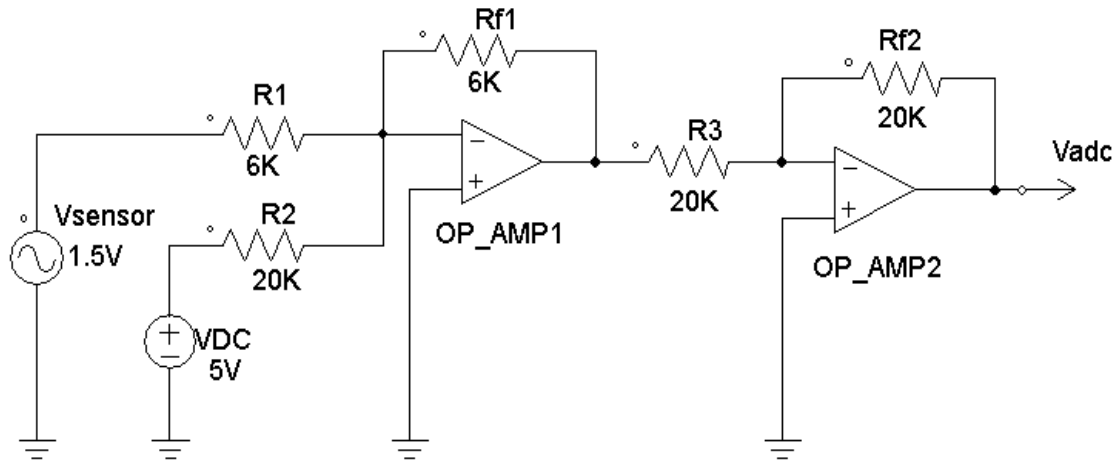


Şekil 5.43. 196 V'lik DC-bara gerilimi (x10, sarı) ve sensör çıkış değeri (x1, mavi)



Şekil 5.44. 250 V'lik DC-bara gerilimi (x10, sarı) ve sensör çıkış değeri (x1, mavi)

AC gerilimlerin ölçülmesinde, AC gerilimlerin negatif alternans kısımları ADC tarafından okunamaz. Bu nedenle, AC ölçüm değerlerinin ADC'nin işlem yapacağı aralığa ayarlanması mecburidir. 3-fazlı şebeke gerilimleri ölçülürken sensör çıkış gerilimleri ±1.5 V olmaktadır. Bu değerlerin 0–3 V aralığına ayarlanması için ölçüm sonuçlarına +1.5 V DC gerilim ilave edilmesi gerekmektedir. Bu amaçla, Şekil 5.45'teki devre tasarlanmıştır.



Şekil 5.45. Ölçüm değerlerine DC gerilim ekleme devresi

Şekil 5.45'teki devrede iki adet, çıkışı kısa devre korumalı, yüksek empedanslı JFET girişli, yüksek çevirme oranına ve düşük girişli bias akımına sahip STMicroelectronics firmasının TL082 kodlu ve her biri içinde iki adet Op-Amp bulunan entegre elemanı kullanılmıştır. Birinci Op-Amp, eviren (inverting) toplayıcı devresidir ve çıkışında gerilimin formülü Kirchhoff Akım Kanunu'ndan faydanarak denklem (5.15)'teki gibi ifade edilmiştir.

$$V_{o1} = - \left[V_{sensor} \frac{Rf1}{R1} + V_{DC} \frac{Rf1}{R2} \right] \tag{5.15}$$

Şekil 5.45'teki eleman değerlerini (5.16) nolu denklemde yerine koyulursa;

$$V_{o1} = - \left[(-1.5V \sim 1.5V) \frac{6K}{6K} + 5V \frac{6K}{20K} \right] = -3\ V \sim 0\ V \tag{5.16}$$

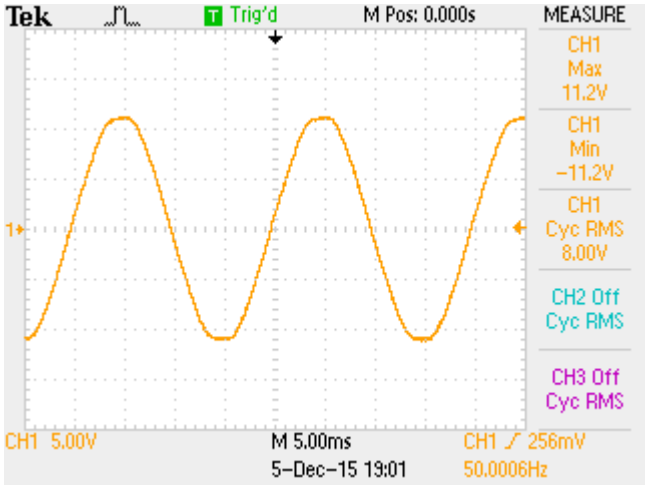
elde edilir. Çıkış gerilimine +1.5 V DC eklenmesine karşın eviren Op-Amp'tan dolayı çıkış işareti terslenmiştir. İşareti pozitife çevirmek için gerilim seviyesini değiştirmeden ikinci bir eviren Op-Amp kullanılması gerekir. Bundan dolayı yükseltme katsayısını 1 yapmak için Şekil 5.45'teki Rf2 ve R3 direnç değerleri eşit seçilmelidir. (5.17) nolu denklemde değerler yerine koyulursa;

$$V_{adc} = - \left[V_{o1} \frac{Rf2}{R3} \right] \tag{5.17}$$

$$V_{adc} = - \left[(-3V \sim 0V) \frac{20K}{20K} \right] = 0\ V \sim 3\ V \tag{5.18}$$

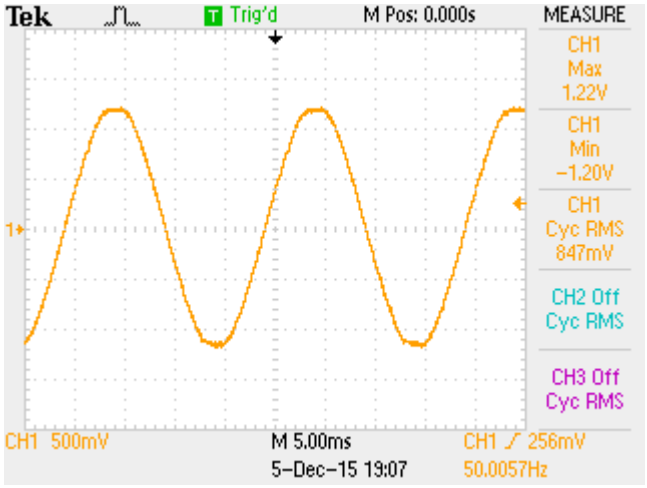
bulunur ve bu çıkış gerilimi ADC girişine uygun hale getirilmiş olur.

Bu çalışmada, şebeke gerilimi olarak 80 V kullanıldı ve bu gerilim 3-fazlı bir oto-trafo ile elde edildi. Şekil 5.46'da A-fazına ait şebeke gerilimi görülmektedir (x10 kademesinde ölçüm alınmıştır). Sensörler 100 V'ye göre ayarlanmasına rağmen şebeke gerilimi 80 V olarak seçildiği için ±1.5 V sensör çıkış gerilimleri, Şekil 5.47'deki gibi (±1.5 V*80 V/100 V) = ±1.2 V aralığında olmaktadır. Şekil 5.48'de ise aynı faza ait şebeke gerilimi ile sensör çıkış gerilimi eğrileri aynı eksende verilmiştir ve faz farkının oluşmadığı görülmektedir.

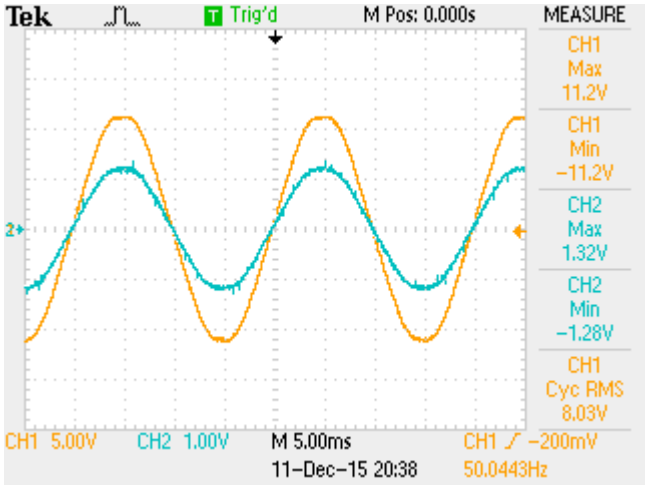


Şekil 5.46. A-fazına ait şebeke gerilimi (x10)

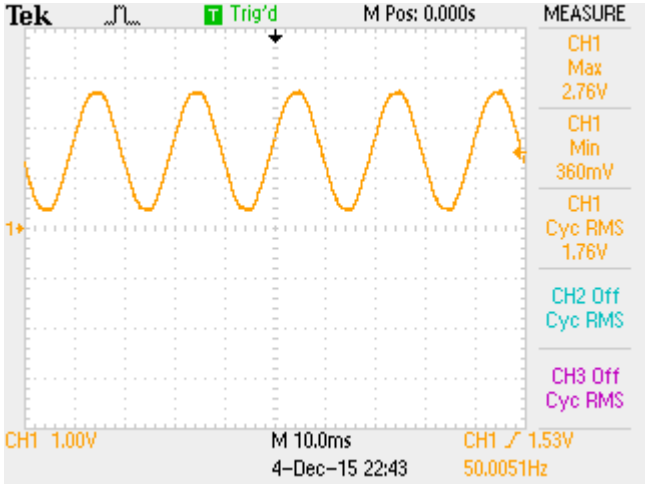
Şekil 5.49'da ise uygulamadaki ölçme kartından alınan bir faz için ADC giriş gerilimi verilmiştir. Sensör çıkış gerilimleri, ±1.2 V aralığına ayarlandığı için +1.5 V'lik DC eklendiğinden ADC giriş gerilimleri (0.3~2.7 V) arasında dalgalanmaktadır.



Şekil 5.47. A-fazına ait sensör çıkışı (x1)

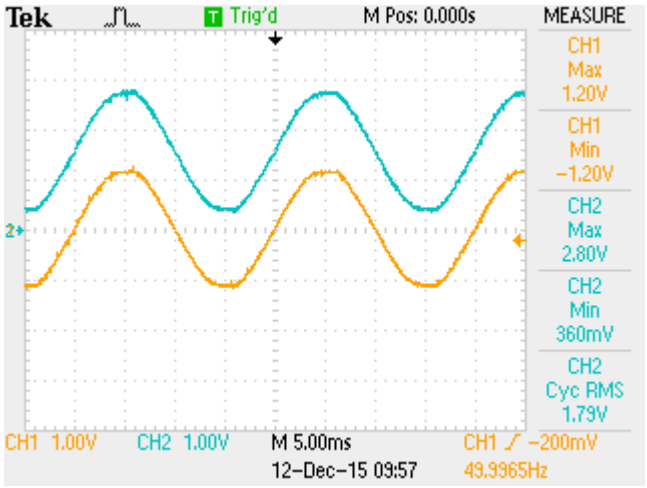


Şekil 5.48. Şebeke gerilimi (x10, sarı) ile sensör çıkış gerilimi (x1, mavi)

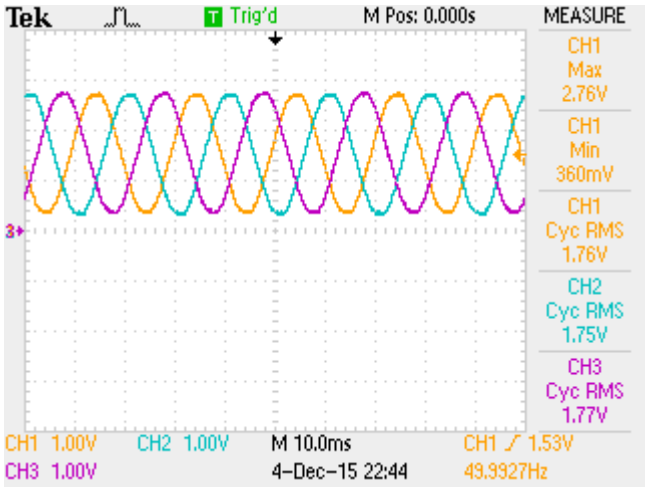


Şekil 5.49. ADC giriş gerilimi

Şekil 5.50'de aynı faza ait sensör çıkış gerilimi ile ADC giriş gerilimi grafikleri aynı ekranda verilmiştir. Şekil 5.51'de ise üç faz için ADC giriş gerilimleri gösterilmiştir.



Şekil 5.50. Sensör çıkış gerilimi (x1,sarı) ve ADC giriş gerilimi (x1, mavi)



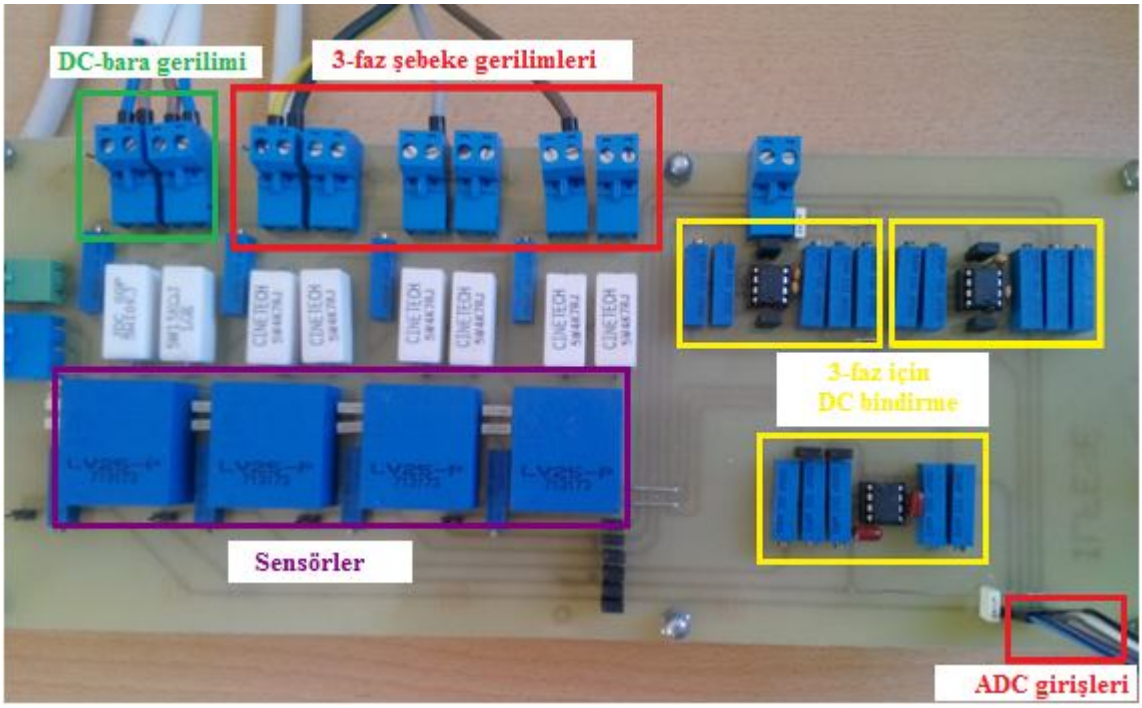
Şekil 5.51. Üç faz ADC giriş gerilimleri (x1)

DC gerilim ekleme devresinde, Op-Amp'lar simetrik güç kaynağı ile (±12 V) beslenmektedir. Yani, sensörün besleme kaynağı ile aynı olacak şekilde seçilmiş ve bu sayede gereksiz güç kaynağı kullanımının önüne geçilmiştir. Ayrıca, bu güç kaynağı, anahtarlamalı modda (Switching Mode Power Supply, SMPS) çalışan ızgara tipi bir kaynaktır. Şekil 5.52'de bu çalışmaada kullanılan anahtarlamalı güç kaynağının görüntüsü verilmiştir.

Op-Amp çıkışındaki gerilimlerde, besleme kaynağından dolayı oluşabilecek parazitlenmelere karşı (Cheng and Yuan, 2011) Op-Amp beslemesine (+Vcc ve -Vcc girişleri ile toprak arasına) birer adet 100 nF'lik kutupsuz kondansatör bağlanmıştır. Bu kondansatörler, sensör ölçüm değerlerinin daha kararlı olmasını sağlamıştır. Şebeke ve DC bara gerilimlerinin pratik olarak ölçülmesi için Şekil 5.53'teki ölçme kartı tasarlanmıştır.



Şekil 5.52. Anahtarlamalı güç kaynağı



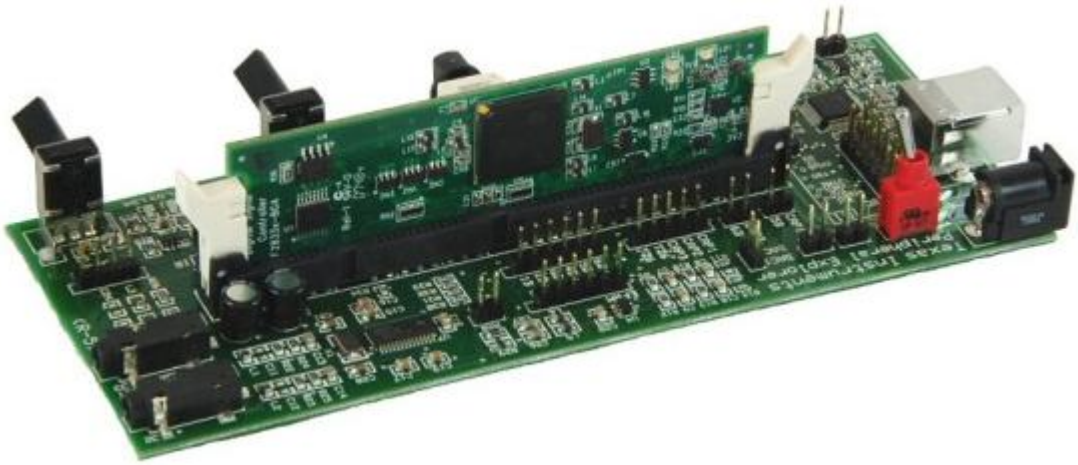
Şekil 5.53. Gerilim ölçme kartı

5.3.2. Dijital sinyal denetleyici kartı

Uygulamada, Texas Instruments (TI) firmasının üretmiş olduğu TMDSPREX28335 DSP kartı kullanılmıştır. Şekil 5.54'te görülen bu DSP kartı, TMS320F28335 dijital sinyal işleyici (**D**igital **S**ignal **P**rocessor, **DSP**) ve gömülü bilgisayar çevre birimlerini birleştiren tek bir cihazdır (Anonymous, 2012a).

Güçlü matematiksel hesaplama yeteneklerinden dolayı gelişmiş gerçek zamanlı kontrol sistemlerinde DSP'ler tercih edilmektedir. Ayrıca, kullanımının ve programlamanın kolay olması, fiyatlarının düşük olması, mantıksal uygulamalarının hızlı olması, birden fazla giriş-çıkış (I/O) portu olması, ek belleğe ya da I/O elemanına ihtiyaç duymadan çalışabilmesi de diğer tercih edilme sebepleridir. Bu avantajlarından dolayı bilgisayar kontrollü elektronik sistemlerin denetiminde DSP'lerden yararlanılmasında büyük artış olmaktadır (İmat, 2011).

DSP kartı, tek bir kılıf içerisinde FLASH, ROM, RAM gibi hafıza birimlerine; I2C, CAN, SPI, McBSP, SCI, Paralel I/O gibi haberleşme birimlerine; TIMER, PWM, ADC, QEI gibi güç elektroniği uygulamalarında yaygın kullanılan donanım kaynakları yanında, DSP hafızasına gömülmüş tabloları ve ayrı donanımları olan yazılım makroları içeren geniş bir kütüphaneye sahiptir (İnal, 2012).



Şekil 5.54. DSP kartının genel görünümü

TI firmasının C2000 ailesi DSP'ler sundukları yüksek işlem hızı ve güç elektroniği uygulamalarına özel tasarlanmış donanım kaynakları ile karmaşık kontrol algoritmalarının gerçekleştirilmesine olanak sağlar. Sabit noktalı (fixed-point) aritmetik

işlem yapan işlemcilerde IQ dönüşüm işlemleri uygulanmaktadır. Maalesef, dönüştürme işlemlerinde hatalar oluşabilmekte ve ayrıca zaman kaybedilmektedir. TMS320F28335 işlemcisi ise gerçekte kayan noktalı (floating-point) aritmetik işlem yapmaktadır. Bu sayede, dönüşüm işlemleri olmadan doğrudan işlem yapılabilmektedir.

Bu DSP'lerin aynı zamanda en önemli özelliği çok hızlı erişimli yonga (chip) üzerine yerleşik flash bellektir, böylece kod, harici belleğe gerek olmaksızın yapı içerisinde çalıştırılabilir. Ayrıca, bu aygıtlar aynı yapıda çok sayıda kontrol ve iletişim çevrebirimlerine sahip çok hassas, çok hızlı ADC'ler içerir (Yazıcı, 2008).

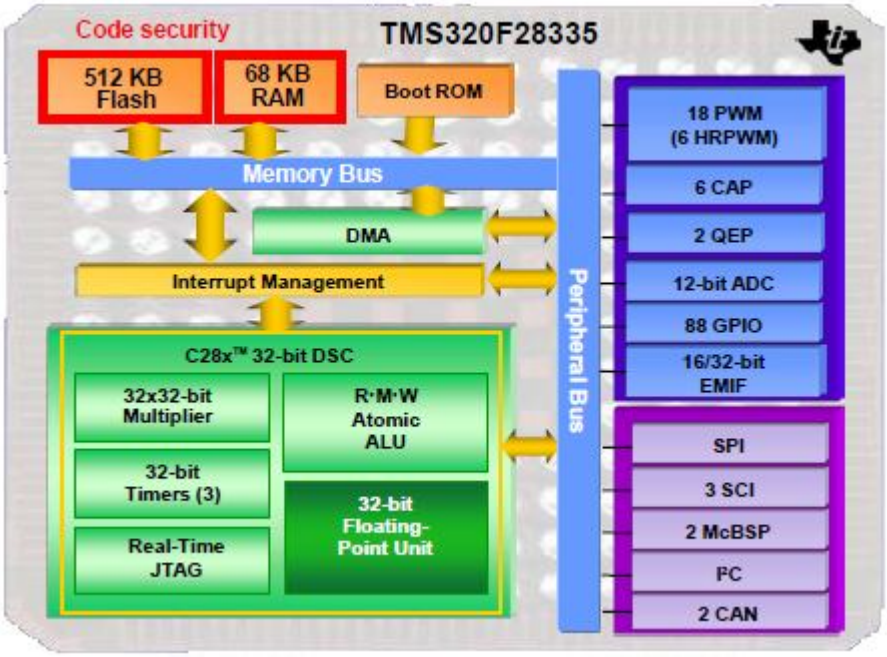
DSP'ler, 1970'li yılların sonlarından günümüze dek çok geniş bir uygulama alanına sahip olmuşlardır. Başta, mühendislik tasarım ve analiz çalışmaları olmakla beraber otomotiv sanayinde, endüstriyel tasarımlarda, sayısal haberleşme, görüntü işleme (fotoğraf inceleme, medikal görüntüleme, teşhis amaçlı görüntüleme vb.), veri sıkıştırma ve güç sistemi uygulamalarında, deneysel çalışmalarda, laboratuvar prototip geliştirme çalışmalarında, görüntülü konferans, radar, yer hareketleri kaydı ve analizi, spektral analiz, simülasyon ve modelleme, süreç izleme ve kontrol, filtreleme, vb. çok geniş bir alanda sık kullanılmaktadır. Ayrıca elektrik makinelerinin hız, moment ya da konum denetiminde yüksek hız ve doğruluk gerektiren uygulamalarda tercih edilir. Güç elektroniği sürücü düzeneklerinde kullanılan yarı iletken anahtarların daha hızlı ve daha karmaşık denetimleri, sürekli gelişen mikroişlemci teknolojisiyle daha kolay yapılabilmektedir. Özellikle vektör tabanlı denetim sistemleri yüksek hızlı ve doğruluklu işlem başarımına ihtiyaç duymaktadır. Bu nedenle günümüzde DSP, elektrik makinelerinin vektör tabanlı denetim sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır (Yazıcı, 2008; İmat, 2011).

Uygulamaya göre kullanılacak DSP'nin çevresel aygıtlarının, belleğinin ve çalışma hızının yeterli olması gerekmektedir. Uygulamalarda en çok tercih edilen DSP'lerin mikro işlemcilere göre en önemli üstünlükleri ADC, PWM, SPI, yeniden yazılabilir hafıza gibi farklı çevresel birimleri içermesidir (İmat, 2011).

TMS320F28335 işlemcili DSP'nin blok diyagramı Şekil 5.55'te verilmektedir ve temel özellikleri şu şekilde sıralanmaktadır (Anonymous, 2012a; Anonymous, 2012b).

- Yüksek performanslı 32-bit CPU
- 150 MHz işlem hızı
- 6.67 ns 32x32-bit MAC (Media Access Control) işlem zamanı

- IEEE-754 tek-duyarlıklı (single-precision) kayan–noktalı (floating-point) aritmetik işlemli
- Altısı yüksek çözünürlüklü DGM olmak üzere 18 adet DGM çıkışına sahip ePWM (Enhanced Pulse Width Modulator) modül
- 12-bit 16 kanallı 80 ns çevrim süresine sahip ADC (Analog Digital Converter) modül
- 9 adet 16-bit ve 8 adet 32-bit zamanlayıcı
- 88 adet genel amaçlı I/O (GPIO) portları
- 2 adet QEI (Quadrature Encoder Interface) modül
- 6 kanallı DMA (Direct Memory Access) özelliği
- C/C++ ve Assembly programlama desteği



Şekil 5.55. DSC kartının blok diyagramı

5.3.2.1. TMS320F28335 DSP programlama

TI firmasının ürettiği F28335 işlemcisi, C/C++ ve Assembly dillerinde programlanabilir. Güç elektroniği sistemlerinin kontrol uygulamaları için programların yazılması zaman alıcı ve zorlayıcı olabilmektedir. Yeni nesil DSP geliştirme araçlarının sahip olduğu otomatik kod oluşturma özellikleriyle program yazma sorun olmaktan çıkmış ve mühendisler kontrol yöntemlerine odaklanmışlardır. Program geliştirme

araçlarının en çok bilinenlerinden ve kullanılanlarından birisi de MATLAB/Simulink programıdır. MATLAB/Simulink'in benzetim kısmında sisteme ait model, ayrık zamanlı ve gerçek zamanlı çalışmaya uygun olarak tasarlanırsa bu modelden C kodu elde edilebilir. Programlama dillerinde yazılan kodun veya benzetim programından oluşturulan otomatik kodların işlemciye yüklenebilmesi Code Composer Studio (CCS) programı ile mümkün olmaktadır (Kesler, 2006; İmat, 2011).

Sayısal güç uygulamalarında ADC ve DGM (PWM) modülleri DSP içerisinde en önemli çevre birimlerdir (Yazıcı, 2008). Uygulamada sadece ePWM ve ADC modülleri kullanıldığı için bu modüllere ilişkin daha ayrıntılı bilgiler verilmiştir. Ayrıca MATLAB/Simulink 2013b sürümünde sistemin modeli oluşturulduğu için Simulink'te kullanılan blokların nasıl ayarlandığına da yer verilmiş ve nihayetinde Code Composer Studio V5 (CCSv5) sürümü ile oluşturulan kodlar işlemciye yüklenmiştir.

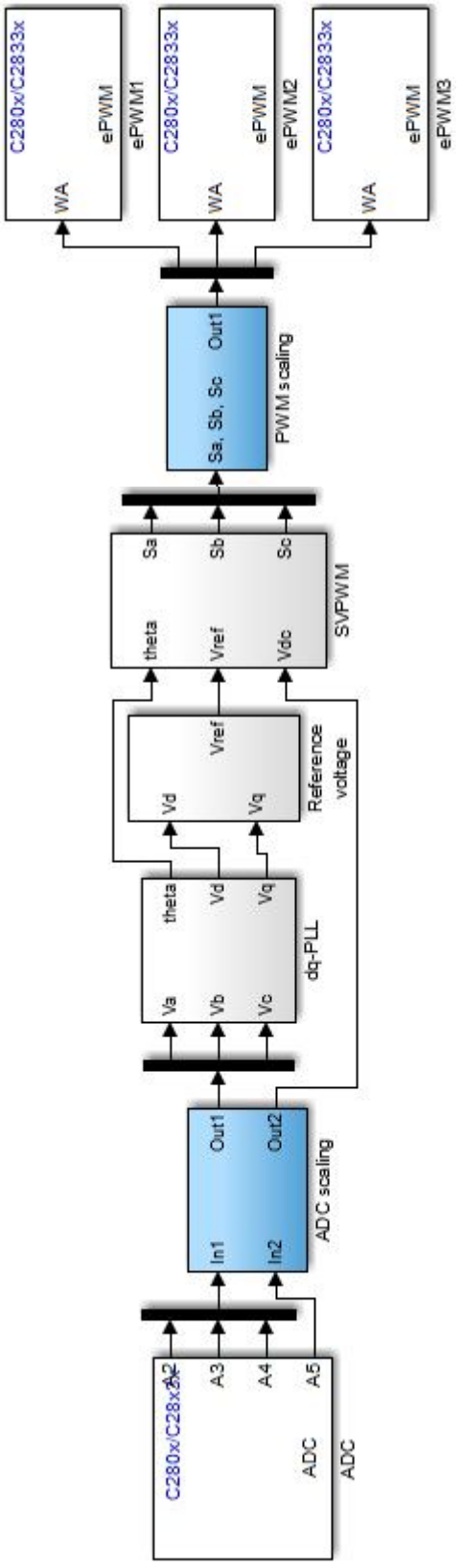
Şekil 5.56'da MATLAB/Simulink'te işlemciye yüklenecek programın gerçek zamanlı modeli oluşturulmuştur. Şekil 5.5'teki benzetim modelinden farkı, gerçek ADC ve ePWM modüllerinin kullanılmasıdır. ADC ve ePWM modülleri dışındaki diğer bloklar benzetimde kullanılan modelle aynı olmaktadır.

5.3.2.2. ADC modülü

TMS320F28335 gelişmiş bir ADC modülüne sahiptir. ADC modülü genel anlamda, denetleyici ile gerçek dünya arasında bir etkileşim sağlar. Sıcaklık, nem, basınç, akım, hız ve ivme gibi çoğu fiziksel sinyaller analog sinyallerdir. Uygun bir algılayıcı vasıtasıyla hemen hemen tüm bu sinyaller V_{min} ile V_{max} arasında elektriksel gerilim olarak ifade edilebilir. Örneğin, 0-3 V arasındaki gerilimler, orijinal sinyal ile orantılı bir şekilde değişmektedir. ADC'in amacı ise bu analog gerilimleri sayısala çevirmektir. Analog giriş gerilimi (V_{in}), ikilik tabandaki basamak sayısı (n) ve analog girişin sayısal karşılığı (D) arasındaki ilişki denklem (5.19) ile verilmiştir.

$$V_{in} = \frac{D\,(V_{ref+} - V_{ref-})}{2^n - 1} + V_{ref-} \tag{5.19}$$

V_{ref+} ve V_{ref-} referans gerilimlerdir ve analog gerilim aralığını sınırlandırmak için kullanılmaktadır. Herhangi bir giriş gerilimi bu referans gerilimlerin dışında ise doymuş bir dijital sayı üretecektir. Tüm gerilimler limitleri aşmayacak şekilde tasarlanmalıdır.



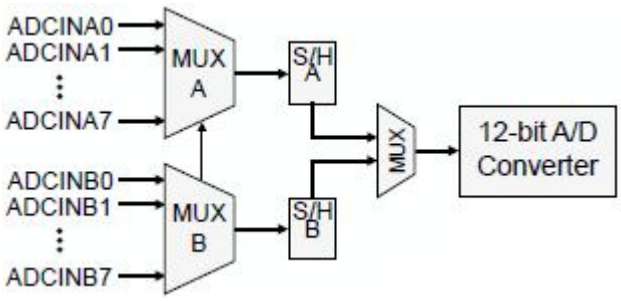
Şekil 5.56. Ana programın modellenmesi

F28335 işlemcisinde; V_{ref-} 0 V'ye, V_{ref+} ise +3 V'ye ayarlanmalıdır. F28335'in dahili ADC'si 12-bit çözünürlüğe sahiptir. Tüm bu değerler denklem (5.19)'da yerine konursa denklem (5.20) elde edilmiş olur (Anonymous, 2012c).

$$V_{in} = \frac{D * 3V}{4095} \tag{5.20}$$

Kullanılan DSP'ni ADC'si 12-bit çözünürlükte sinyal algılayabilir. Bu da referans geriliminin 4095'te biri kadar gerilimleri algılayabilmesi demektir. Sistemde referans gerilimi 3 V'dir. Böylece bit başına gerilim çözünürlüğü 3V/4095=0.732 mV olmaktadır.

Pek çok uygulamada, birden fazla analog giriş sinyalinin sayısala dönüştürülmesi gerekir. Bundan dolayı, analog gerilimleri dönüştürmek için F28335, 16 kanallı olarak donatılmıştır. Şekil 5.57'de ADC çalışma yapısı gösterilmektedir. ADC her biri 8 adet analog girişi olan iki adet çoklayıcıya (multiplexer) sahiptir. Bu 16 sinyal dahili olarak çoğullanır ve ardışık işlem yapması sağlanır. Bir dönüşüm gerçekleştirmek için ADC, dönüşüm işlemi sırasında analog giriş geriliminde, V_{in}, hiçbir değişiklik olmadığından emin olmak zorundadır. Aksi takdirde dönüştürme işlemi hatalı olur. Dahili bir örnekleme ve tutma birimi (sample and hold unit, s&h) bu işin üstesinden gelir. F28335, birbiriyle paralel çalışabilecek iki adet örnekleme-tutma birimine sahiptir. Bu, iki adet giriş sinyalinin (örneğin, 3-fazlı bir sistemde iki farklı akım veya aynı faza ait gerilim ve akım değerleri) aynı zamanda dönüştürülmesine imkân tanır (Anonymous, 2012c).



Şekil 5.57. ADC blok yapısı

Ayrıca, F28335 ADC'si 16 aşamalı bir otomatik olay sıralayıcı (auto-sequencer) yeteneğine sahiptir. Bunun anlamı, daha önceki kanallar tamamlandıktan sonra ADC bir sonraki giriş kanallarının dönüşümünü otomatik olarak devam ettirir. Bu sayede ölçüm dizisinin ortasında dijital sonuçlar almak zorunda kalınmaz ve görev dizinin sonunda

tek bir kesme hizmeti yordamı (interrupt service routine) tarafından yürütülür (Anonymous, 2012c).

ADC modülü CPU üzerindeki iş yükünü azaltacak DMA (Direct Memory Access) özelliğini destekler. ADC modülü 0-3 V analog giriş gerilimi ölçme aralığında çalışmaktadır ve 3 V'in üzerindeki değerlerinde 3 V giriş için verdiği dönüşüm sonucunu vermektedir. 12-bit ADC'de maksimum değer 1111 1111 1111 = FFF = 4095 olmaktadır. O halde analog giriş değerlerine karşılık gelecek sayısal değerler Çizelge 5.2'deki gibi ifade edilebilir (İnal, 2012).

Çizelge 5.2. ADC dönüşüm sonucu

Analog Giriş Gerilimi (V_{in})	Dijital Değer
$V_{in} =< 0V$	0
$0V < V_{in} < 3V$	$4095 \frac{(V_{in} - ADCLO)}{3}$
$V_{in} >= 3V$	4095

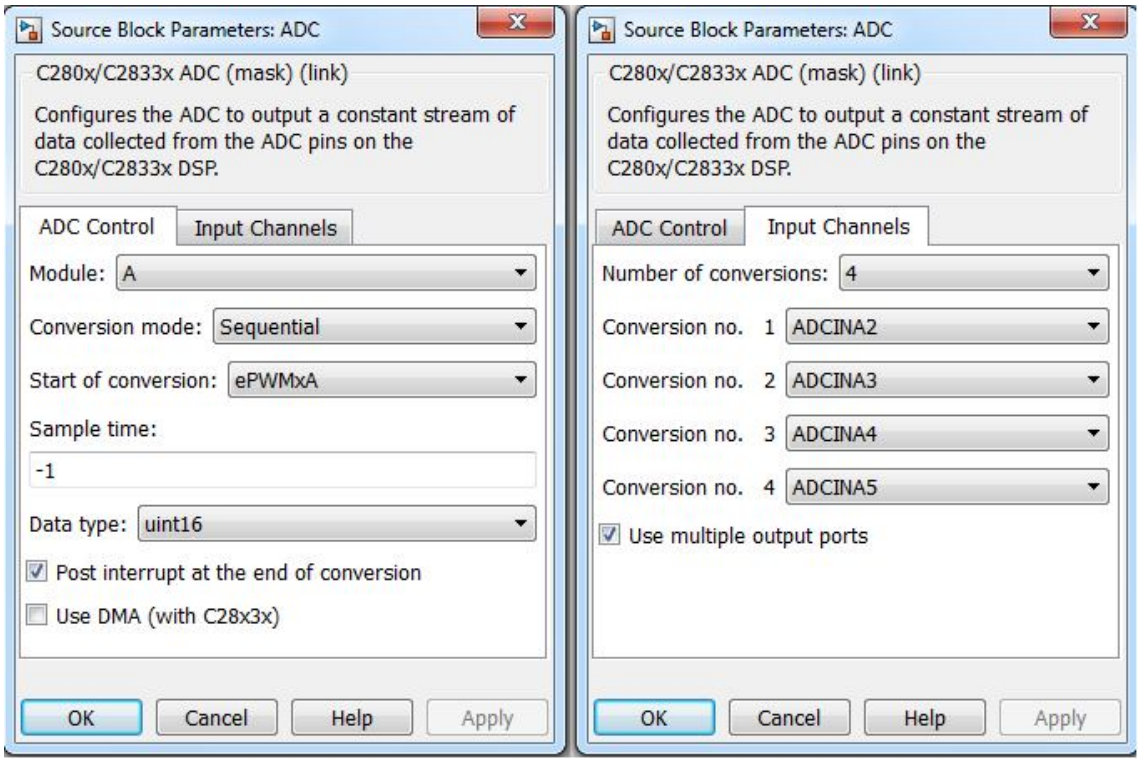
Çizelge 5.2'de verilen ADCLO (ADC düşük referans giriş), DSP üzerinde analog GND'ye bağlanır ve bu değer de 0 V olarak alınmaktadır.

ADC modülü 12.5 MSPS (Mega Sample Per Second) örnekleme hızına ve 80 ns maksimum çevrim zamanına sahiptir. Örnekleme hızının yüksek olması özellikle sinüsoidal sinyallerin ölçülmesinde büyük yarar sağlamakta ve ölçüm hatalarını minimum seviyeye indirgemektedir.

Şekil 5.56'daki ana programın modelinde yer alan ADC modülünün ayarları gösterilmektedir. Programın işlemcide çalıştırılması sırasında ADC'nin A, B veya A ve B modüllerinden hangisinin kullanılacağı, dönüştürme-modunun (conversion mode) ne seçileceği, ADC'nin dönüşüme-başlamasını (start of conversion) neyin tetikleyeceği ve okunacak analog girişlerin sayısı ve analog sinyalin hangi giriş-kanalına (input-channels) bağlanacağı ayarlanmalıdır.

Şekil 5.58'de soldaki pencereden A veya B modüllerinden hangilerinin kullanılacağı seçilmelidir. Sistemde, sadece modül A seçilmiştir ve bu yüzden de A modülüne ait 1-8 arasında giriş kanalları mevcuttur. Uygulamada, ADC ile üç faza ait faz-nötr gerilimleri ve DC-bara gerilimi olmak üzere toplamda 4 adet parametre örneklenmektedir. Bu nedenle, sağdaki pencerede giriş kanalları (input channels) bölümü altında dönüşüm sayısı (number of conversions) 4 olarak ve hangi ADC kanallarının kullanılacağı belirlenmektedir. Şebekenin A-fazı için ADCINA2, B-fazı

için ADCINA3, C-fazı için ADCINA4 ve DC-bara için ADCINA5 kanalları seçilmiştir. TMDSPREX28335 DSP kartı üzerinde ADC'nin sadece 2-5 arasındaki kanalları mevcut olduğundan 1, 6, 7 ve 8 nolu kanallar kullanılamamıştır.



Şekil 5.58. ADC blok parametrelerinin ayarlanması

F28335 ADC'si sıralı (sequential) ve eşzamanlı (simultaneous) olmak üzere temel olarak iki farklı çalışma moduna sahiptir. Sistemde sıralı çevrim modu kullanılarak örneklenecek olan 4 adet kanal sırasıyla örneklenerek çevrim sonunda ADC kesmesi üretilmektedir. Burada ADC ayarları 4 adet kanalı art arda çevrim yapacak şekilde ayarlanmıştır. Yani bir çevrimde 2 kanalın çevrimi aynı zamanda yapılamaz, fakat eşzamanlı mod seçilseydi yapılabilirdi. ADC'nin çevrime başlaması (start of conversion); yazılımsal (software), ePWM modülü tarafından veya harici ADC dönüşüm başlatma sinyali (XINT2_ADCSOC) kullanılarak yapılabilir. Sistemde ADC'nin çevrime başlaması ePWMxA modülü tarafından donanımsal olarak tetiklenmektedir. İlaveten, ADC'nin veri tipi (data type) uint16 seçilmelidir. Uint16, işaretsiz (pozitif) ve 16-bitlik sayı üretir. Yani, ADC girişlerine 0-3 V arasında pozitif gerilimler uygulanabildiği için işaretli sayı (pozitif ve negatif, int16) seçilmez. Ayrıca, 12-bitlik ADC 16-bitlik sayı üretmektedir. Böyle olmasına karşın ADC, 0-65535 yerine 0-4095 arasında sayılar üretmektedir.

5.3.2.3. ePWM modülü

F28335'in ePWM modülü, standart 12-adet 16-bit PWM ve yüksek çözünürlüklü 6-adet 24-bit PWM (HRPWM) modlarına sahip çok gelişmiş ve genişletilmiş bir modüldür. Modül ePWMxA ve ePWMxB olmak üzere iki adet çıkış kanalına sahiptir ve her biri de zaman-tabanlı (time-base), sayıcı-karşılaştırma (counter-compare), ölü-zaman (dead-band), olay-tetikleyici (event-trigger) gibi alt-modüllerden oluşmaktadır (Anonymous, 2012d).

ePWM modülünün en önemli özelliklerinden biri yazılımsal etkileşim olmadan ADC işlemini başlatabilme yeteneğidir (Anonymous, 2012d). ePWM modülü, bağımsız/tümleyen (independent/complementary) PWM modlarını destekler, kanallar arasında ölü zaman süresi (dead-time) ayarlanabilir. Ayrıca ePWM modülü ADC gibi DMA özelliğini desteklemesi ile CPU üzerinde fazla iş yükü oluşturmadan ve daha az kaynak tüketerek çalışabilir (İnal, 2012).

ePWM modülü, her bir anahtarlama çevriminde iletim oranını güncellemek için tasarlanmıştır. Yani, bir sonraki anahtarlama yapılmadan önce karşılaştırma değerleri tampon belleğe (buffer) yüklenir ve sonra yeni anahtarlama çevrimi geldiğinde güncellenir (Yazıcı, 2008).

5.3.2.3.1. Zaman-tabanlı alt-modül

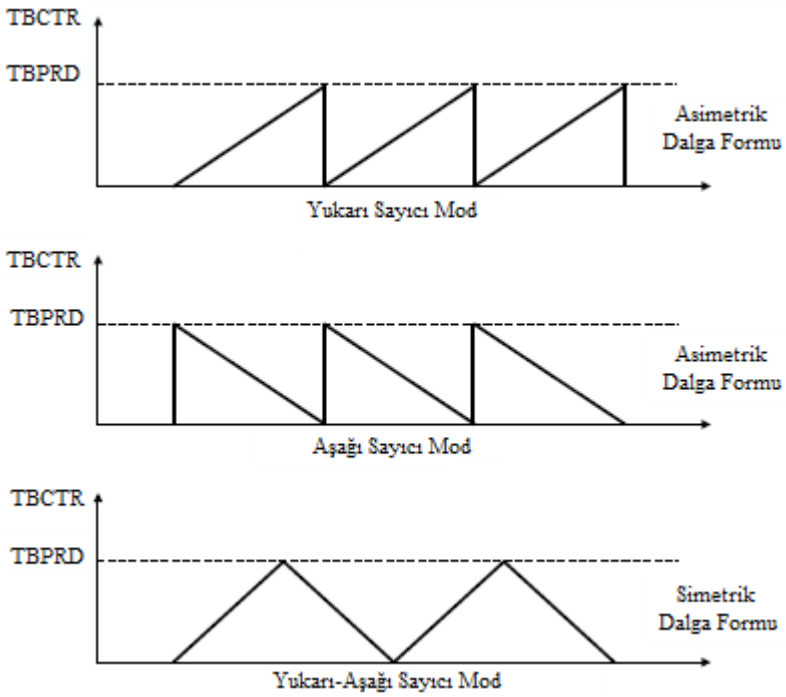
ePWM modülünün olay zamanlamasının yürütüldüğü yerdir. Bu modülün temel görevlerinden biri, sistemin saatine (clock) uygun olarak DGM'nin zaman-tabanlı saatini belirlemektir. DGM'nin zaman-tabanlı saati, ePWM modülü içerisindeki tüm olayların zamanlamasını düzenlemek için kullanılır. Zaman-tabanlı saatin periyodu (T_{TBCLK}), sistem saati periyodu ($T_{SYSCLCKOUT}$) ile denklem 5.21'deki gibi ölçeklendirilebilir (Cheng and Yuan, 2011).

$$T_{TBCLK} = T_{SYSCLKOUT} * CLKDIV * HSPCLKDIV \quad (5.21)$$

Burada CLKDIV (Clock-Divider) ve HSPCLKDIV (High-Speed-Clock-Divider), zaman-tabanlı saatin periyodunu ölçeklendirmek için kullanılan zaman bölücülerdir.

Her bir ePWM modülü zaman-tabanlı üç farklı sayma-modlarından (counting-mode) birisiyle çalıştırılabilir. Bu modlar; yukarı (count-up), aşağı (count-down) ve

yukarı-aşağı sayım modlarıdır. Bu sayım modları Şekil 5.59'da gösterilmekte olup yukarı veya aşağı sayım modları seçildiğinde asimetrik DGM dalga şekli üretilir, yukarı-aşağı sayım modu seçildiğinde ise simetrik DGM dalga şekli elde edilir (Anonymous, 2012d).



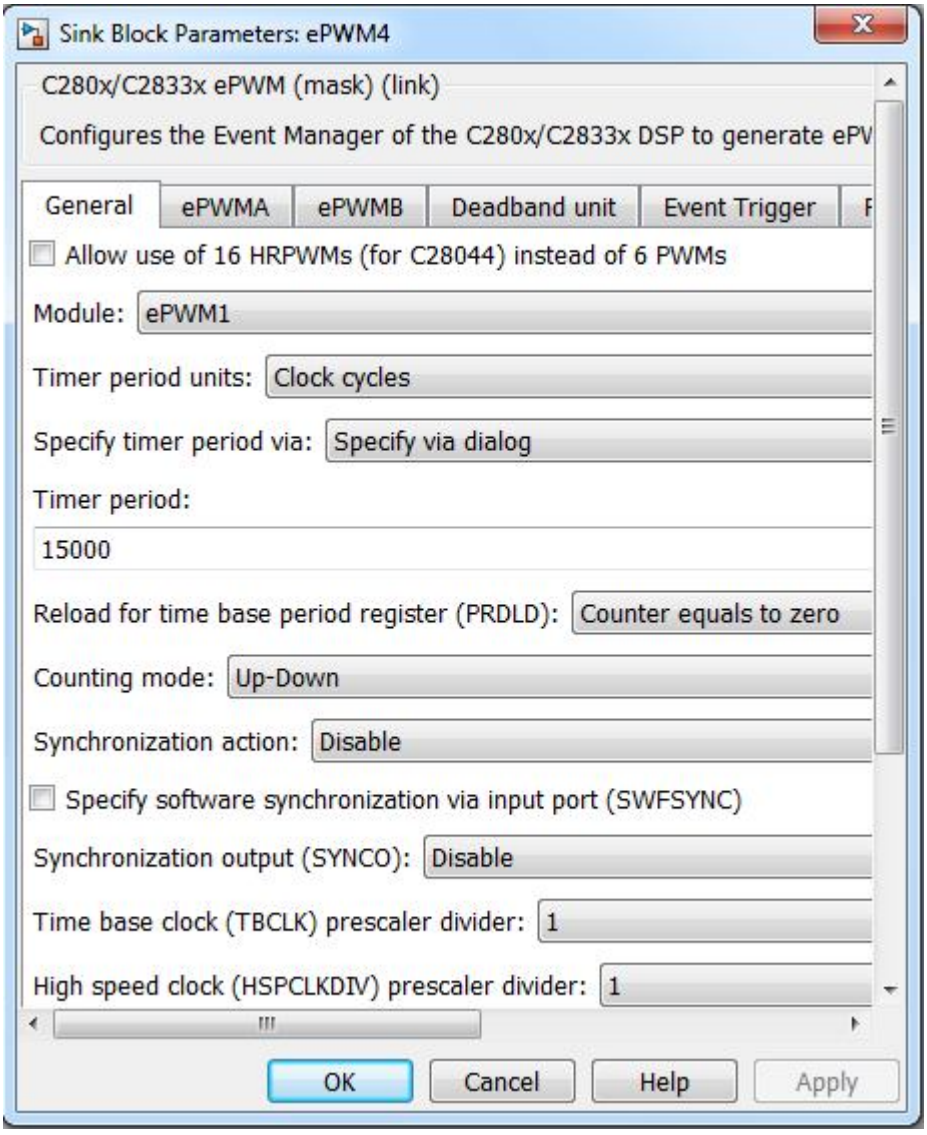
Şekil 5.59. ePWM sayma modları

Uygulamada yukarı-aşağı sayım modu seçilmiştir ve Şekil 5.60'da ki ePWM blok ayarlarında da görülmektedir. Simetrik dalga modunda, sayıcı sıfırdan TBCTR (Time Base Counter) = TBPRD (Time Base Period) eşitliğine kadar yukarı saymaya başlar. Ondan sonra sayıcı değeri sıfıra kadar aşağı doğru sayar ve bir sayma periyodu meydana gelir.

İstenen DGM frekansını elde etmek için TBPRD değerinin uygun bir şekilde belirlenmesi gerekir. Yukarı-aşağı sayıcı için TBPRD ile DGM frekansı (f_{PWM}) arasındaki ilişki aşağıda gösterilmiştir (Cheng and Yuan, 2011).

$$T_{PWM} = 2 * TBPRD * T_{TBCLK} \tag{5.22}$$

$$f_{PWM} = \frac{1}{T_{PWM}} \tag{5.23}$$



Şekil 5.60. ePWM bloğu ve genel ayarları

Burada T_{PWM}, DGM periyodunu temsil etmektedir. Bu değerlere göre TBPRD denklem (5.24)'teki gibi elde edilebilir.

$$TBPRD = \frac{1}{2} \frac{f_{SYSCLKOUT}}{f_{PWM} * CLKDIV * HSPCLKDIV} \quad (5.24)$$

Bu denklemden anlaşılacağı üzere DSP sistem saat frekansı ve arzu edilen DGM frekansı bilindiği takdirde zaman-tabanlı periyot kolay bir şekilde ayarlanabilir.

Uygulamada, DGM frekansı (f_{PWM}) olarak 5 kHz seçilmiştir. Sistem saat frekansı ($f_{SYSCLKOUT}$) F28335 işlemcisi için 150 MHz'dir. Şekil 5.60'da görüldüğü gibi zaman bölücüler CLKDIV ve HSPCLKDIV 1 olarak seçilmiştir. Denklem (5.24)'te bu değerler yerine konularak TBPRD belirlenmiştir.

$$TBPRD = \frac{1}{2} \frac{150MHz}{5kHz * 1 * 1} = 15000 \quad (5.25)$$

Unutulmamalıdır ki TBPRD 16-bitlik bir kaydedicidir ve bu yüzden TBPRD'nin maksimum değeri $2^{16} - 1 = 65535$ olması gerekir (Anonymous, 2012d).

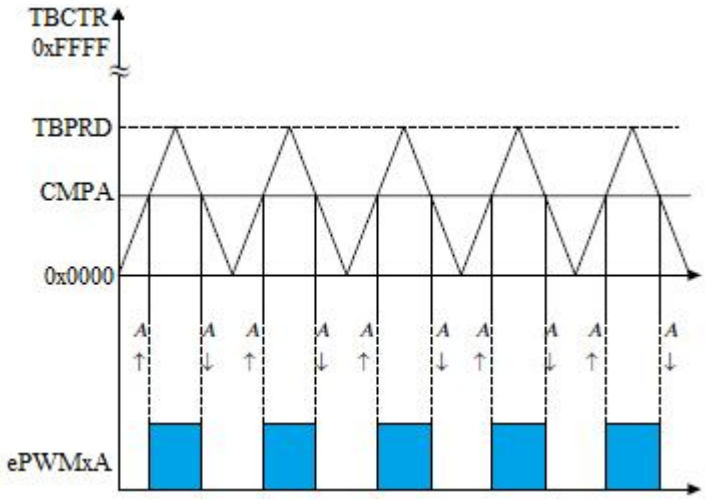
5.3.2.3.2. Genel ePWM modülü ayarları

Şekil 5.60'da ePWM modülünün genel ayarları verilmiştir. ePWM1-ePWM16 arasında çıkış kanalı seçilebilir. Zamanlayıcı periyod birimi (timer period units), saat çevrimi (clock cycles) veya saniye cinsinden zaman (seconds) seçilebilir. Zamanlayıcı periyod birimi, saat çevrimi seçildiğinde zamanlayıcı periyodu (timer period) 5 kHz'lik DGM sinyali üretmek için denklem (5.25)'te hesaplandığı gibi 15000 girilir. Eğer, zamanlayıcı periyod birimi, saniye olarak seçilirse yukarı-aşağı sayıcı özelliğinden dolayı istenen DGM periyodunun yarısı girilmesi gerekir. DGM frekansı 5 kHz, DGM periyodu 0.0002s olması istendiği için zamanlayıcı periyodu 0.0001s girilir.

5.3.2.3.3. Sayıcı-karşılaştırma alt-modül

Sayıcı-karşılaştırma alt-modül, taşıyıcı dalga (TBCTR) ile sayıcı-karşılaştırma kaydedicisinde tutulan referans değerin (CMPA) karşılaştırılmasından meydana gelir (Morales, 2014). İki dalganın karşılaştırılması sonucu oluşan sabit darbe genişlikli

DGM dalga formu Şekil 5.61'de gösterilmektedir. Bu modülde iki adet sayıcı-karşılaştırma kaydedicisi vardır. Sayıcıdaki (TBCTR) değer artmaya başlayıp CMPA veya CMPB değerine ulaştığında DGM sinyalinin yükselen kenarı oluşur. Sayıcı TBPRD değerine ulaşır ve sayıcı bu kez aşağı doğru saymaya başlar. Sayıcıdaki değer tekrar CMPA veya CMPB değerine ulaştığında DGM sinyalinin düşen kenarı meydana gelir (Morales, 2014). Uygulamada sadece bir adet karşılaştırıcı gereksinimi olduğundan CMPA tercih edilmiştir.



Şekil 5.61. Sayıcı-karşılaştırma olayı ve DGM sinyal oluşumu

5.3.2.3.4. Sayıcı-karşılaştırma ePWM modülü ayarları

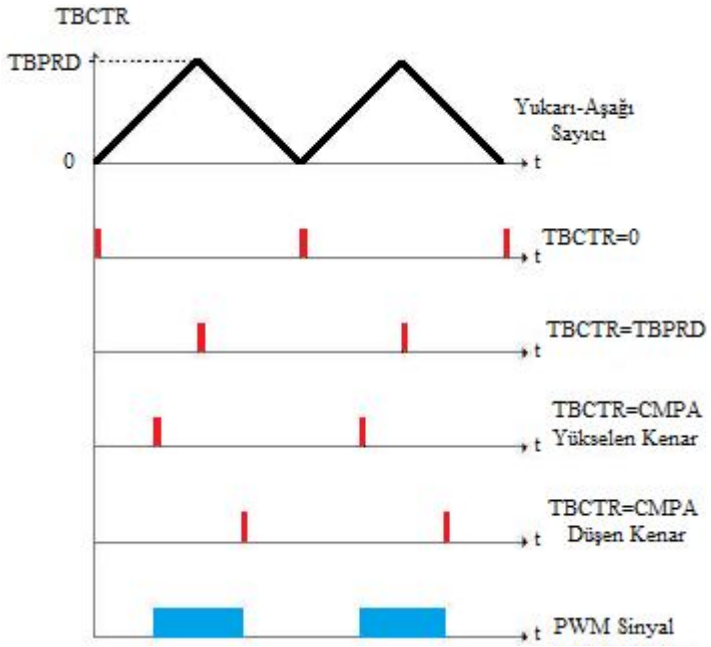
Bu kısımda olay döngüsünün TBCTR=0, TBCTR=TBPRD, TBCTR=CMPA veya TBCTR=CMPB olması durumlarında tetiklenmesi sağlanabilir. Bu durumlara ilişkin grafikler Şekil 5.62'de görülmektedir.

Uygulamada sayıcının, karşılaştırma A kaydedicisine eşit olduğu durum olan TBCTR=CMPA eşitliği alınmıştır. Bu yüzden, Şekil 5.63'teki sayıcı-karşılaştırma ayarları aşağıdaki gibi seçilmiştir.

- ✓ Sayıcı, sıfır iken olay yok. (Action when counter = ZERO: Do nothing)
- ✓ Sayıcı, periyoda eşit iken olay yok. (Action when counter = period (PRD): Do nothing)
- ✓ Sayıcı yukarı sayarken CMPA değerine eşit ise olay başlar. (Action when counter = CMPA on up-count (CAU): Set)

- ✓ Sayıcı aşağı sayarken CMPA değerine eşit ise olay sonlanır. (Action when counter = CMPA on down-count (CAD): Clear)
- ✓ CMPB kullanılmadığı için olay yok.

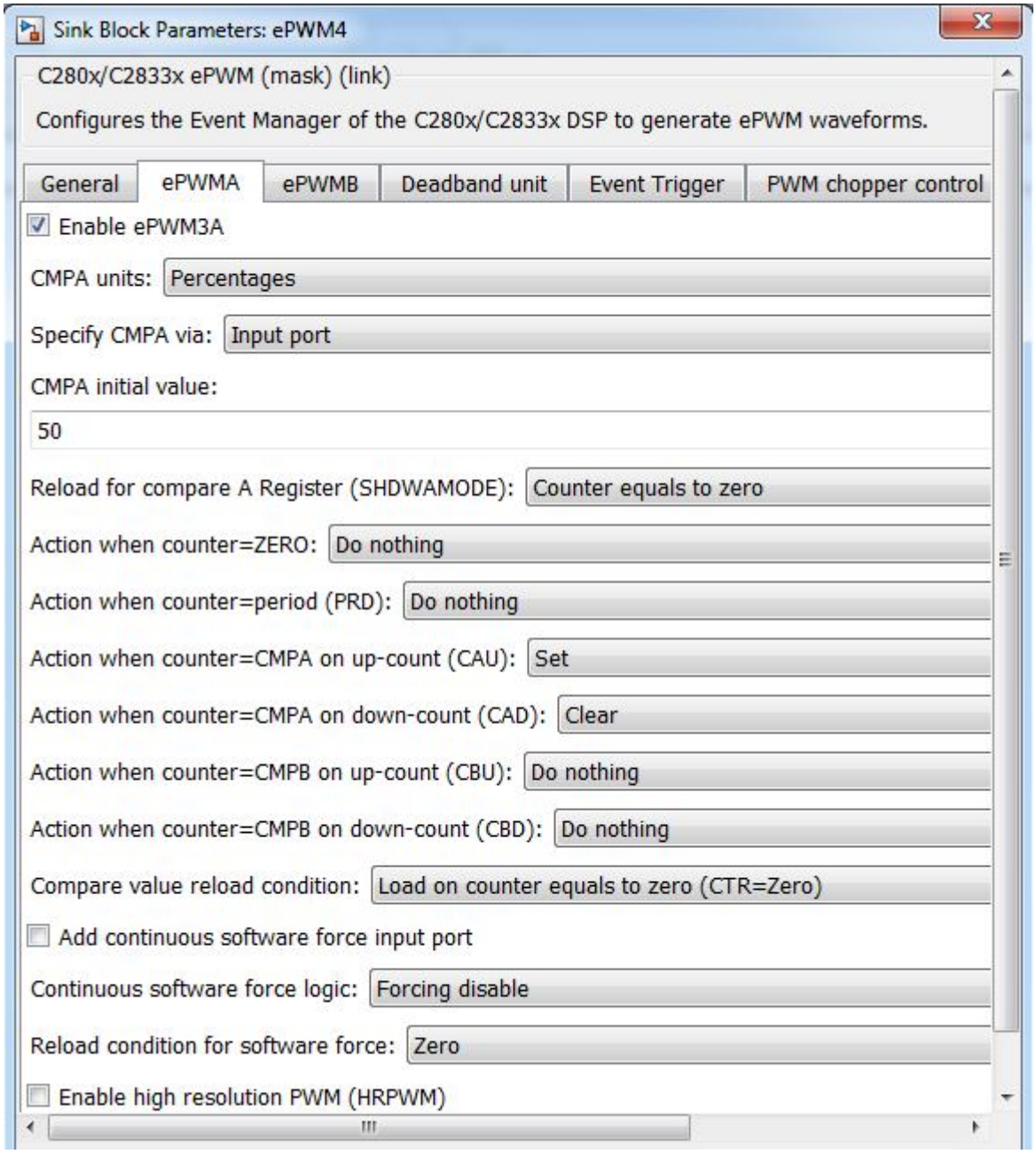
Ayrıca, DGM sinyallerinin iletim oranlarını yüzdelik ayarlamak için CMPA birimi yüzdelik olarak girilmiştir ve CMPA'nın başlangıç değeri (initial value) % 50 alınmıştır.



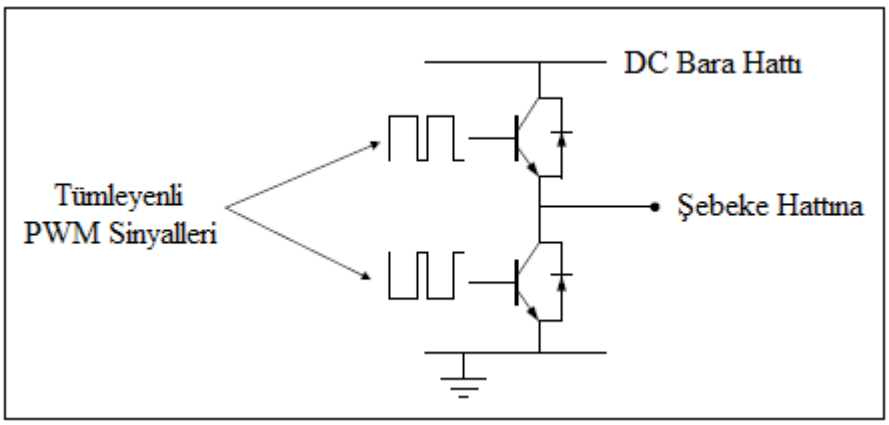
Şekil 5.62. DGM sayıcıları ve üretilen sinyal

5.3.2.3.5. Ölü-zaman alt-modül

Eviricide, aynı kola bağlı IGBT'ler eş-zamanlı olarak iletimde olursa DC-bara hattı kısa devre olmaktadır. DC-bara hattının kısa devre olmasıyla beraber IGBT'ler de kısa devre akımından etkilenerek ve yüksek miktarda güç harcayarak zarar görmektedir. Şekil 5.64'te olduğu gibi üstteki IGBT'ye uygulanan DGM sinyalinin tümleyeni aynı kolda yer alan alttaki IGBT'ye uygulanırsa üstteki IGBT kesime gitmeden alttaki IGBT iletime girebilir ve eş-zamanlı iletim gerçekleşebilir. Bu olayı engellemek için eviricide iletim ve kesim anlarında mutlaka ölü-zaman süresi bırakılmalıdır. Gerekli olan bu ölü zaman IGBT'nin açılıp kapanma karakteristiğine ve özel uygulamadaki yükün karakteristiğine bağlıdır (Kesler, 2006; Yazıcı, 2008; Şerefoğlu, 2014).



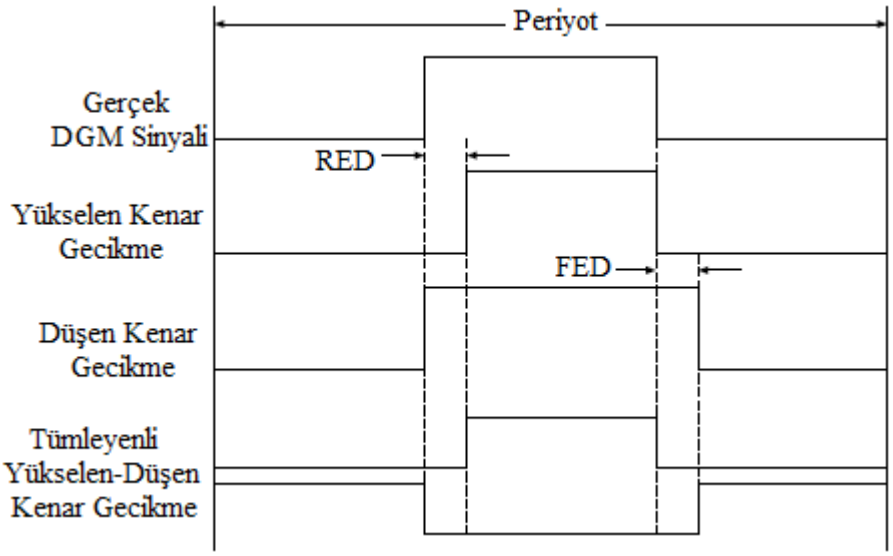
Şekil 5.63. ePWM modülünün sayıcı-karşılaştırma ayarları



Şekil 5.64. Aynı koldaki IGBT'lerin sürülmesi

Aynı kolda bulunan IGBT'lerin sürülmesi için en pratik çözüm, tümleyenli DGM işaretlerinin DSP'de ölü zamanlı olarak üretilmesidir. F28335'in ölü zaman alt modülü sayesinde bu işlem donanımsal olarak gerçekleştirilebilmektedir. F28335 işlemcisinde bunun için özel kayıtçılar ve mantıksal birimler vardır. İşlemcide ölü zaman üretimi için öncelikle ölü zaman mantık birimi etkinleştirilmelidir. Daha sonra güç devresindeki IGBT'nin iletime geçme ve kesime gitme süreleri göz önüne alınarak uygun ölü zaman süreleri ayarlanmalıdır (Yazıcı, 2008; Şerefoğlu, 2014).

ePWM modülünün ölü zaman alt modülü, farklı modlarda ayarlanabilir. Bu modlar Şekil 5.65'te gösterilmektedir. Birinci işaret gerçek DGM sinyalini, ikinci işaret yükselen kenar gecikmeli (Rising Edge Delayed, RED) DGM sinyali, üçüncü işaret düşen kenar gecikmeli (Falling Edge Delayed, FED) DGM sinyali ve dördüncü ile beşinci işaret ise hem yükselen hem de düşen kenar gecikmeli (Active High Complementary, AHC) DGM sinyalini temsil etmektedir.



Şekil 5.65. ePWM ölü zaman modları

Uygulamada, IGBT'nin kataloğuna bakılarak ölü zaman süresi 3 µs olarak programlanmıştır. Bu ölü zaman süresi, ePWM modülüne 3 µs şeklinde girilemez. Bu yüzden bu süreye karşılık gelecek 0-1023 arasında sayısal değer girilmelidir. Aşağıda RED ve FED değerlerinin nasıl bulunacağı formülleştirilmiştir (Anonymous, 2012d).

$$RED = T_{TBCLK} * DBRED \tag{5.26}$$

$$FED = T_{TBCLK} * DBFED \tag{5.27}$$

$$T_{TBCLK} = T_{SYSCLKOUT} * CLKDIV * HSPCLKDIV \tag{5.28}$$

$$T_{SYSCLKOUT} = \frac{1}{f_{SYSCLKOUT}} = \frac{1}{150MHz} = 6.67\ ns \tag{5.29}$$

$$CLKDIV = HSPCLKDIV = 1 \tag{5.30}$$

$$DBRED = \frac{RED}{T_{TBCLK}} = \frac{3\mu s}{6.67ns} = 450 \tag{5.31}$$

$$DBFED = \frac{FED}{T_{TBCLK}} = \frac{3\mu s}{6.67ns} = 450 \tag{5.32}$$

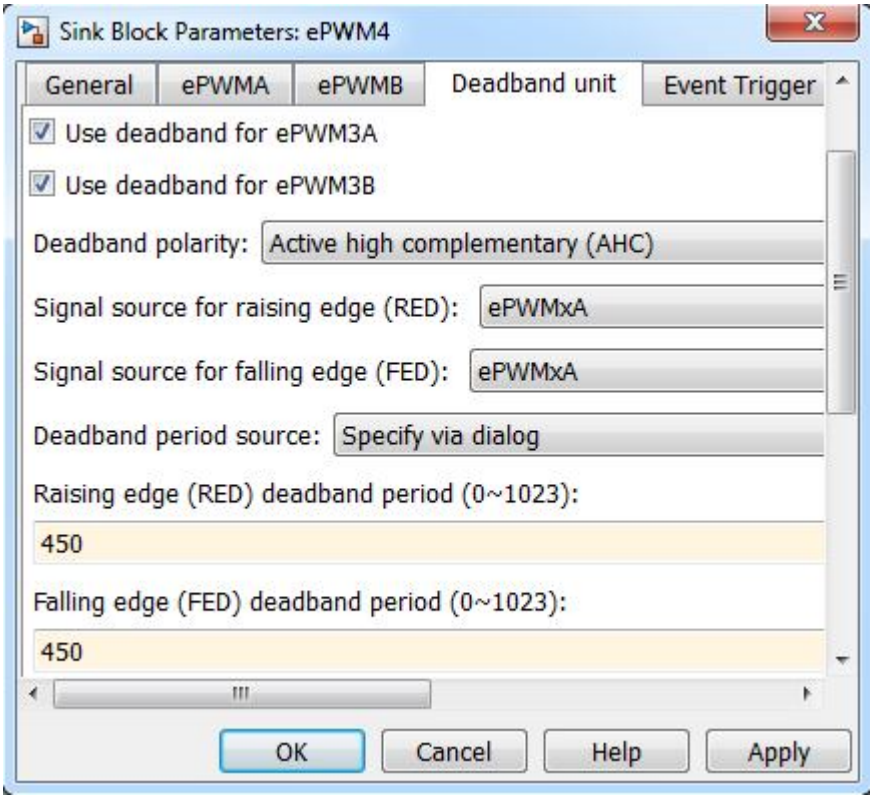
Burada; DBRED, yükselen kenardaki gecikmenin ölü zamanını (Dead Band, DB) ve DBFED, düşen kenardaki gecikmenin ölü zaman değerinin saklayan kaydedicidir.

Genellikle güç anahtarlarının iletime girme hızı, kesime gitme hızından daha yüksektir. Bu yüzden kullanılacak IGBT'nin özelliklerine bakılarak FED ve RED ölü zamanları doğru bir şekilde ayarlanmalıdır. Aksi durumlarda evirici kolunun kısa devre olması yine kaçınılmaz olabilir (Anonymous, 2012d).

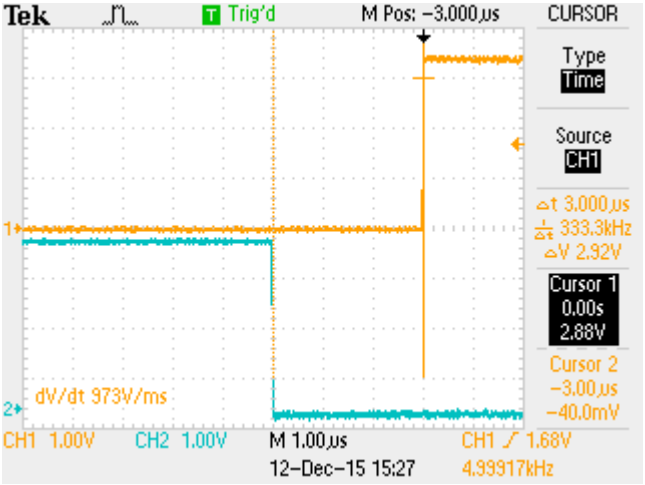
5.3.2.3.6. Ölü-zaman ePWM modülü ayarları

Şekil 5.66'de ePWM modülünün ölü zaman ayarları gösterilmektedir. Hem yükselen kenarda hem de düşen kenarda ölü zaman tercih edildiği için AHC modu seçilmiştir. Denklem (5.31) ve (5.32)'de hesaplanan DBRED ve DBFED sayısal değerleri yerlerine yazılmıştır.

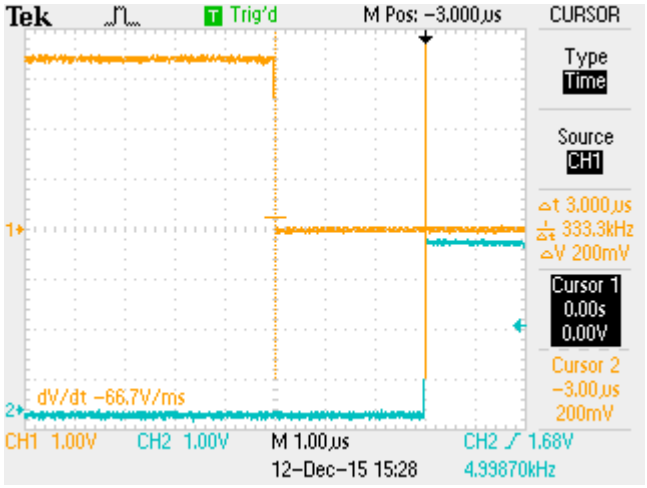
Şekil 5.67'de ve Şekil 5.68'de DSP kartından alınan ölü zaman süresi eklenmiş gerçek DGM sinyalleri gösterilmektedir. Şekil 5.67'de yükselen kenardaki ve Şekil 5.68'de düşen kenardaki ölü zaman sürelerinin 3 µs olduğu net bir şekilde görülmektedir. Şekil 5.69'da ise hem yükselen hem de düşen kenardaki ölü zamanlı tümleyenli sinyaller birlikte verilmiştir.



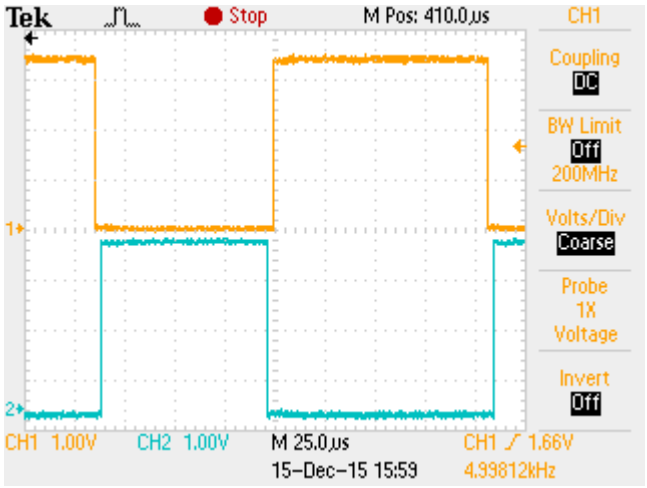
Şekil 5.66. Ölü zaman ayarları



Şekil 5.67. Yükselen kenardaki 3 µs'lik ölü zaman



Şekil 5.68. Düşen kenardaki 3 µs'lik ölü zaman



Şekil 5.69. Yükselen ve düşen kenardaki 3 µs'lik ölü zamanlar

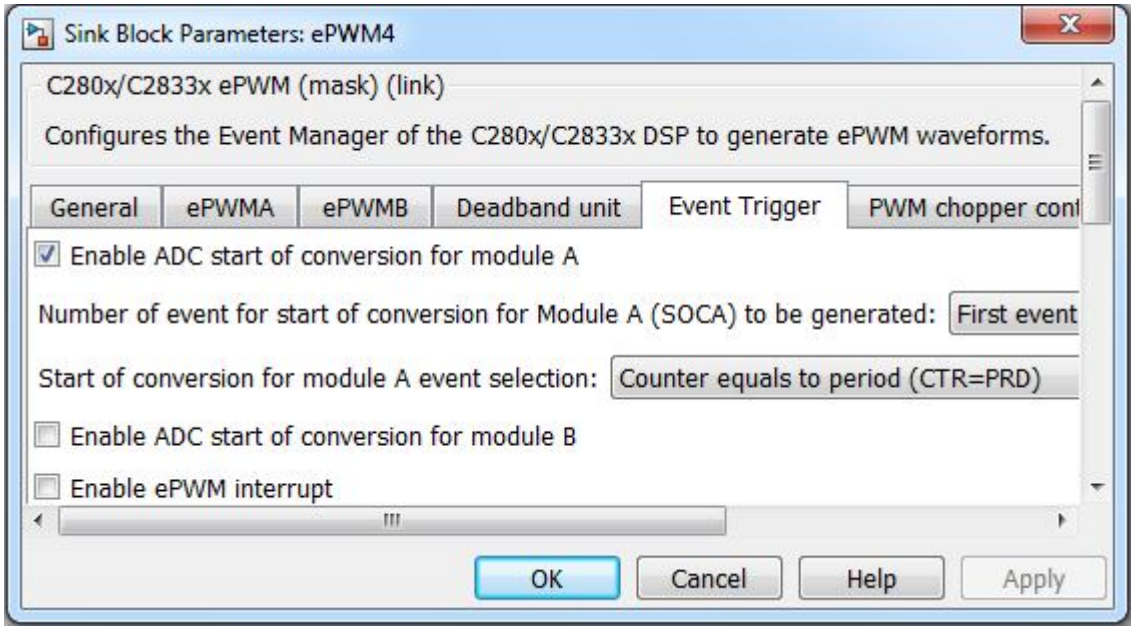
5.3.2.3.7. Olay tetikleyici alt-modül

TMS320F28335 ADC modülünün çevrime başlaması; yazılımsal, ePWM modülü tarafından veya harici ADC dönüşüm başlatma sinyali tarafından yapılabilir. Uygulamada ADC'nin çevrime başlaması ePWMxA modülü tarafından donanımsal olarak tetiklenmektedir. Böylece ePWM modülünden çevrime başlama tetiklemesi alan ADC modülü 4 adet kanalı sırasıyla örnekler. Bu sayede ADC çevrimi tamamlandıktan sonra ADC modülü kesme üreterek, programın kontrol döngüsünün koşturulduğu ADC kesmesine dallanması sağlanır. Bu kesmede eviricinin 5 kHz'de çalışan kontrol algoritması koşturulmaktadır (Yazıcı, 2008; Köseoğlu, 2014).

ADC modülünün sıra tabanlı çalışabilmesi sayesinde, örnekleme işlemine yazılım ile müdahale edilmediği için ilave zaman kazanılmaktadır. Aksi durumda her bir kanalın çevrimi için program, ADC çevriminin bitmesini bekleyerek, ADC modülü bir sonraki ADC kanalını okuyacak şekilde ayarlansaydı, sistemde ilave süre kaybı olacaktı. Bu çalışmada, 4 kanal sırasıyla örneklenir ve tüm kanallar örneklendikten sonra bir ADC çevrimi sona erer ve kesme oluşturulur (Köseoğlu, 2014).

5.3.2.3.8. Olay tetikleyici alt-modül ayarları

Şekil 5.70'de ePWM modülünün olay tetikleyici ayarları gösterilmektedir. Bu alt-modül, ePWM ile ADC modülleri arasında senkronizasyonu sağlar. Eviricinin anahtarlaması sonucu sistemde oluşan geçici durumlardan dolayı bu senkronizasyon çok önemlidir. Bundan dolayı ADC'nin, IGBT'lerin anahtarlamasına çok yakın bir zamanda çevrime başlatılması önerilmez. Yani, DGM sinyalinin yükselen veya düşen kenarına yakın bir yer olmaması gerekir (Larsson, 2008). Bu yüzden, Şekil 5.70'den de görüldüğü gibi ePWM sayıcısı sıfır iken (TBCTR = 0) değil de periyot değerine eşit iken (TBCTR = TBPRD) otomatik olarak ADC çevrimini başlatacak şeklinde ayarlanmıştır. Böylece, DGM sinyalinin tam ortasına gelecek şekilde ADC çevrimi başlatılmıştır. Bu sayede anahtarlamadan dolayı oluşacak geçici durumlar minimize edilmiş olur.



Şekil 5.70. Olay tetikleyici ayarları

5.3.2.4. Donanımsal kesme

Kesme genel anlamda, asıl işi yaparken beklenmedik bir anda bir şey tarafından bölünmek demektir. Etken ortadan kalkınca asıl iş yapmaya devam edilir. Yani, kesmeden sonra yapılan işe geri dönmektir.

Kesmeler, aniden meydana gelir ve teknik terimi ‘‘asenkron’’olarak adlandırılır. Farklı kesmelere farklı öncelik tanımlanabilir. Harici veya dahili donanımsal birimler tarafından üretilebilir (Anonymous, 2012e).

F28335, 96 adet kesme yapabilecek şekilde tasarlanmıştır. Ancak bunlardan sadece 58 tanesi kullanılabilir durumdadır (Anonymous, 2012e). Bu kesmeler, genişletilmiş çevresel kesme birimi (Peripheral Interrupt Expansion, PIE) tarafından yönetilir. PIE, kesmeleri etkinleştirebilir veya devre dışı bırakabilir, kesmelerin önceliklerini belirleyebilir ve yeni bir kesme hakkında CPU’yu bilgilendirebilir (Cheng and Yuan, 2011).

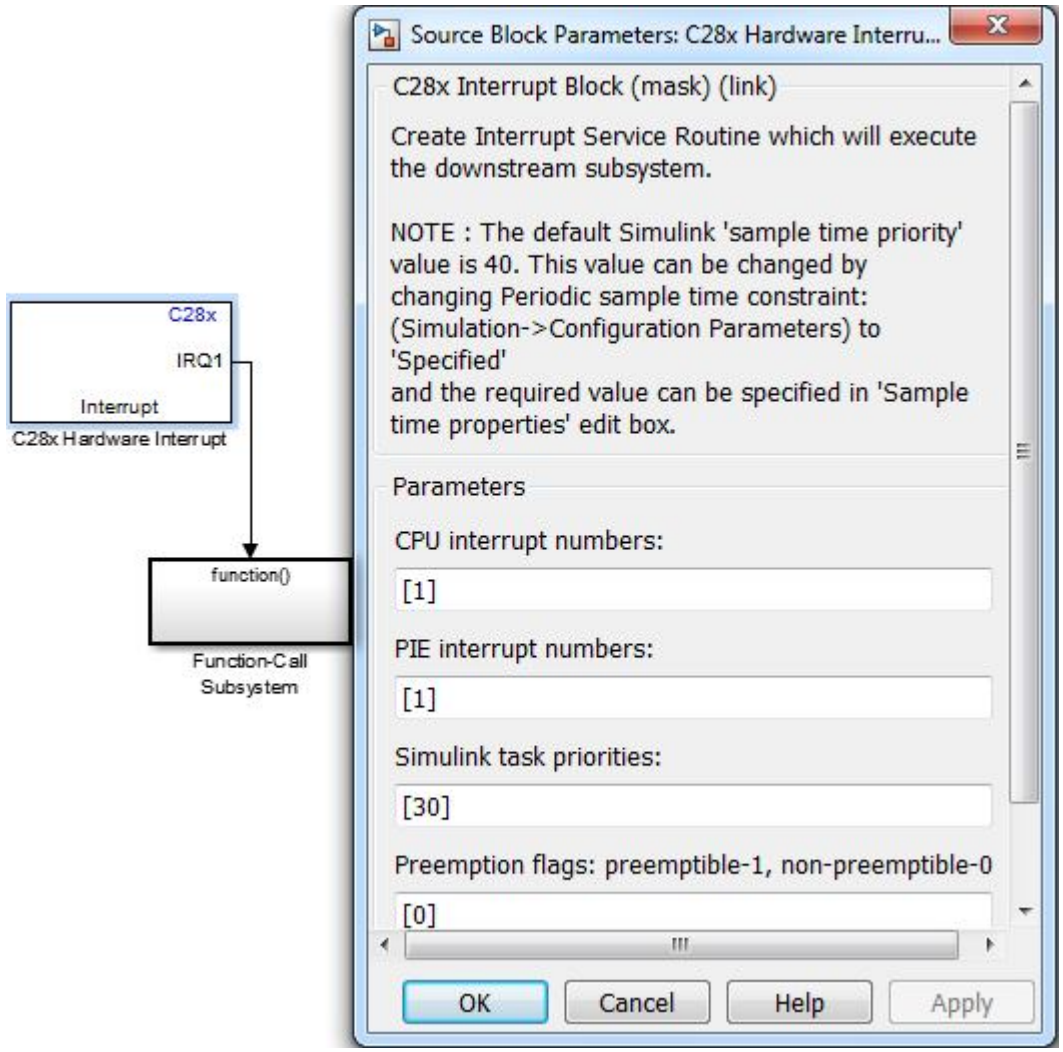
Örnek alma zamanı ve dönüştürülen sinyalin sayısal değerinin ana program tarafından hangi sıklıkla alınacağı kesme vektörleriyle belirlenir. ADC’nin örnekleme hızı ise sistem saat hızından bağımsız olarak ayarlanabilmektedir (Kesler, 2006).

Sistemdeki DGM sinyallerin frekansının 5 kHz olması için 200 μs’lik bir zaman kesme vektör yazılımı yapılmalıdır. Bir başka deyişle, ADC çevrime başlama işareti 5 kHz ile çalışan ePWM modülünden alındığı için ADC kesmesi de 5 kHz frekansında çalışmaktadır ve program 200 μs’de bir ADC kesmesine dallanarak kontrol algoritmasını periyodik olarak koşturmaktadır. Yani, kontrolü yürütecek program 200 μs içinde bir çevrimini tamamlamalıdır (Kesler, 2006; Köseoğlu, 2014).

Ayrıca sistemde ePWM sayıcısı, her periyotta, TBPRD değerine eşit olduğunda kesme meydana getirilmiştir.

5.3.2.4.1. Donanımsal kesme bloğu ayarları

Şekil 5.71’de sisteme ait kesmeleri üretecek donanımsal kesme (Hardware Interrupt) bloğu ve ayarları gösterilmektedir. Bir modelde sadece bir adet donanımsal kesme bloğu kullanılabilir. Kesme sayısı ile fonksiyonların koşulduğu alt birim (Function-Call Subsystem) sayısı eşit olmalıdır. Fonksiyon alt biriminde ana program koşulmaktadır.



Şekil 5.71. Donanımsal kesme bloğu ve ayarları

Kesmelerin ADC modülü tarafından yapılacağını belirlemek için Şekil 5.72'de gösterilen CPU ve PIE kesme numaralarına bakmak gerekir. Şekil 5.71'den görüleceği üzere CPU kesme numarası ''1'', PIE kesme numarası ''1'' olarak alınmıştır.

PIE ⇒ / CPU ⇓	8	7	6	5	4	3	2	1
1	WAKEINT (LPM/WD)	TINT0 (TIMER 0)	ADCINT (ADC)	XINT2	XINT1	Reserved	SEQ2INT (ADC)	SEQ1INT (ADC)
2	EPWM8_TZINT	EPWM7_TZINT	EPWM6_ TZINT	EPWM5_TZINT	EPWM4_TZINT	EPWM3_TZINT	EPWM2_TZINT	EPWM1_TZINT
3	EPWM8_INT	EPWM7_INT	EPWM6_ INT	EPWM5_INT	EPWM4_INT	EPWM3_INT	EPWM2_INT	EPWM1_INT
4	HRCAP2_INT	HRCAP1_INT	ECAP6_INT	ECAP5_INT	ECAP4_INT	ECAP3_INT	ECAP2_INT	ECAP1_INT
5	Reserved	Reserved	Reserved	HRCAP4_INT	HRCAP3_INT	Reserved	EQEP2_INT	EQEP1_INT

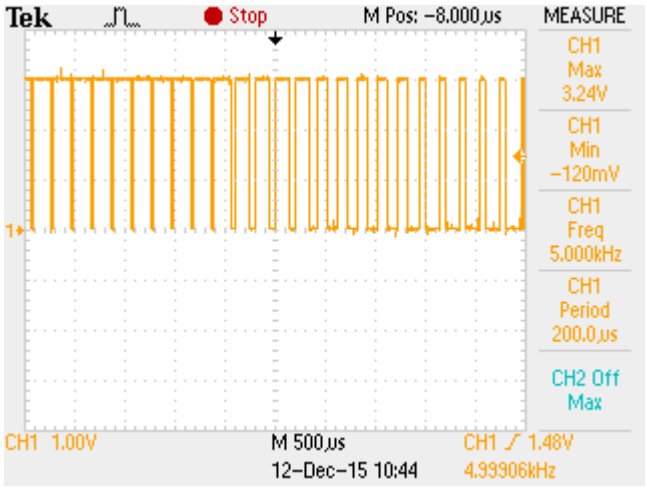
Şekil 5.72. CPU ve PIE kesme vektörleri

Bu kesme numaraları, Şekil 5.72'den anlaşıldığı gibi SEQ1INT kesmesine karşılık gelmektedir. Bu çalışmada, kesme vektörü CPU = 1, PIE = 6 olan ADCINT kesmesinin seçilmesi de aynı sonucu vermektedir.

Sonuç olarak, kesme olduğu sürece ana programdaki kontrol algoritması koşturulduğu için ADC kesmesi çok önemlidir.

5.3.2.5. Gerçek DGM sinyallerinin elde edilmesi

Şekil 5.73'te eviricinin bir kolundaki anahtara ait DGM sinyali gösterilmektedir. Anahtarlama frekansı 5 kHz ayarlandığı için osiloskopta darbelerin frekansı da 5 kHz olarak ölçülmüştür.



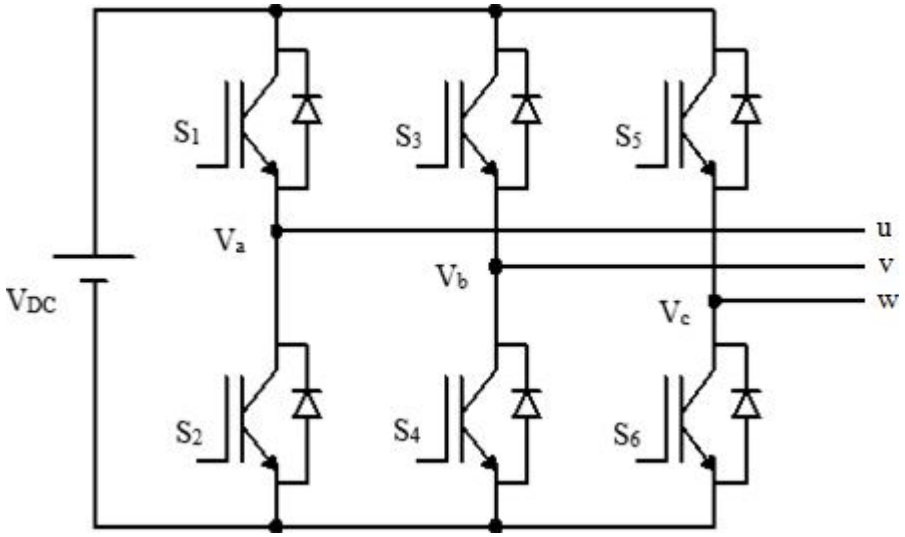
Şekil 5.73. DGM sinyal üretimi

5.3.3. IGBT güç modülü

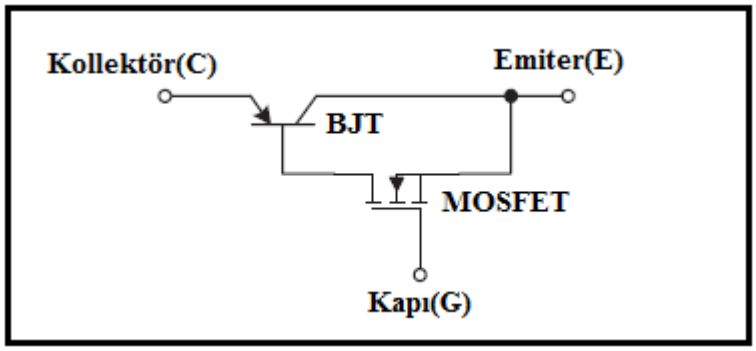
Şekil 5.74'te görüldüğü gibi 3-faz evirici devresinde 6-adet IGBT anahtarı bulunmaktadır. Sistemde, V_{DC} kaynak yerine generatörden üretilen AC enerjinin doğrultulup kapasitörler ile filtrelenmesi sonucu kapasitörler üzerindeki DC gerilim kullanılmıştır. Kapasitörler üzerindeki gerilim, DC-bara gerilimi olarak da adlandırılmaktadır.

Şekil 5.74'te görüldüğü gibi eviricide her IGBT'ye ters paralel bağlı bir diyot bulunmaktadır. IGBT tek yönlü akım geçirdiğinden (kollektörden emitere doğru) bu diyot ters yönde akan akım için bir yol sağlar (İşen, 2011).

Şekil 5.75'te ideal bir IGBT'nin eşdeğer modeli verilmekte olup pnp-tipi BJT ile n-kanallı MOSFET'in birleşiminden meydana gelmektedir.



Şekil 5.74. IGBT evirici devresi

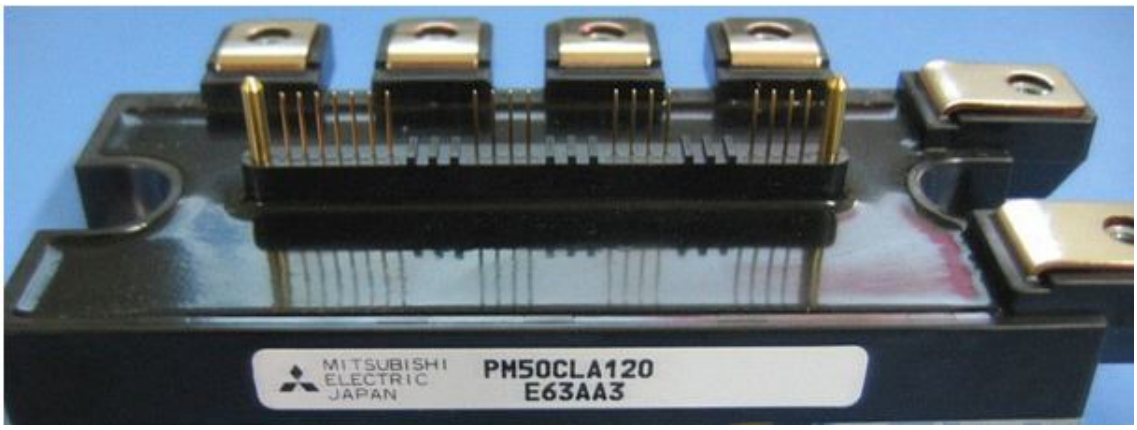


Şekil 5.75. IGBT'nin eşdeğer modeli

Yani IGBT, BJT'nin düşük iletim kaybı avantajı ile MOSFET'in yüksek hızlı anahtarlaması ve kolay sürülmesi avantajlarını birlikte taşıyan karma bir elemandır. Kapı ile emiter arasına pozitif gerilim uygulandığında MOSFET iletime girer, dolayısıyla BJT de iletime girer. Uygulanan gerilim kaldırıldığı zaman MOSFET kesime gider, dolayısıyla BJT de kesime gider (Zhong and Hornik, 2013). Sonuç olarak IGBT tam kontrollü bir elemandır. Yani, iletime veya kesime gitmesi V_{GE} gerilimine bağlıdır.

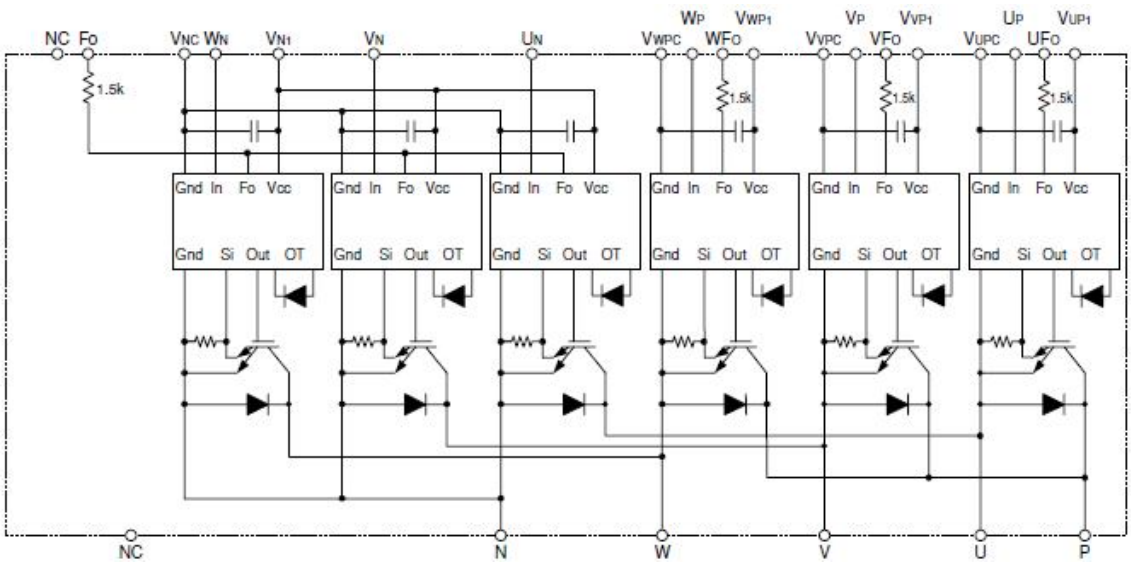
IGBT'ler daha yüksek kısa süreli darbe akımı dayanma kapasitesine sahiptir. Anahtarlama elemanı olarak MOSFET yerine IGBT kullanılarak sistemin kısa süreli oluşabilecek aşırı akımlara karşı dayanıklılığı arttırılmıştır (Köseoğlu, 2014).

Uygulamada, Mitsubishi firmasının Şekil 5.76'da gösterilen PM50CLA120 IGBT güç modülü kullanılmıştır. Bu IGBT modülüne aynı zamanda Akıllı Güç Modülü (Intelligent Power Module, IPM) de denmektedir. Genel olarak IPM'ler, kısa devre koruması ve aşırı gerilim, aşırı akım, aşırı ısı gibi arıza teşhisi devreleri içerir (Zhong and Hornik, 2013).



Şekil 5.76. IGBT modülü

Şekil 5.77'de modülün iç yapısı verilmiştir. Bu şekilde, P ve N terminalleri DC-bara geriliminin sırasıyla pozitif ve negatif uçlarıdır. U, V ve W terminalleri 3-faz çıkış uçlarıdır. Şekil 5.76'da modülün orta bölümünde yer alan pinlerin (19 adet) sağdan sola doğru V_{UPC}, U_{FO}, U_P, V_{UP1}, V_{VPC}, V_{FO}, V_P, V_{VP1}, V_{WPC}, W_{FO}, W_P, V_{WP1}, V_{NC}, V_{N1}, NC, U_N, V_N, W_N ve Fo'dur.



Şekil 5.77. PM50CLA120 iç blok yapısı

PM50CLA120 modülündeki IGBT'ler maksimum 50A, 1200V çalışma aralığına sahiptir. Giriş empedansı çok yüksektir. Ayrıca, Çizelge 5.3'te modüle ait temel özellikler ve Çizelge 5.4'te ise modülün kataloğunda yer alan ve önerilen parametreler özetlenmiştir (Anonymous, 2005).

Çizelge 5.4'te ölü zamanın en az 2.5 µs olması gerektiği için DSP'nin ePWM ölü zaman modülünde bu süre dikkate alınarak DGM sinyalleri için ölü zaman süresi 3 µs, DGM frekansı 5 kHz ve DC-bara gerilimi maksimum 250 V alınarak sistem gerçekleştirilmiştir.

Çizelge 5.3. IGBT modülü temel elektriksel özellikleri

PM50CLA120 IGBT Güç Modülü			
Sembol	Parametre	Limit Değer	
		Tipik	Maksimum
$V_{CE(sat)}$	Kollektör-Emiter Doyum Gerilimi	1.9 V	2.4 V
$V_{GE(th)}$	Kapı-Emiter Eşik Gerilimi	1.5 V	1.8 V
t_{on}	İletime Girme Süresi	1 µs	2.5 µs
t_{off}	Kesime Girme Süresi	2 µs	3 µs

Çizelge 5.4. IGBT modülü önerilen durumlar

Sembol	Parametre	Önerilen Değer
t_{dead}	Ölü Zaman Süresi	$\geq$ 2.5 µs
f_{PWM}	PWM Frekansı	$\leq$ 20 kHz
V_{CC}	DC Bara Gerilimi	$\leq$ 800 V
V_D	Sürücü Kontrol Gerilimi	15±1.5 V

5.3.3.1. IPM sürücüsü

Şekil 5.78'de görülen IPM sürücü kontrol kartı Şekil 5.76'da ki orta pinlere uygun gelecek şekilde yerleştirilmiştir. IPM sürücüsünün, 24 V ve en az 300 mA'lik DC kaynak ile beslenmesi önerilmektedir. IPM'nin besleme gerilimleri, 24 V'lik sürücü kartı beslemesinden DC-DC dönüştürücülerle yalıtılmış bir şekilde elde edilir. DC-DC dönüştürücüler ile birlikte optokuplör kullanılarak DGM kontrol sinyalleri ile IGBT besleme gerilimleri arasında güvenli bir izolasyon sağlanır (Anonymous, 2009).

IGBT'lerde sürme sinyalleri kapı ve emiter uçlarına uygulanır. Özellikle H-köprülü devrelerde IGBT'lere iyi bir anahtarlama sinyali uygulanması gerekir. Şekil 5.74'deki 3-fazlı eviricide, her kolun üst anahtarların emiterleri farklı potansiyellere

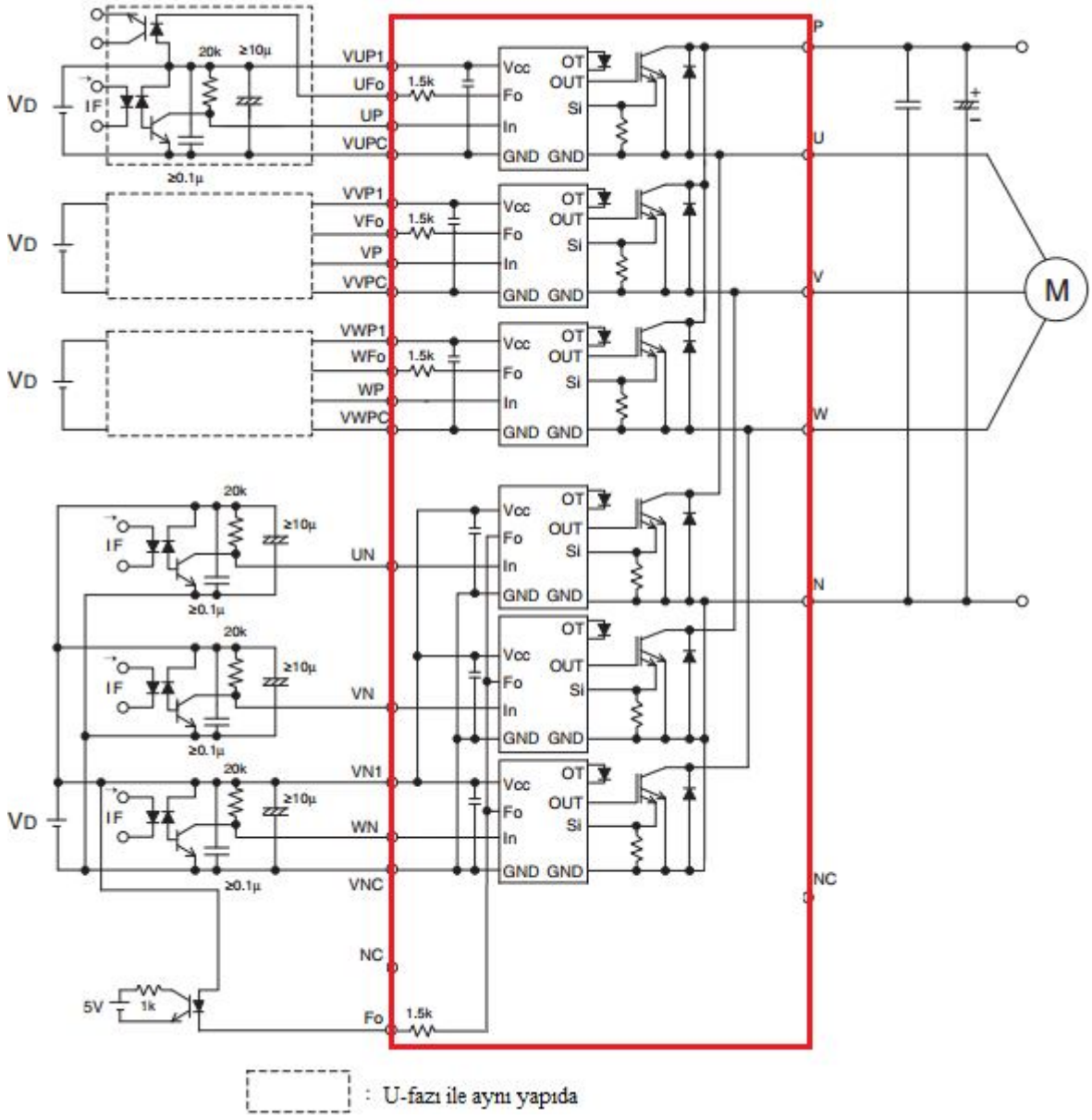
bağlı olduğundan bu sinyallerin birbirinden yalıtılmış olması gerekmektedir. Alttaki 3-anahtarların emiterleri ise aynı potansiyelde bulunduğundan bu sinyallerin birbiri ile yalıtılmış olmasına gerek yoktur. Ancak bu sinyaller üst anahtarların sinyalleri ile izoleli olmalıdır. Bu nedenle üst anahtarlar için 3-adet yalıtılmış DC kaynak, alt anahtarlar için sadece 1-adet yalıtılmış DC kaynağa ihtiyaç vardır (Anonymous, 2008; İşen, 2011).



Şekil 5.78. IPM ve sürücüsünün genel görünümü

Ayrıca IGBT'nin kapı sinyali emiter seviyesine göre negatif değere çekilirse IGBT'nin kesime gitme süresi kısalarak anahtarlama kayıpları azaltılmış olur. Sürücü DSP tarafından üretilen 0-3.3 V arasındaki DGM sinyalini ±15 V aralığında sinyale çevirerek IGBT'lerin kapı ucuna aktarır (Şerefoğlu, 2014).

Şekil 5.79'daki IPM ve sürücü iç blok yapısında V_D kaynakları, V_{UP1}- V_{UPC}, V_{VP1} - V_{VPC}, V_{WP1} - V_{WPC} ve V_{N1} - V_{NC} girişleri arasına uygulanmakta olup modüle enerji sağlamaktadır. Eviriciyi kontrol edecek DGM anahtarlama sinyalleri üst kollardaki IGBT'ler için U_P, V_P ve W_P; alt kollardaki IGBT'ler için U_N, V_N ve W_N girişlerine verilmektedir. U_{FO}, V_{FO}, W_{FO} ve Fo uçları ise sürücüden gelen hata sinyallini vermektedir (Anonymous, 2005).



Şekil 5.79. IPM ve sürücü arayüzü

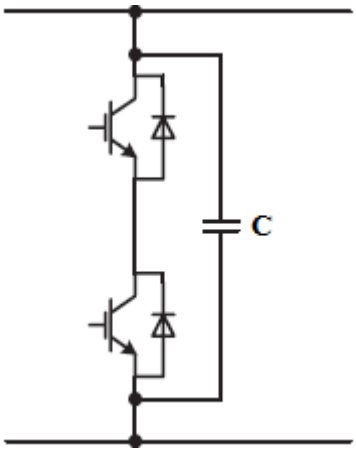
Uygulamada IPM'nin DC-bara girişi için paralel bağlı 5600 µF / 450 V'lik iki adet elektrolitik kapasitör bulunmaktadır. DC-bara geriliminde oluşan dalgalanmanın düşük olması sistemin düzgün çalışabilmesi açısından son derece önemlidir. Bu nedenle giriş kapasitörlerinin değerinin büyümesi giriş gerilim dalgalanmasını azaltacak, böylece gerilim seviyelerinin de düzgün olmasını sağlayacaktır. Eğer DC-bara gerilimi dalgalılığı yüksek olursa, bu dalgalanma evirici çıkışına da yansıyarak çıkış kalitesini düşürebilir (Köseoğlu, 2014). Sonuçta kapasitörleri paralel bağlayarak değer büyütülmekte olup 11200 µF / 450 V'lik kapasitör elde edilmektedir. Bu şekilde dalgalanmalar asgariye indirilmiştir.

5.3.3.2. Snubber devresi kullanımı

Evirici çıkışına yük bağlandığı zaman, hiçbir IGBT'nin iletimde olmadığı ölü zaman esnasında endüktif yük, akımını devam ettirme eğilimine girer. Ölü zaman esnasında yük akımının akacağı bir yol bulunmamaktadır. Yüksek dv/dt (gerilim yükselme hızı) ve di/dt (akım yükselme hızı) durumları da anahtarda tahribatlara yol açabilir. Bu gibi geçici durumları minimum düzeye indirgemek için bir snubber devresi kullanılır (Doucet and ark., 2007; Rashid, 2007).

Ayrıca, snubber devresi anahtarlama durumunun iyileştirilmesini, anahtarın emniyetli çalışma alanı (safe operating area, SOA) içinde olmasını, gerilim ve akım piklerinin azaltılmasını, DGM kontrollü eviricide anahtarlamadan kaynaklı kayıplarının azaltılmasını sağlar (Kazmierkowski, 2002; Rashid, 2007; Zhong and Hornik, 2013).

Şekil 5.80'deki snubber kondansatör bağlantısının basitliği nedeniyle kullanımı yaygın biçimde artmaktadır (Zhong and Hornik, 2013).

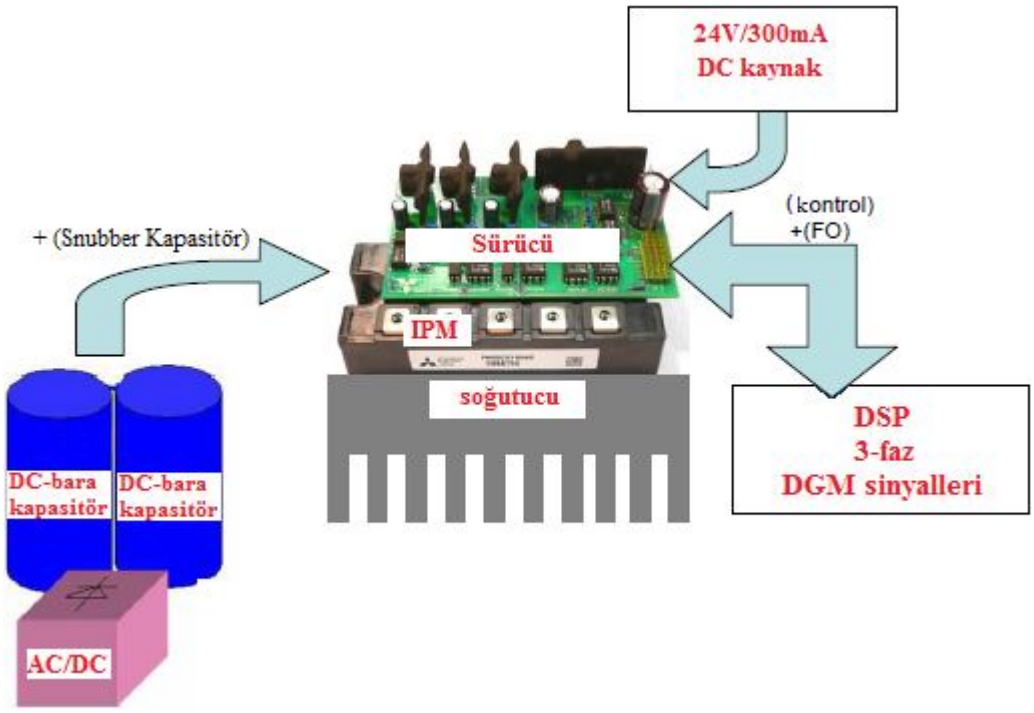


Şekil 5.80. Snubber kondansatör bağlantısı

Uygulamada, şok (surge) gerilimini azaltmak için IGBT modülünün DC-bara girişine şok giderici (snubber) kondansatör bağlanmıştır (Anonymous, 2005).

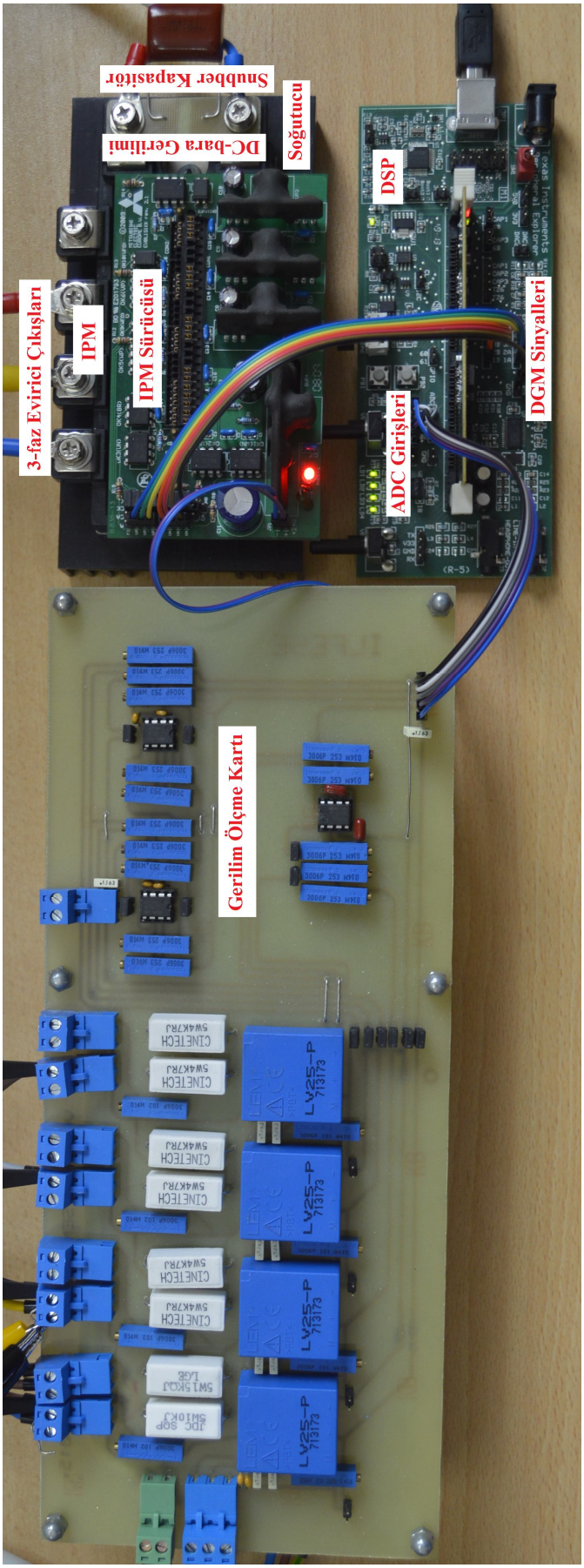
5.3.3.3. IPM donanımsal bileşenleri

IPM'nin çalıştırılabilmesi için asgari donanımsal bileşenler Şekil 5.81'de verilmiştir (Anonymous, 2009). Şekil 5.82'de ise çalışma yapılan sisteme ait bir fotoğraf yer almaktadır ve sisteme eklenen snubber kondansatör 330 nF / 1000 V değerindedir.

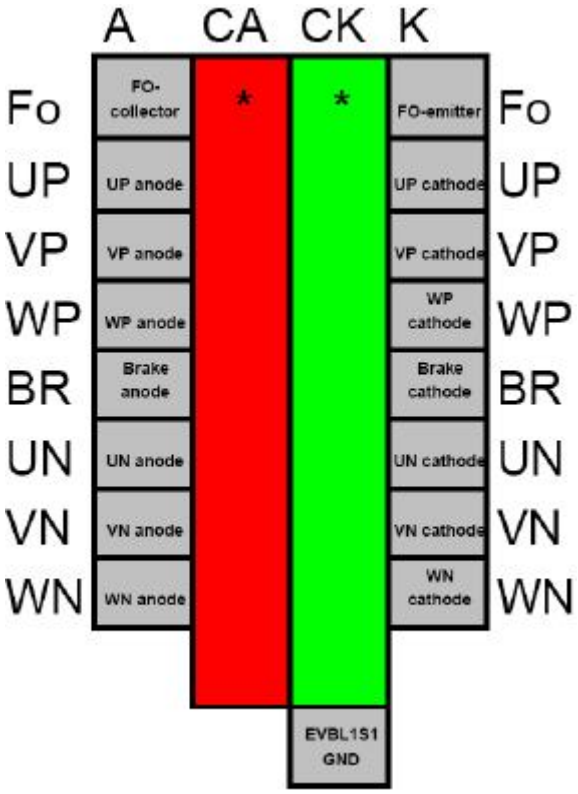


Şekil 5.81. IPM donanımsal elemanları

Şekil 5.82'den de görüldüğü üzere DSP'den elde edilen DGM sinyalleri, IPM sürücüsüne uygulanmaktadır. Şekil 5.83'te IPM sürücüsünün genel bağlantı uçları görülmektedir. DGM sinyalleri üst anahtarlar için UP, VP ve WP anot terminallerine, alt anahtarlar için UN, VN ve WN anot terminallerine bağlanmıştır. Fo ve BR ise sırasıyla hata ve fren sinyali girişleridir. Burada; A: Anot, CA: Ortak Anot, CK: Ortak Katot, K: Katot ve EVBL1S1 GND: Sürücünün toprağını temsil etmektedir. Ayrıca CA ve CK kendi aralarında köprülenmiştir (Anonymous, 2009).



Şekil 5.82. Uygulamadaki IPM bileşenleri



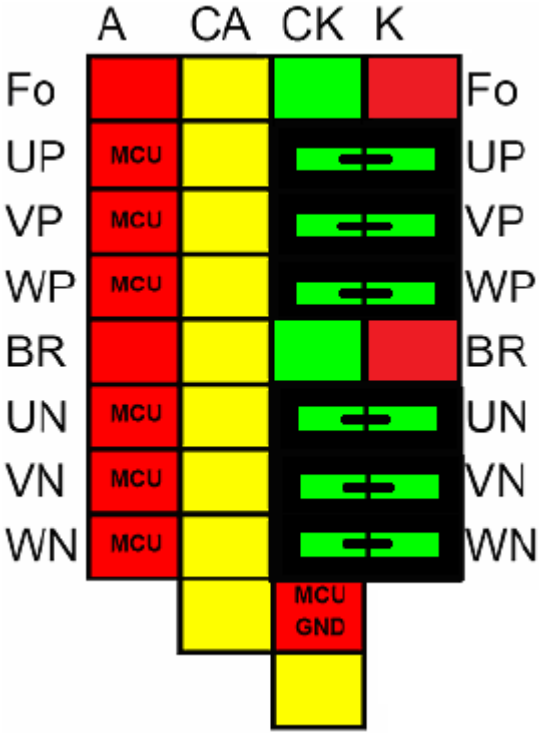
Şekil 5.83. IPM sürücü DGM sinyali genel bağlantı uçları

Uygulamada, bu bağlantı uçları Şekil 5.84'te gösterildiği gibi bağlanmıştır. UP, VP, WP, UN, VN ve WN anot terminallerine DSP'den gelen DGM sinyalleri bağlanmıştır. Fo ve BR hariç diğer CK-K pinleri karşılıklı olarak yatayda köprülenmiştir. IPM sürücüsünün MCU-GND pinine DSP'nin toprak ucu bağlanmıştır (Anonymous, 2009).

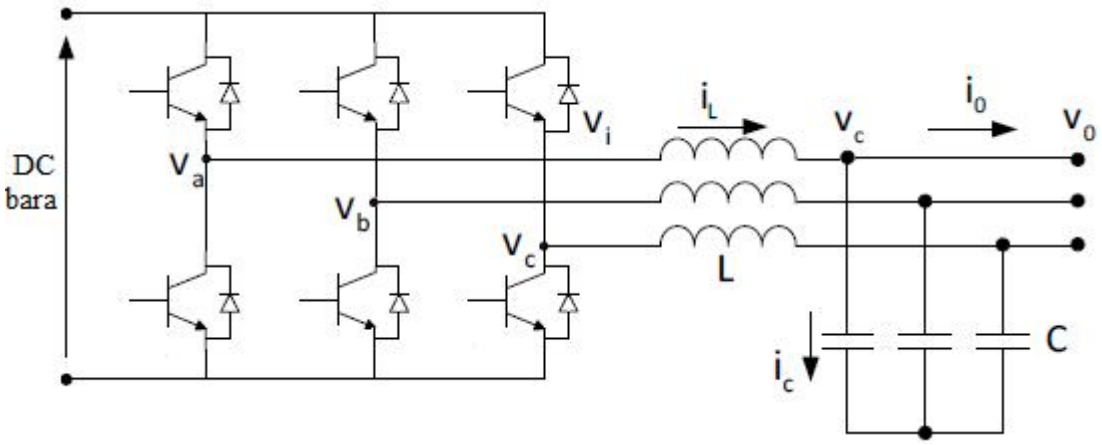
5.3.4. LC-filtre tasarımı

Şebeke bağlantılı rüzgâr enerji sisteminde, evirici ile şebeke arasında sadece bobin bulunması sistemin çalışması için yeterli iken, şebeke bağlantısız çalışmada evirici çıkışında bir LC alçak geçiren filtre kullanılması çıkış kalitesini arttırmaktadır. LC-filtre ile evirici boşta iken dahi düzgün çıkış gerilimi elde edilebilmektedir. LC-filtre IGBT'nin anahtarlamasından kaynaklı harmonikleri azaltma amacıyla kullanılmaktadır (Köseoğlu, 2014).

Uygulamada, evirici çıkışına bağlanan LC-filtre blok şeması Şekil 5.85'te verilmiştir.



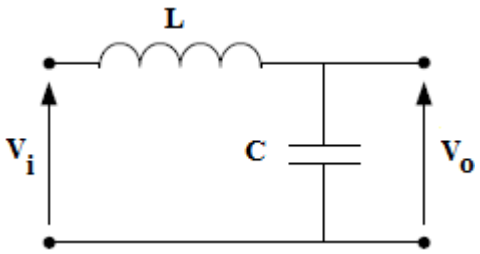
Şekil 5.84. IPM sürücü kontrol sinyalleri bağlantıları



Şekil 5.85. 3-fazlı LC-filtre devresi

Şekil 5.86'da bir faz için alçak geçiren bir LC-filtre yapısı verilmektedir. LC-filtrenin transfer fonksiyonu denklem (5.33), rezonans frekansı denklem (5.34) ile bulunabilir. Bobinin iç direnci (R) de transfer fonksiyonunda hesaba katılmıştır.

LC-filtre kullanımında, bobin değerinin düşük ve kapasitör değerinin yüksek seçilmesi ile kayıplar ve maliyet azaltılabilir, fakat rezonans problemi ve temel frekansta yüksek reaktif gücün oluşması gibi sebeplerden çok yüksek değerli kapasitör kullanılmamalıdır (İşen, 2011).

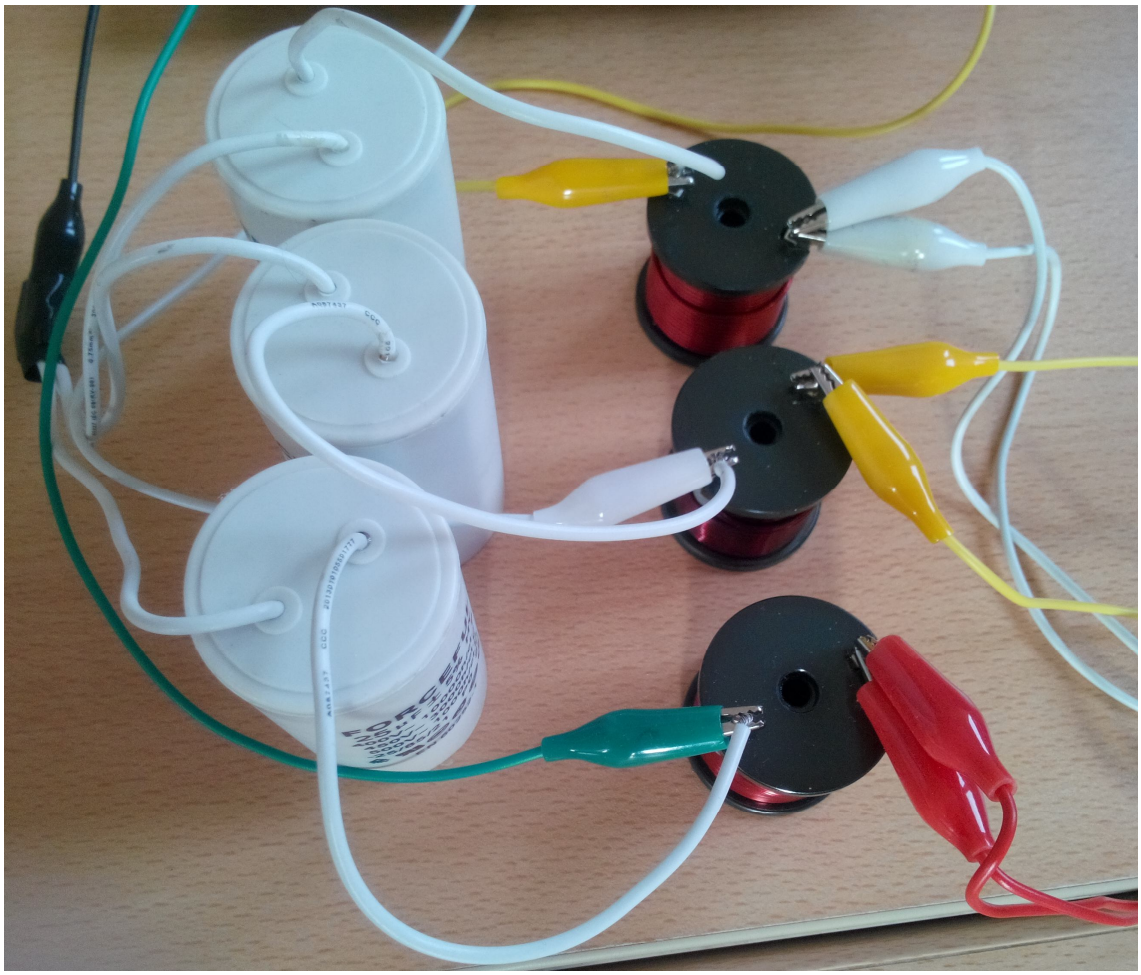


Şekil 5.86. Pasif LC-filtre yapısı

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{\frac{1}{sC}}{R + sL + \frac{1}{sC}} = \frac{1}{s^2LC + sRC + 1} \tag{5.33}$$

$$f_{rezonans} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{5.34}$$

Uygulamdaki filtre devresinde, Şekil 5.87'de görülen 0.56 mH'lik bobinler ve 25 µF'lik kapasitörler kullanılmıştır.



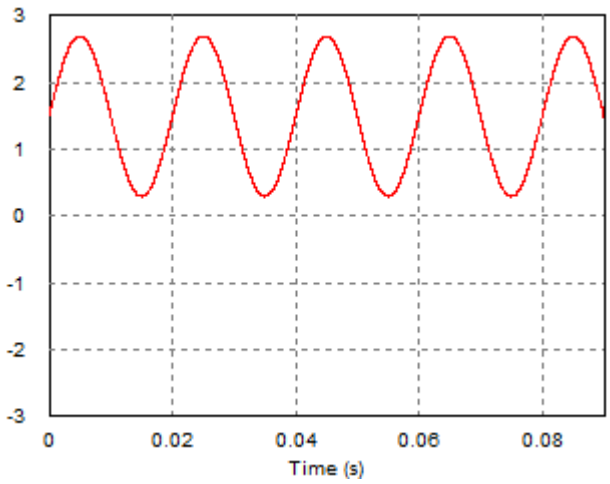
Şekil 5.87. Kullanılan LC-filtre

6. BENZETİM VE DENEYSEL UYGULAMA SONUÇLARI

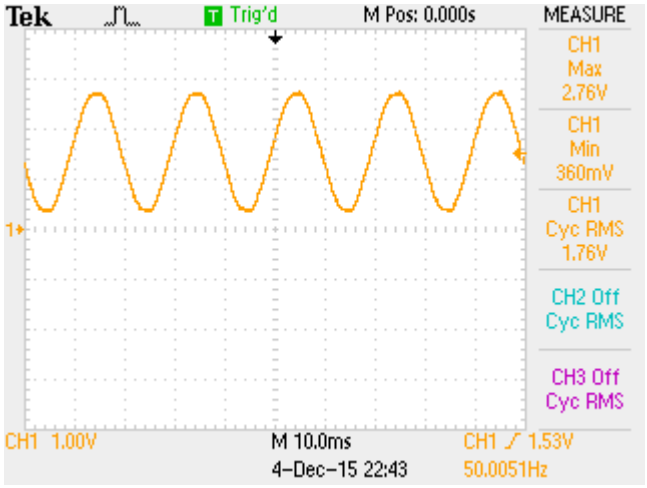
Bu bölümde sistemin benzetiminde ve deneysel gerçekleştirilmesinde elde edilen sonuçlar, karşılaştırmalı olarak verilmiştir ve elde edilen deneysel bulguların benzetimde elde edilenler ile örtüştüğü gösterilmiştir.

6.1. Ölçeklendirilmiş ADC Giriş Gerilimleri

TMS320F28335 ADC'sinin 0-3 V arasındaki analog gerilimleri sayısal değere çevirmesinden dolayı yapılan seviye kaydırma işleminden sonra benzetimde ve gerçek sistemde sırasıyla Şekil 6.1 ve Şekil 6.2'deki sonuçlar elde edilmiştir. Bu grafiklerde görüldüğü gibi hem benzetimde hem de deneysel uygulamada 0.3 - 2.7 V arasında değişen sinüzoidal dalgalar elde edilmiştir.

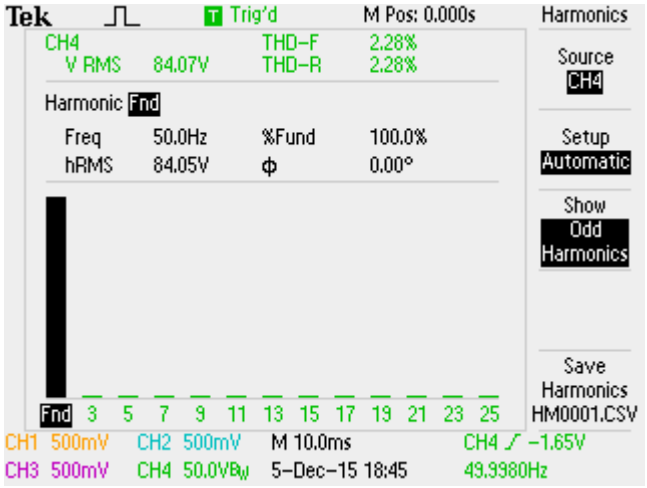


Şekil 6.1. Benzetimde elde edilen ADC giriş gerilimi

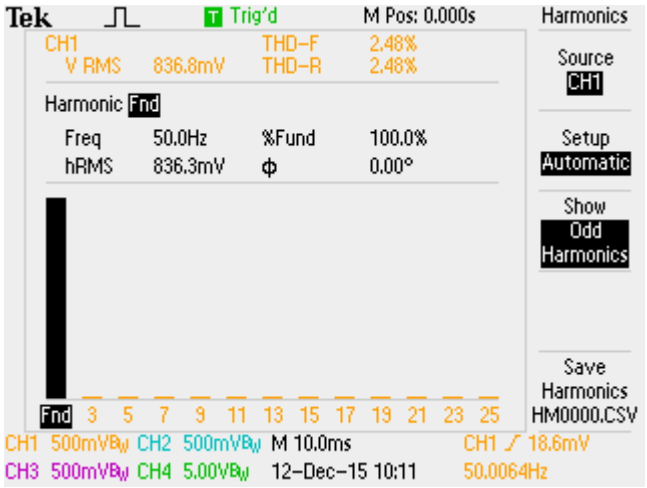


Şekil 6.2. Pratikte elde edilen ADC giriş gerilimi

Şekil 6.3 ve Şekil 6.4'te sırasıyla bir faza ait şebeke giriş gerilimi ve ölçme kartından DSP'nin ADC girişine uygulanan gerilime ait harmonik içerikleri verilmiştir. THD değerlerinden de anlaşılacağı üzere ölçme kartı şebeke gerilimlerini örneklerken temiz bir çıkış sağlamaktadır. Yani, ölçme kartı iyi bir şekilde tasarlanmıştır.



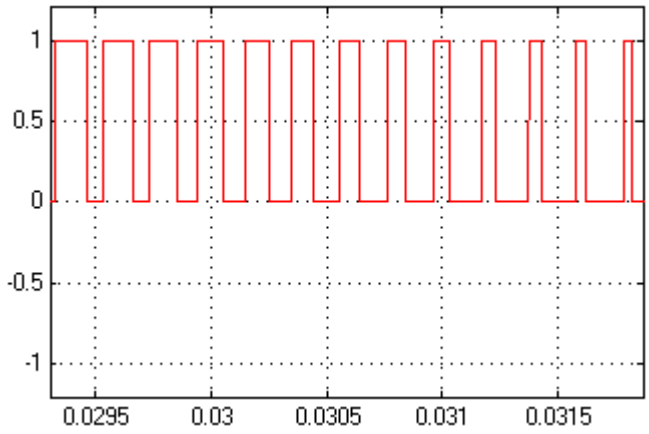
Şekil 6.3. Şebeke gerilimindeki THD yüzdesi (% 2.28)



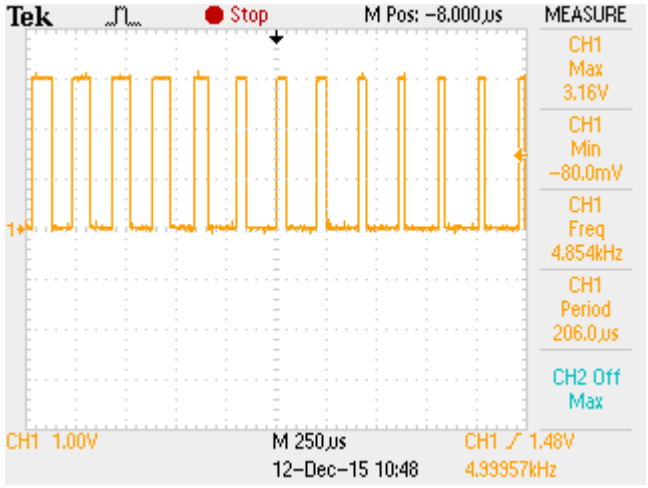
Şekil 6.4. ADC sinyalindeki THD yüzdesi (% 2.48)

6.2. Elde Edilen DGM Sinyalleri

Şekil 6.5'te ve Şekil 6.6'da sırasıyla benzetimde ve uygulamada elde edilen ve eviricinin bir kolundaki üst anahtara uygulanan DGM sinyalleri verilmiştir.



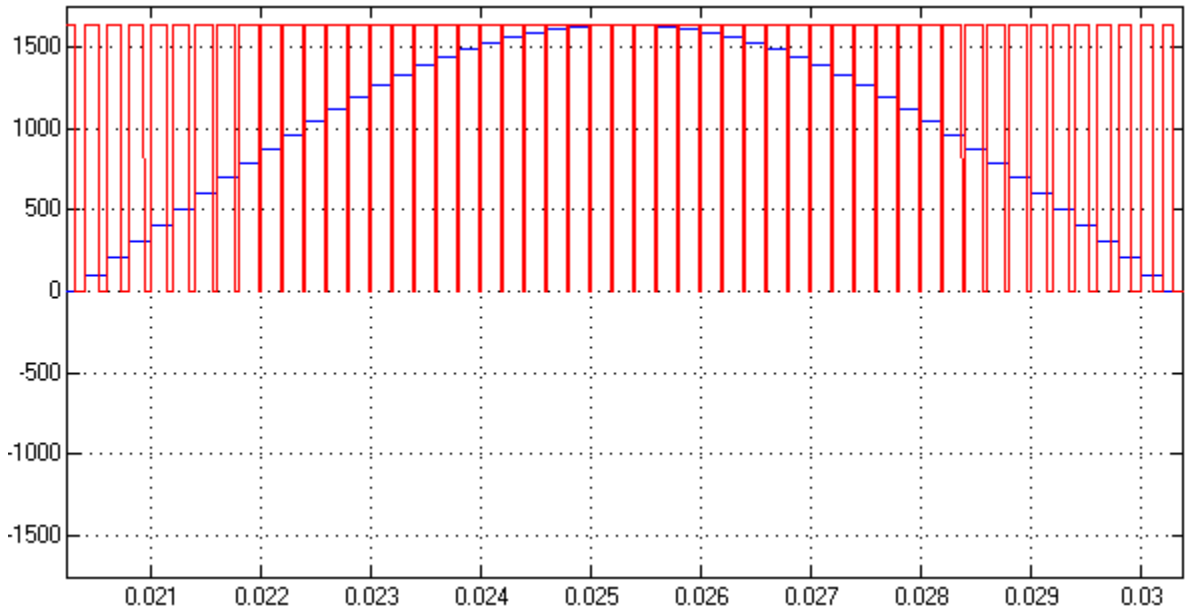
Şekil 6.5. Benzetimde üretilen DGM sinyali



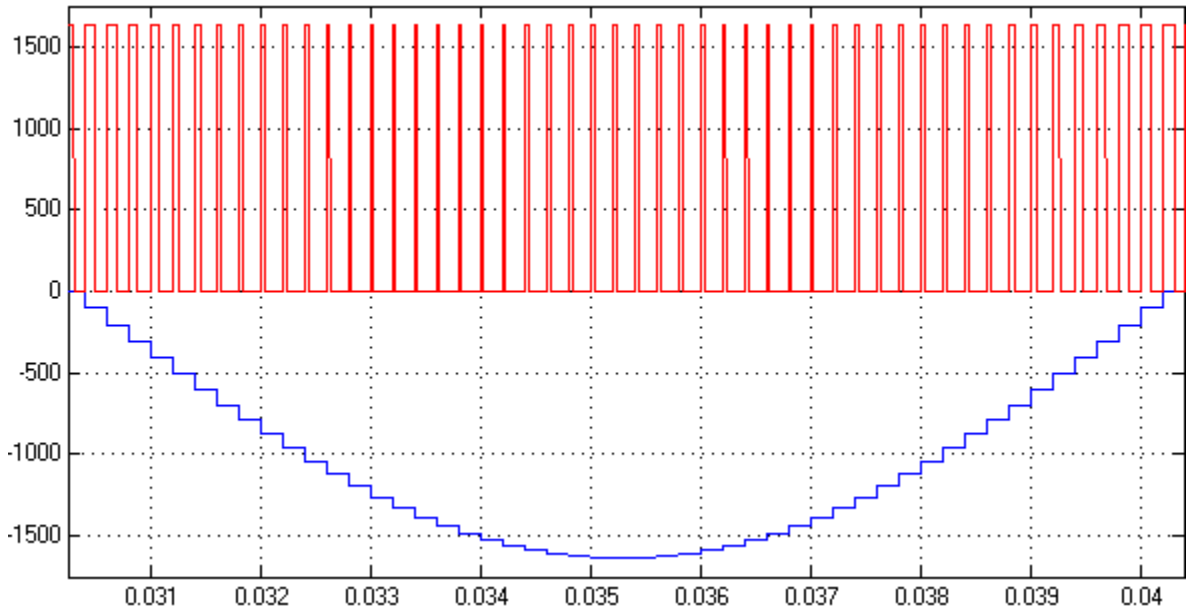
Şekil 6.6. Pratikte üretilen DGM sinyali

Şekil 6.7'de pozitif alternans için ADC ölçeklendirme bloğundan elde edilen A-fazına ait örneklenmiş şebeke gerilimi (V_a) ile yine A-fazına ait anahtarlama sinyali (S_a) verilmiştir. Şekil 6.8'de ise negatif alternans için grafikler verilmiştir. Pozitif alternansta V_a değeri arttıkça darbelerin genişliği (iletim oranı, D) artmaktadır, yani $0 \leq V_a \leq 1638$ ise $\%50 \leq D \leq \%100$ olur. Negatif alternansta V_a değeri azaldıkça darbelerin genişliği (D) azalmaktadır, yani $0 \geq V_a \geq -1638$ ise $\%50 \geq D \geq \%0$ olur. Diğer fazlar için de aynı durumlar geçerlidir.

Şekil 6.9'da hem pozitif hem de negatif alternans durumları için deneysel olarak üretilen DGM sinyallerinin değişimi ve sensör gerilimi verilmiştir. Şekil 6.7 ile Şekil 6.8'deki grafikler ile karşılaştırıldığı zaman benzetimdeki değişimler ile benzer sonuçlar elde edilmiştir.

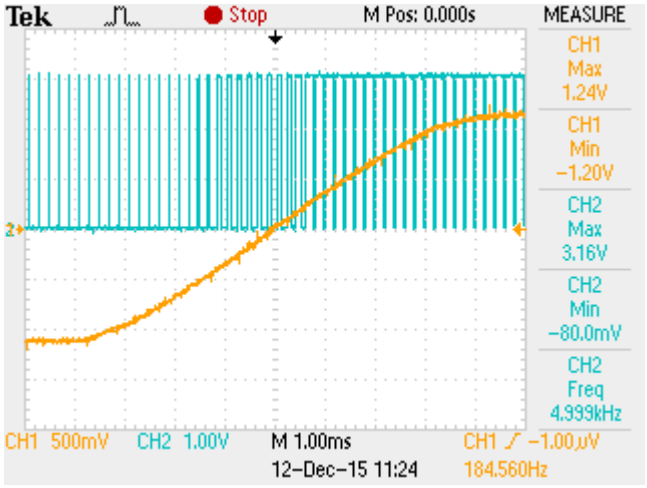


Şekil 6.7. Benzetimde pozitif alternans için A-fazına ait örneklenmiş şebeke gerilimi (x1, mavi) ve DGM sinyali (x1638, kırmızı)

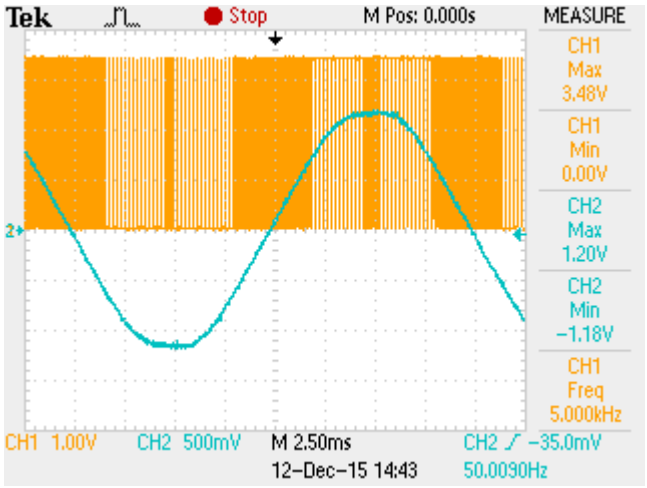


Şekil 6.8. Benzetimde negatif alternans için A-fazına ait örneklenmiş şebeke gerilimi (x1, mavi) ve DGM sinyali (x1638, kırmızı)

Şekil 6.10'da bir periyotluk sensör çıkış gerilimi ile deneysel olarak üretilen DGM sinyali verilmiştir. Görüldüğü gibi UVDGM'nin 3. harmonik bileşeni eklemesinden dolayı sinüs dalgasının tepe bölgelerinde 3. harmonik etkisi gözlenmektedir.



Şekil 6.9. Pratikte üretilen DGM sinyallerinin değişimi (x1, mavi) ve sensör gerilimi (x1, sarı)

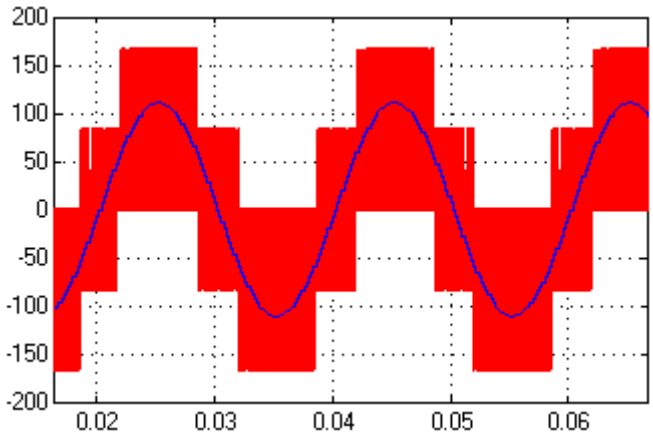


Şekil 6.10. Pratikte üretilen DGM sinyallerinin değişimi (x1, sarı) ve sensör gerilimi (x1, mavi)

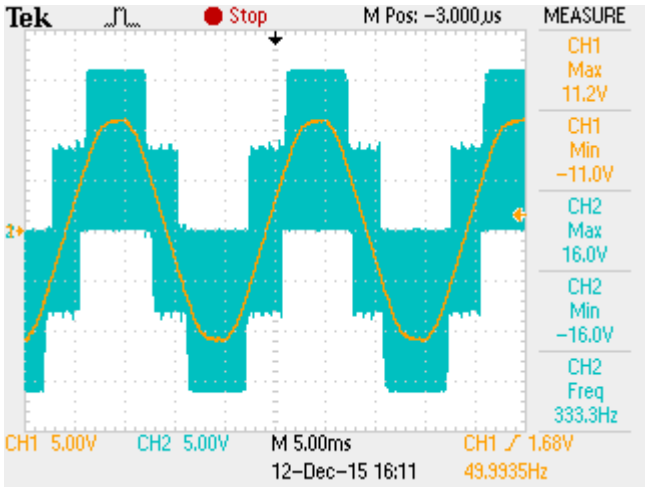
6.3. Elde Edilen Filtresiz Evirici Çıkış Gerilimleri

Üç fazlı evirici çıkışında, IGBT anahtarlarının UVDGM tekniği ile yüksek frekansta anahtarlamasından dolayı filtresiz gerilimler elde edilmektedir. Şekil 6.11'de şebekenin A-fazına ait faz-nötr gerilimi ile benzetim sonucu elde edilen ile evirici

çıkışındaki A-fazının filtresiz faz-nötr gerilimi birlikte verilmiştir. Şekil 6.12'de ise deneysel olarak evirici çıkışında elde edilen filtresiz faz-nötr gerilimi görülmektedir. Şekillerden de görüldüğü gibi evirici çıkış gerilimi ile şebeke gerilimi arasında faz farkı yoktur. Evirici çıkışı uygun bir filtre kullanılarak filtrelendikten sonra şebeke gerilimi ile senkron olacağı aşikardır.

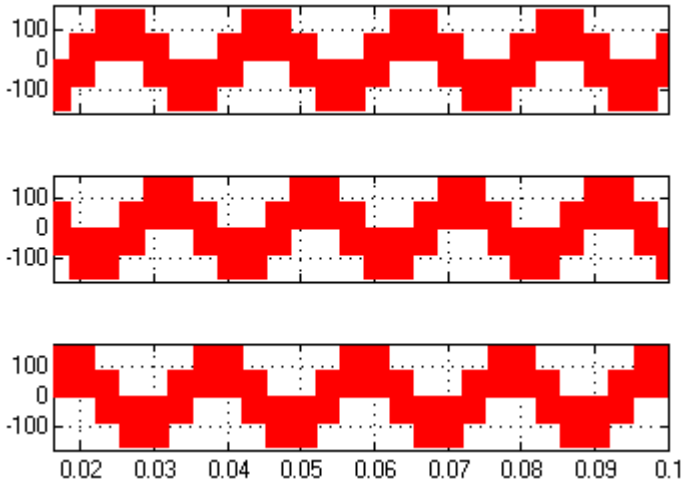


Şekil 6.11. Benzetimde elde edilen A-fazına ait şebeke gerilimi (x1, mavi) ve filtresiz evirici çıkış gerilimi (x1, kırmızı)

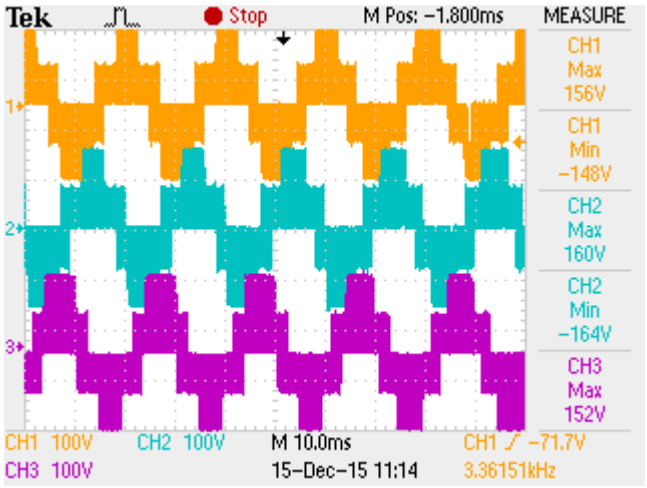


Şekil 6.12. Pratikte elde edilen A-fazına ait şebeke gerilimi (x10, sarı) ve filtresiz evirici çıkış gerilimi (x10, mavi)

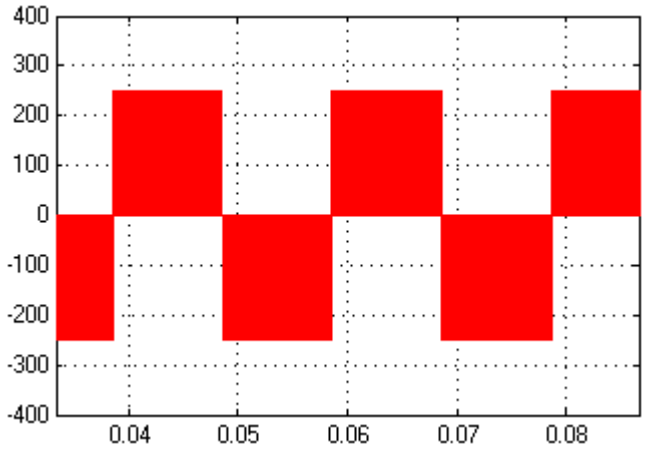
Şekil 6.13'te ve Şekil 6.14'te ise sırasıyla benzetimde ve uygulamada elde edilen filtresiz faz-nötr evirici çıkış gerilimlerinin 3-fazı görülmektedir. Görüldüğü gibi hem benzetimde hem de uygulamada elde edilen faz-nötr gerilimleri arasında 120º faz farkı vardır ve fazlar dengelidir. Son olarak da Şekil 6.15'te ve Şekil 6.16'da A ve B fazları arasındaki filtresiz faz-faz gerilimi gösterilmiştir.



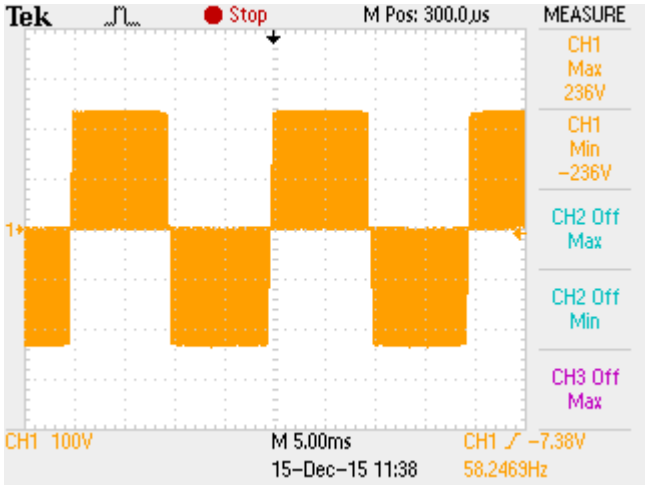
Şekil 6.13. Benzetimde elde edilen faz-nötr filtresiz 3-faz evirici çıkış gerilimleri



Şekil 6.14. Pratikte elde edilen faz-nötr filtresiz 3-faz evirici çıkış gerilimleri



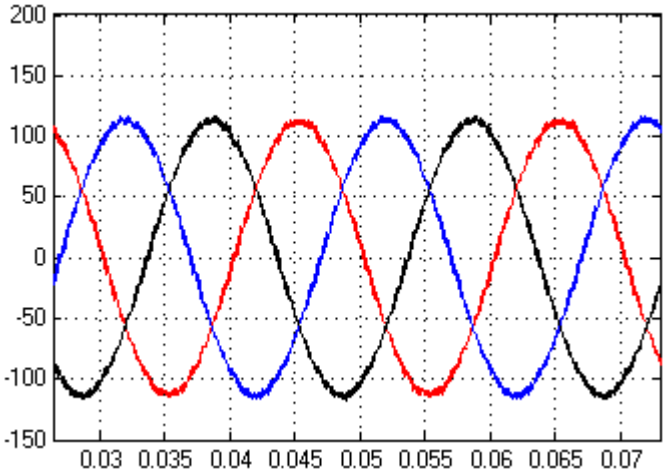
Şekil 6.15. Benzetimde elde edilen V_{AB} gerilimi



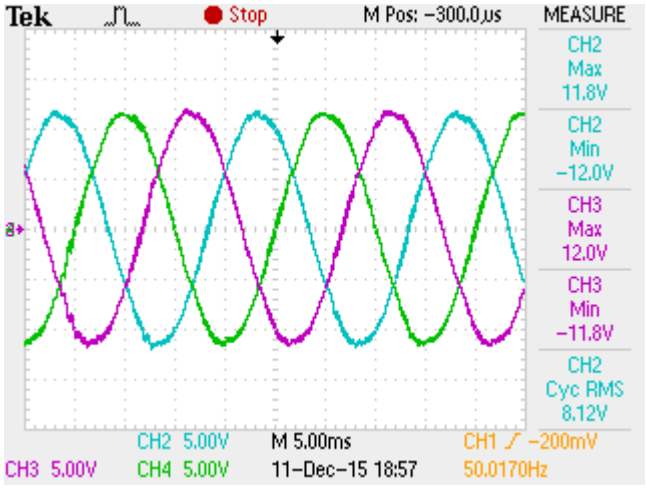
Şekil 6.16. Pratikte elde edilen V_{AB} gerilimi

6.4. Elde Edilen Filtreli Evirici Çıkış Gerilimleri

Evirici çıkışındaki yüksek frekanslı harmoniklerin yok edilmesi için alçak geçiren LC-filtre bağlanmıştır. Filtre için hem benzetimde hem de gerçek sistemde 0.56 mH'lik bobin ve 25 µF'lık kondansatör değerleri tercih edilmiştir ve filtre çıkışına 100 Ω'luk 3-fazlı omik yük bağlanmıştır. Şekil 6.17 ve Şekil 6.18'de sırasıyla benzetimde ve uygulamada elde edilen 3-faz filtreli faz-nötr evirici çıkış gerilimleri verilmiştir.

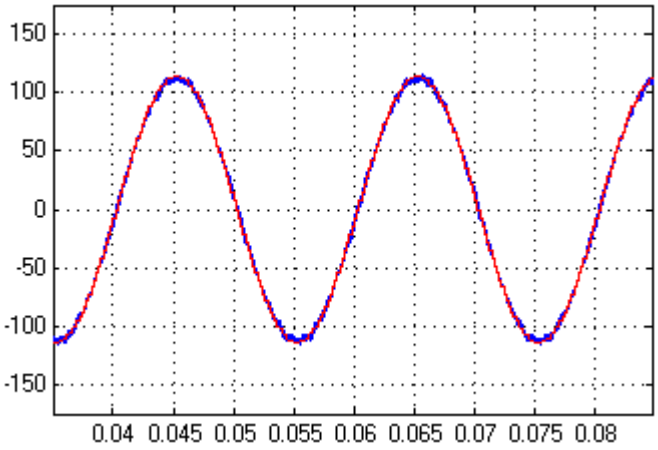


Şekil 6.17. Benzetimde elde edilen 3-faz filtreli faz-nötr gerilimleri (x1)

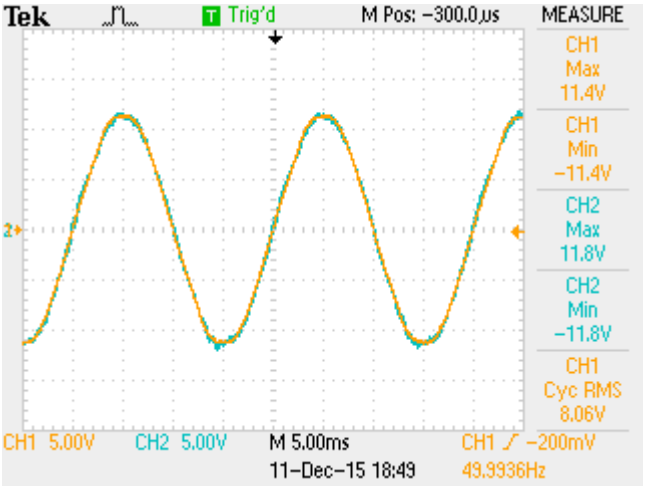


Şekil 6.18. Pratikte elde edilen 3-faz filtreli faz-nötr gerilimleri (x10)

Şekil 6.19'da benzetim sonucu elde edilen A-fazına ait şebeke gerilimi ile A-fazına ait filtreli evirici çıkış gerilimi verilmiştir. Şekil 6.20'de ise uygulama sonucu elde edilen A-fazına ait şebeke gerilimi ile A-fazına ait filtreli evirici çıkış gerilimi gösterilmiştir. Her iki şekilden de görüldüğü gibi eviricinin çıkışında elde edilen gerilim ile şebeke geriliminin genliği ve fazı aynıdır. Bu sonuçlar evirici çıkışının şebeke ile başarılı bir şekilde senkronize edildiğini ispatlamaktadır.

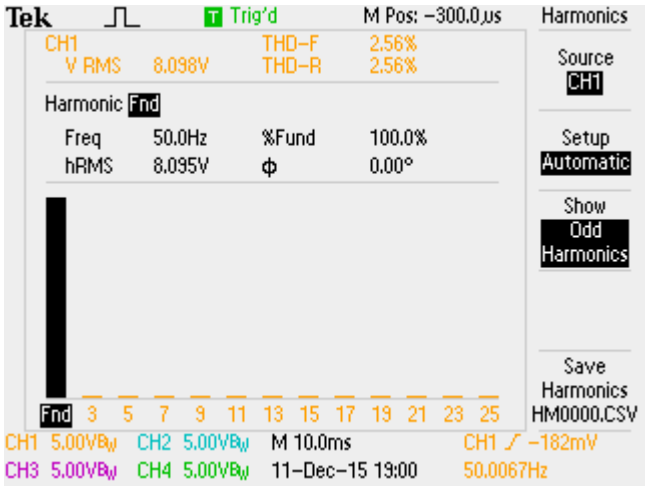


Şekil 6.19. Benzetim sonucu elde edilen A-fazına ait şebeke gerilimi (x1, kırmızı) ve A-fazına ait filtreli evirici çıkış gerilimi (x1, mavi)

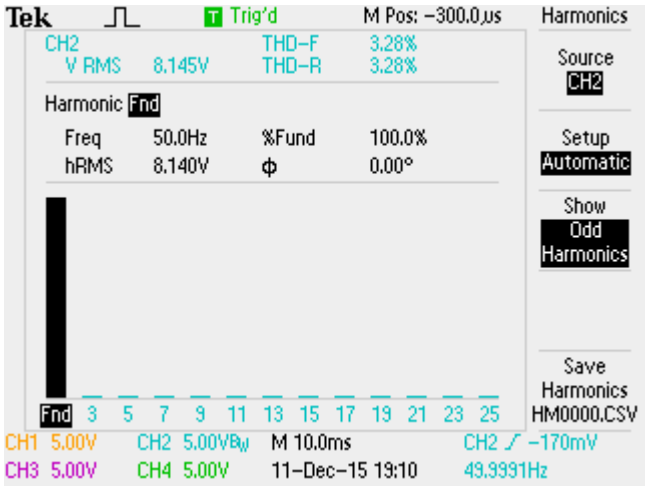


Şekil 6.20. Pratikte elde edilen A-fazına ait şebeke gerilimi (x10, sarı) ve A-fazına ait filtreli evirici çıkış gerilimi (x10, mavi)

Son olarak da Şekil 6.21 ve Şekil 6.22'de sırasıyla uygulamada, bir faza ait şebeke geriliminin harmonik içeriği ve filtreli evirici çıkış geriliminin harmonik içeriği verilmiştir. Şebeke geriliminin THD değeri % 2.56 iken evirici çıkışında üretilen gerilimin THD değeri % 3.28 ölçülmüştür. Görüldüğü gibi uygulaması yapılan sistem ile senkronizasyonun başarı bir şekilde gerçekleştirilmesinin yanında şebeke geriliminin harmonik içeriğine çok yakın gerilimler üretilmiştir.



Şekil 6.21. Şebeke geriliminin THD değeri (% 2.56)



Şekil 6.22. Evirici çıkış geriliminin THD değeri (% 3.28)

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

7.1. Sonuçlar

Bu tez çalışmasında rüzgâr enerji sistemleri için 3-fazlı eviricinin üç fazlı şebekeye senkronizasyonu gerçekleştirilmiştir. Çalışmaların laboratuvar ortamında daha kolay yürütülmesi açısından enerji, rüzgâr türbini yerine asenkron motor tahrikli senkron generatörden elde edilmiştir. Bu çalışmada, eviricinin kontrolüne odaklanıldığından generatörden elde edilen AC enerji, 3-fazlı diyotlu köprü doğrultucu ve doğrultucu çıkışında iki adet paralel 5600 µF / 450 V'lik kondansatörler kullanılarak DC enerjiye dönüştürülmüştür.

Şebeke gerilimlerini ve DC-bara gerilimini ölçmek için Hall etkisiyle çalışan sensörler tercih edilerek gerilim ölçme kartı tasarlanmıştır. Ölçme kartından DSP kartının ADC girişlerine uygulanan analog sinyallerin THD değeri % 2.92 civarındadır. Bu THD değeri ölçme kartının oldukça iyi bir şekilde tasarlandığını göstermektedir.

Evirici için gerekli olan anahtarlama sinyallerinin üretimi için TI firmasının TMDSPREX28335 kartı kullanılmıştır. Öncelikle MATLAB/Simulink kullanılarak tüm sistemin ayrık zamanlı modeli gerçekleştirilmiştir. Daha sonra MATLAB/Simulink'in otomatik kod oluşturma özelliği kullanılarak üretilen C kodları DSP'ye yüklenmiştir.

Eviricinin kontrol algoritmasında UVDGM yöntemi kullanılmıştır. Şebeke ile evirici arasında senkronizasyonu gerçekleştirebilmek için 3-faz şebeke gerilimleri tasarlanan gerilim ölçme kartı ile ölçülmüştür ve faz açısının takibi için ise FKD kontrol döngüsü kullanarak eviricideki IGBT anahtarları için uygun DGM sinyalleri elde edilmiştir. Evirici çıkışındaki, yüksek frekanslı harmonik bileşenleri süzmek için LC-filtre bağlanmıştır.

Benzetim ve deneysel uygulamada elde edilen sonuçlar, şebeke faz açısının takibinde FKD tekniğinin etkinliğini kanıtlamaktadır. Şebeke faz açısının tespit edilmesinde sıfır geçiş belirleme tekniği kullanılsaydı faz açısı bir periyotta sadece iki kez tespit edilecek ve şebekenin frekansındaki bir değişme sistem kararlılığını olumsuz etkileyecekti. Hatta sıfır geçiş belirleme tekniğinde şebeke geriliminin genliği hiç dikkate alınmamaktadır. FKD tekniği ise şebekenin anlık olarak faz açısı ve genliğini takip etmektedir.

Eviricinin çıkışında elde edilen gerilim ile şebeke geriliminin genliği ve fazının aynı olduğu benzetim ve deneysel çalışmada elde edilen sonuçlar ile göstermektedir. Bu

sonuçlar, evirici çıkışının şebeke ile başarılı bir şekilde senkronize edildiğini ispatlamaktadır.

Ayrıca, deneysel çalışmada şebeke geriliminin THD değeri % 2.56 iken evirici çıkışında üretilen gerilimin THD değeri % 3.28 ölçülmüştür. Uygulaması yapılan sistem ile rüzgar sistemlerinden elde edilen enerjinin şebekeye senkronizasyonunun başarı bir şekilde gerçekleştirilmesinin yanında şebeke geriliminin harmonik içeriğine çok yakın gerilimler üretilebilmiştir.

7.2. Öneriler

Uygulamada şebeke zaman zaman dengesiz olduğu yani fazlar arasında 1-2 V'lik genlik farkları olduğu zaman dq-FKD tekniğinin çok iyi bir sonuç verememesinden dolayı farklı FKD teknikleri kullanılarak sistemin daha etkin çalıştırılması sağlanabilir.

DC-bara filtre kondansatörünün boş durumdayken çok hızlı bir şekilde şarj edilmesinin önüne geçilerek daha yumuşak bir şarj sağlanabilir. Benzer şekilde sistem enerjisiz bırakıldığı zaman aynı kondansatörün yumuşak bir şekilde deşarj olması sağlanarak olası elektrik kazalarının önüne geçilebilir.

Omik yükler yerine endüktif veya kapasitif yükler kullanarak sistem farklı yüklerde de test edilebilir.

KAYNAKLAR

Abo-Khalil, A. G., Lee, D-C. and Lee, S-H., 2006, Grid connection of doubly-fed induction generators in wind energy conversion system, *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International. Vol. 3. IEEE*, 1-5.

Abu-Rub, H., Iqbal, A. and Guzinski J., 2012, High performance control of AC drives with Matlab/Simulink models, *John Wiley & Sons, Ltd.,* United Kingdom, 90-95.

Ackermann, T., 2005, Wind power in power systems, John Wiley & Sons, Ltd., United Kingdom

Adzic, E., Porobic, V., Dumnic, B., Celanovic, N. and Katic, Vladimir, 2013, PLL synchronization in grid-connected converters, *The 6th PSU-UNS International Conference on Engineering and Technology (ICET-2013),* Novi Sad, Serbia, 1-5.

Ak, M. A., 2011, Rüzgar santrallerinin şebekeye entegrasyonu ve şebeke üzerine etkileri, Yüksek Lisans Tezi, *İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 19-32.

Amin, M. M. and Mohammed O. A., 2010, Software phase locked loop technique for grid-connected wind energy conversion systems, *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2010 IEEE 12th Workshop on. IEEE.*

Anonymous, 2005, PM50CLA120 intelligent power modules, Mitsubishi, Tokyo, Japan, 1-7.

Anonymous, 2008, IPM L1/S1-series application note, Mitsubishi, Tokyo, Japan, 4-33.

Anonymous, 2009, L1S1-series IPM evaluation board (EVBL1S1XX), Mitsubishi, Tokyo, Japan, 2-8.

Anonymous, 2012, Voltage transducer LV 25-P, LEM, Zürich, Switzerland, 1-3.

Anonymous, 2012a, DSP2833x-introduction module, Texas Instruments Incorporated, Texas, USA, 1-26.

Anonymous, 2012b, TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332, TMS320F28235, TMS320F28234, TMS320F28232 digital signal controllers (DSCs), Texas Instruments Incorporated, Texas, USA, 10-11.

Anonymous, 2012c, F2833x-analog digital converter module, Texas Instruments Incorporated, Texas, USA, 1-28.

Anonymous, 2012d, F2833x-PWM and capture units module, Texas Instruments Incorporated, Texas, USA, 1-70.

Anonymous, 2012e, F2833x-interrupts module, Texas Instruments Incorporated, Texas, USA, 1-15.

Anonymous(a), 2015, Global wind statistics 2014, Global Wind Energy Council (GWEC), Brussels, Belgium, 2-3.

Anonymous(b), 2015, Wind in power 2014 European statistics, The European Wind Energy Association, 3-5.

Anonymous(c), 2015, Wind energy scenarios for 2020, The European Wind Energy Association, 3-4.

Anonim, 2015, Türkiye rüzgâr enerjisi istatistik raporu, Türkiye Rüzgâr Enerjisi Birliği, Ankara, 4-15.

Başaran, K., 2013, Bulanık mantık kontrollü otonom ve şebeke bağlantılı rüzgar-güneş hibrid güç sisteminin optimizasyonu ve Adnan Menderes Üniversitesi kampüs alanında uygulanması, Doktora Tezi, *Ege Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İzmir, 33-49.

Başkurt, F., 2012, Şebeke bağlantılı bir rüzgar enerji sisteminin incelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, *İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 11-13.

Blaabjerg, F., Teodorescue, R., Liserre, M. and Timbus, A., 2006, Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on 53(5)*, 1398-1409.

Bodur, H., 2010, Güç elektroniği, Birsen Yayınevi, 378s.

Cheng, Q. and Yuan, L., 2011, Vector control of an induction motor based on a DSP, Master of Science Thesis, *Chalmers University of Technology*, Göteborg-Sweden, 18-19.

Cong, Z., Liu, D., Qingfen, L. and Huang, Y., 2008, Research and realization of a pulse width modulation technique based on voltage space vectors, *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on. IEEE*, 2178-2182.

Copçuoğlu, O. Ve Önbilgin, G., 2008, Yel enerjisi dönüşüm sistemleri için uygun generatör türlerinin değerlendirilmesi, 5-17.

Çeker, S., 2010, Üç fazlı inverterler ile şebekeye enerji aktarımının incelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 26-59.

Çelik, H., 2004, Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ile üç fazlı asenkron motorun hız kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, *Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Elazığ, 12-48.

Demir, F., 2010, Üç fazlı eviriciyle beslenen doğrusal olmayan yüklerde harmonik eliminasyonu, Yüksek Lisans Tezi, *Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Elazığ, 13-22, 60-61.

Demirbaş, Ş. ve Bayhan, S., 2011, Yenilenebilir enerji kaynakları için DSP tabanlı üç fazlı şebeke etkileşimli evirici, *Fırat Üniv. Mühendislik Bilimler Dergisi*, 23(1), 21-33.

Doğan, H., 2006, Uzay vektör PWM kontrollü tek fazlı kesintisiz güç kaynağının tasarımı ve gerçekleştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, *Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Konya, 47-58.

Doucet, J., Eggleston, D. and Shaw, J., 2007, DC/AC pure sine wave inverter, Term Project, Worcester Polytechnic Institute, Worcester-USA, 15.

Dursun, E. ve Binark, A. K., 2008, Rüzgar türbinlerinde kullanılan generatörler, *VII. Ulusal Temiz Enerji Sempozyumu, UTES'2008,* İstanbul, 667-674.

Engin, Ş. N., 2011, Tubitak Marmara araştırma merkezi enerji enstitüsü rüzgar enerjisi çalışma alanları ve MİLRES projesi, *İzmir Rüzgâr Sempozyumu ve Sergisi*, İzmir, 1-21.

Eskin, A., 2012, Alternatif enerji sistemlerinde kullanılan çok seviyeli eviricilerin incelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 28-35.

Fresis, L. Infield, D., 2008, Renewable energy in power systems, John Wiley & Sons, Ltd, Publication.

Gelberi, H., Uyaroğlu, Y., Abacı, K., Yalçın, M. A., Pehlivan, İ. ve Onduk, A., Rüzgar türbinlerinin dağıtım şebekelerine bağlanması ve dinamik simülasyonu, 18-23.

Gökalan, R., 2011, Rüzgar türbin uygulamasında sürekli mıknatıslı senkron jeneratörün hız sensörsüz alan yönlendirme kontrolü ve şebeke bağlantısı, Yüksek Lisans Tezi, *Ege Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İzmir.

Hansen, L. H., Madsen, P. H., Blaabjerg, F., Christensen, H. C., Lindhard, U. ve Eskildsen, K., 2001, Generators and power electronics technology for wind turbines, *Industrial Electronics Society, IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE 29 Nov.-2 Dec. 2001*, Vol. 3, 2000 – 2005.

Hekim, M., 2011, Fotovoltaik-rüzgar türbini hibrit enerji üretim sistemlerinin ulusal elektrik şebekesine etkilerinin incelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, *Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Denizli, 87-95.

Iov, F. and Blaabjerg, F., 2008, Power electronics control of wind energy in distributed power systems.

Iqbal, A., Lamine, A., Ashraf, I. and Mohibullah, 2006, Matlab/Simulink model of space vector PWM for three-phase voltage source inverter, *Universities Power Engineering Conference, 2006. UPEC'06. Proceedings of the 41st International. Vol. 3. IEEE*, 1096-1100.

İmat, H., 2011, Asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü için geliştirilmiş methodun DSP ile karşılaştırılması, Yüksek Lisans Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 43-46.

İnal, T. T., 2012, Üç faz IGBT köprü doğrultucunun tasarımı ve çift beslemeli asenkron generatör tabanlı rüzgar türbin sistemlerindeki kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, *İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 41-45.

İşen, E., 2011, Alternatif enerji kaynakları için şebekeye bağlı düşük harmonikli ve yüksek verimli üç fazlı inverter sisteminin geliştirilmesi, Doktora Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 13-16.

İşen, E. ve Bakan, A. F., 2011, Üç fazlı şebekeye bağlı inverterlerin uzay vektör modülasyonu ile kontrolü, *4. Enerji Verimliliği ve Kalitesi Sempozyumu, EVK 2011*, Kocaeli, 32-36.

Kazmierkowski, M. P., Blaabjerg, F. and Krishnan, R., 2002, Control in power electronics selected problems, Academic Press Series in Engineering, 45-60.

Kocalmış, A., 2005, Uzay vektör PWM kontrollü çok seviyeli inverterin modellenmesi ve benzetimi, Yüksek Lisans Tezi, *Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Elazığ, 29-36.

Keleş, F., 2006, Mikrodenetleyici kontrollü redresör tasarım ve gerçeklenmesi, Yüksek Lisans Tezi, *Dumlupınar Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Kütahya, 1-18.

Keskin, M. H. ve Güleren, K. M., 2013, Avrupa Birliği ve Türkiye Cumhuriyeti'ndeki rüzgar enerjisi üretiminin güncel bir analizi, *Mühendis ve Makine,* 639(54), 57-68.

Kesler, S., 2006, Bilezikli asenkron makinaların bilezikleri üzerinden bulanık mantık tabanlı hız denetiminin TMS320F2812 DSP ile gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi, *Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Trabzon, 107-123.

Koç, E. ve Şenel, M. C., 2013, Dünyada ve Türkiye'de enerji durumu – Genel Değerlendirme, *Mühendis ve Makine,* 639(54), 32-44.

Köseoğlu, C., 2014, Yenilenebilir enerji sistemleri için çok seviyeli bir eviricinin gerçekleştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, *İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 94-99.

Kurt, G., Rüzgar gücünün şebekeye enetegrasyonunda arıza sonrası sisteme katkı yeteneği (FRT)'nin farklı türbin-generatör üniteleri için incelenmesi, 334-337.

Larsson, V., 2008, Development of a real time test platform for motor drive algorithms, Master's Thesis, *Lulea University of Technology,* Lulea-Sweeden, 28-29.

Lee, K., Lee, J., Shin, D., Yoo, D. and Kim, H., 2014, A novel grid synchronization PLL method based on adaptive low-pass notch filter for grid-connected PCS, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on.*

Luna, A., Rocabert, J., Vazquez, G., Rodriguez, P., Teodorescu, R. and Corcoles, F., 2010, Grid synchronization for advanced power processing and FACTS in wind power systems, *In Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on IEEE,* 2915-2920.

Luna, A., Rocabert, J., Candela, I., Rodriguez, P., Teodorescu, R. and Blaabjerg, F., 2012, Advanced structures for grid synchronization of power converters in distributed generation applications, *In Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE,* 2769-2776

Ma, Y., Fan, L. and Miao, Z., 2013, Realizing space vector modulation in Matlab/Simulink and PSCAD*, North American Power Symposium (NAPS), 2013. IEEE*, 1-6.

Mergen, A.F. ve Zorlu, S., 2005, Elektrik makineleri II asenkron makineler, Birsen Yayınevi.

Mergen, A.F. ve Zorlu, S., 2005, Elektrik makineleri III senkron makineler, Birsen Yayınevi.

Mohan, N., Undeland, T. M. and Robbins, W. P., 2010, Power electronics.

Morales, D. A., 2014, Motor controller simulation and embedded implementation for a blood pump, Master's Thesis, *Queensland University of Technology,* Brisbane-Australia, 29-34.

Muller, S. and Doncker, R. W., Doubly fed induction generator systems for wind turbines, *IEEE Industry Applications Magazine*, 8(3), s. 26-33, 2002.

Nagliero, A., Mastromauro, R. A., Liserre, M. ve Dell'Aquila A., 2009, Synchronization techniques for grid connected wind turbines, *Industrial Electronics, 2009. IECON'09. 35th Annual Conference of IEEE*, 4606-4613.

Oskay, C., 2014, Sürdürülebilir kalkınma çerçevesinde rüzgar enerjisinin önemi ve Türkiye'de rüzgar enerjisi yatırımlarına yönelik teşvikler, *Niğde Üniversitesi İİBF Dergisi,* 1(7), 76-94.

Özer, Z., 2005, Rüzgar enerji dönüşüm sistemlerinde kullanılan generatörlerin denetimi, Yüksek Lisans Tezi, *Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü*, Kahramanmaraş.

Patel, M. R., 1999, Wind and solar power systems, CRC Press, Boca Raton, London, New York, Washington, 11.2.

Polat, S. ve Şekerci H., Türkiye'nin yenilenebilir enerji konumu ve gelecek hedefleri.

Polinder, H., Haan, S. W. H., Dubois, M. R. and Sootweg, J. G., 2004, Basic operation principles and electrical conversion of wind turbines, *NORPIE 2004, Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics*, Trondheim, Norway.

Rashid, M. H., 2007, Power electronics handbook, Elsevier Inc., USA, 82-83.

Rodriguez, P., Luna, A., Ciobotaru, M., Teodorescu, R. and Blaabjerg, F., 2006, Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions, *In IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE*, 5173-5178.

Sadara W. and Neammanee, B., 2010, Implementation of a three phase grid synchronization for doubly-fed induction generators in wind energy system, *Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2010 International Conference on. IEEE,* 1016-1020.

Sarıoğlu, K. ve ark., 2003, Asenkron makinalar ve kontrolü, Birsen Yayınevi, İstanbul,392s.

Sefa, İ., Altın, N. ve Özdemir, Ş., 2009, Yenilenebilir enerji kaynakları için üç fazlı şebeke etkileşimli evirici, *5. Uluslararası İleri Teknolojiler Sempozyumu (IATS'09)*, Karabük.

Sevilmiş, F. and Karaca, H., 2014, Simulation and analysis of SVPWM based VSI for wind energy systems, *Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI), International Conf.*, Bucharest-Romania, 71-75.

Sevilmiş, F. and Karaca, H., 2015, Simulation of three-phase grid interactive inverter for wind energy systems, *2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering Conference Proceedings*, Rome-Italy, 1169-1174.

Stiebler, M., 2008, Wind energy systems for electric power generation, Berlin, Germany.

Song, S., Kang, S. and Hahm, N., 2003, Implementation and control of grid connected AC-DC-AC power converter for variable speed wind energy conversion system, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE.*

Şerefoğlu, Ş., 2014, Solar sistemler için akıllı evirici tasarımı ve uygulaması, Yüksek Lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 48-49.

Teodorescu, R., Liserre, M. and Rodriguez, P., 2011, Grid converters for photovoltaic and wind power systems, John Wiley & Sons, Ltd, Publication.

Timbus, A., Teodorescu, R., Blaabjerg, F. and Liserre M., 2005, Synchronization methods for three phase distributed power generation systems. An overview and evaluation, *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, 2474-2481.

Tummuru, N. R., Mahesh K. M. and S. Srinivas, 2012, Synchronization of variable speed PMSG based wind energy conversion system to the grid with power quality

improvement features, *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2012 IEEE International Conference on. IEEE*, 1-6.

Tuncer, S., 2004, Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu kullanan beş seviyeli inverter tasarımı ve uygulaması, Doktora Tezi, *Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Elazığ, 35-41.

Türkyılmaz, O. ve Özgiresun, C., 2013, TMMOB makina mühendisleri odası Türkiye nereye gidiyor sunumu 2013.

Türkçü, S. İ., 2005, Türkiye'nin rüzgar enerji politikaları ve enterkonnekte sistemlere enetegrasyonu, Yüksek Lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 57-60.

Uyar, M., Gençoğlu, M. T. ve Yıldırım, S., 2005, Değişken hızlı rüzgar türbinleri için generatör sistemleri, *YEKSEM III. Yenilenebilir Enerji Sempozyumu*, Mersin, 173-178.

Uygun, C. ve Eker, M. K., 2008, Rüzgar enerji sistemlerinin şebekeye bağlanması durumunda enerji kalitesi üzerindeki etkilerinin incelenmesi.

Voltolini, H. and Carlson R., 2008, Grid synchronization and maximum power point tracking for wind energy generation system with Brushless Doubly Fed Induction Generator, *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE,* 2173-2177.

Wang, L., Singh, C. and Kusiak, A., 2010, Wind power systems, Springer-Verlag Berlin Heidelberg.

Yan, L., Li, X., Hu, H. and Zhang, B., 2011, Research on SVPWM inverter technology in wind power generation system, *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2011 International Conference on*, 1220-1223.

Yan, J., Lin, H., Feng, Y. and Zhu, Z. Q., 2014, Control of a grid-connected direct-drive wind energy conversion system, *Renewable Energy, 66*, 371-380.

Yang, Y., Ruan, Y., Shen, H. Q., Tang, Y. Y. and Yang, Y, 2009, Grid-connected inverter for wind power generation system, *Journal of Shanghai University (English Edition),* 13, 51-56.

Yazıcı, Y., 2008, Fırçasız doğru akım motorunun sayısal sinyal işlemci (DSP) ile kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 54-73.

Yumurtacı, M., 2007, Çeşitli modülasyon tekniklerinin harmonik bozulma üzerindeki etkileri, Yüksek Lisans Tezi, *Afyon Kocatepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Afyon Kocatepe, 34-42.

Zhong, Q-C. and Hornik, T., 2013, Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration, John Wiley & Sons, Ltd., United Kingdom, 26-27.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Fehmi SEVİLMİŞ
Uyruğu : T.C.
Doğum Yeri ve Tarihi : Tekkeköy / 1988
Telefon : 0506 926 46 48
Faks : 0332 241 21 79
e-mail : fehmisevilmis@selcuk.edu.tr

EĞİTİM

Derece		**Adı, İlçe, İl**	**Bitirme Yılı**
Lise	:	19 Mayıs Yabancı Dil Ağırlıklı Lise, Samsun	2006
Üniversite	:	Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon	2012
Yüksek Lisans	:	Selçuk Üniversitesi, Selçuklu, Konya	-
Doktora	:		

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	**Kurum**	**Görevi**
2013-	S.Ü. Teknoloji Fak. Elk-Elt. Müh.	Araş. Gör.

UZMANLIK ALANI

Güç Elektroniği, Yenilenebilir Enerji

YABANCI DİLLER

İngilizce

YAYINLAR

Sevilmiş, F. and Karaca, H., 2014, Simulation and analysis of SVPWM based VSI for wind energy systems, *Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI), International Conf*., Bucharest-Romania, 71-75.

Sevilmiş, F. and Karaca, H., 2015, Simulation of three-phase grid interactive inverter for wind energy systems, *2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering Conference Proceedings*, Rome-Italy, 1169-1174.