

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**RÜZGÂR TÜRBİNLERİNDE KULLANILAN SABİT MIKNATISLI SENKRON
GENERATÖRÜN BACK-TO-BACK DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE HIZ KONTROLÜ**

NAİM SÜLEYMAN TİNÇ

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNELERİ VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI**

**DANIŞMAN
YRD. DOÇ. DR. İSMAİL AKSOY**

İSTANBUL, 2013

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**RÜZGÂR TÜRBİNLERİNDE KULLANILAN SABİT MIKNATISLI SENKRON
GENERATÖRÜN BACK - TO - BACK DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE HIZ KONTROLÜ**

Naim Süleyman TING tarafından hazırlanan tez çalışması 02.07.2013 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Yrd. Doç. Dr. İsmail AKSOY
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Yrd. Doç. Dr. İsmail AKSOY
Yıldız Teknik Üniversitesi



Prof. Dr. Hacı BODUR
Yıldız Teknik Üniversitesi



Doç. Dr. Kayhan GÜLEZ
Yıldız Teknik Üniversitesi



ÖNSÖZ

Rüzgârdan elektrik enerjisi üretiminde kullanılan elektrik makinesi ve bu makinenin kontrolü rüzgâr türbinlerinin önemli bir parçasını oluşturmaktadır. Bu tez çalışmasında, rüzgâr türbinlerinde kullanılan Sabit Mıknatıslı Senkron Makinenin (SMSM) güç elektroniği devreleri ile hız kontrolü ve belirlenen hızda generatör olarak çalışması MATLAB/SİMULİNK programında gerçekleştirilmiştir. Generatör hız kontrolünde Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC) yöntemi tercih edilmiştir. Generatör ile şebekeyi birleştiren back to back dönüştürücü kontrolünde ise yaygın olarak kullanılan üç farklı Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) tekniği ayrı ayrı kullanılarak avantaj ve dezavantajları belirlenmiştir.

Tez çalışmam sırasında değerli zamanını esirgemedi bana yardımcı olan, tecrübeleri ve engin bilgisinden faydalandığım saygı değer hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. İsmail AKSOY'a saygı ve sonsuz teşekkürlerimi sunuyorum. Yine bu tez çalışmam sırasında aktardığı bilgiler ve desteklerinden dolayı değerli meslektaşım ve yakın arkadaşım Arş. Gör. Yusuf YAŞA'ya teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca benim için birer motivasyon kaynağı olmaları itibarıyla benden manevi desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen ve her zaman yanımda olup bu günlere gelmemdeki en büyük emek sahipleri değerli babam Orhan TİNĞ ve değerli annem AYŞE TİNĞ'a, değerli ablalarım ve kıymetli eşim Pınar TİNĞ'a sevgi, saygı ve sonsuz teşekkürlerimi sunuyorum.

Haziran, 2013

Naim Süleyman TİNĞ

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	vii
KISALTMA LİSTESİ	ix
ŞEKİL LİSTESİ.....	x
ÇİZELGE LİSTESİ	xii
ÖZET	xiii
ABSTRACT	xv
BÖLÜM 1	
GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	2
1.3 Hipotez	2
BÖLÜM 2	
RÜZGÂR ENERJİSİ.....	4
2.1 Rüzgâr Oluşumu	5
2.2 Dünyada ve Türkiye’de Rüzgâr Enerjisi	6
2.3 Rüzgâr Türbinleri.....	7
2.3.1 Düşey Eksenli Rüzgâr Türbinleri.....	8
2.3.2 Yatay Eksenli Rüzgâr Türbinleri	9
2.3.2.1 Yatay Eksenli Rüzgâr Türbini İç Yapısı	10
2.3.3 Sabit ve Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinleri	12
2.4 Rüzgâr Türbinlerinde Kullanılan Elektrik Makineleri	14
2.4.1 Doğru Akım Generatörleri.....	14
2.4.2 Asenkron Generatörler	15
2.4.2.1 Sincap Kafesli Asenkron Generatör.....	16
2.4.2.2 Rotoru Sargılı (Bilezikli) Asenkron Generatör	17
2.4.2.2.1 Optislip® Asenkron Generatörler	17

2.4.2.2.2	Çift Beslemeli Asenkron Generatörler	18
2.4.3	Senkron Generatörler.....	19
2.4.3.1	Alan Sargılı (Rotoru Sargılı) Senkron Generatör.....	19
2.4.3.2	Sabit Mıknatıslı Senkron Generatör	20
2.4.4	Anahtarlama Relüktans Generatör (ARG)	21
BÖLÜM 3		
SABİT MIKNATISLI SENKRON GENERATÖR (SMSG).....		22
3.1	Yüzey Montajlı Sabit Mıknatıslı Senkron Generatör	22
3.2	Rotora Gömülü Sabit Mıknatıslı Senkron Generatör	23
3.3	Sabit Mıknatıslı Senkron Makinelerin Çalışma Prensipleri.....	24
3.4	Sabit Mıknatıslı Senkron Generatörün Matematiksel Modeli	25
3.4.1	Uzay Vektörü Kavramı	25
3.4.1.1	Clarke Dönüşümü $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$	28
3.4.1.2	Park Dönüşümü $(a, b, c) \rightarrow (q, d)$	29
3.4.2	Sabit Mıknatıslı Senkron Makinenin q-d Referans Düzlemindeki Matematiksel Modeli	30
3.5	Sabit Mıknatıslı Senkron Generatörlerin Avantaj ve Dezavantajları	34
BÖLÜM 4		
SABİT MIKNATISLI SENKRON GENERATÖRÜN HIZ KONTROLÜ.....		36
4.1	Back to Back Dönüştürücü	37
4.2	Gerilim Kaynaklı İnverter (VSI)	39
4.3	Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM)	40
4.3.1	Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SPWM) Tekniği	41
4.3.2	Uzay Vektörü Darbe Genişlik Modülasyonu (SVPWM) Tekniği	44
4.3.2.1	Bölgelerin Belirlenmesi	48
4.3.2.2	Anahtarlama Sürelerinin Belirlenmesi	49
4.3.2.3	Referans Kontrol Gerilimlerinin Belirlenmesi	51
4.3.2.4	SVPWM Simülasyon Çalışması	54
4.3.3	Histeresis Akım Kontrolü Darbe Genişlik Modülasyonu (HCCPWM) Tekniği.....	56
4.4	SMSG Kontrol Yöntemleri	59
4.4.1	Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC)	61
4.4.1.1	Generatör Tarafı Alan Yönlendirmeli Kontrol	62
4.4.1.2	Şebeke Tarafı Alan Yönlendirmeli Kontrol	65
4.4.1.2.1	PLL ile Şebeke Açısının Hesaplanması	66
4.4.1.3	PI (Proportional Integral) Kontrolörü	67
BÖLÜM 5		
SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI.....		69
5.1	Back to Back Dönüştürücü ile SMSG Hız Kontrolü	70
5.1.1	SVPWM ile Alan Yönlendirmeli Kontrol Simülasyon Sonuçları.....	73

5.2 Alan Yönlendirmeli Kontrolde Kullanılan PWM Tekniklerinin Karşılaştırmalı Simülasyon Sonuçları	78
5.2.1 SVPWM ile SPWM Tekniklerinin Karşılaştırılması	78
5.2.1.1 Aynı Frekansta Toplam Harmonik Distorsiyonu	79
5.2.1.2 Aynı THD Elde Etmek İçin Anahtarlama Frekansı.....	82
5.2.1.3 Etkin DC Bara Kullanımı.....	83
5.2.2 SVPWM ile HCCPWM Tekniklerinin Karşılaştırılması	85
BÖLÜM 6	
SONUÇ VE ÖNERİLER.....	91
KAYNAKLAR.....	94
ÖZGEÇMİŞ.....	96

SİMGE LİSTESİ

A	Amper
A_t	Türbin kanatlarının taradığı alan
B	Manyetik alan
C_p	Betz katsayısı
d	Direct
e	Endüklenen gerilim
f	Frekans
F	Kuvvet
Hz	Hertz
i	Akım
J	Atalet
K_i	İntegral kazancı
K_p	Orantısal kazanç
l	Uzunluk
L	Endüktans
m	Metre
m_a	Modülasyon indeksi
MW	MegaWatt
n_s	Senkron hız
p	Kutup sayısı
p_p	Kutup çifti sayısı
P	Aktif güç
q	Quadrature
Q	Reaktif güç
R	Direnç
T	Moment
V	Volt
V_{DC}	DC bara gerilimi
V_k	Kontrol gerilimi
V_r	Rüzgâr hızı
V_t	Taşıyıcı gerilimi
W	Watt
w_e	Elektriksel hız
w_m	Mekanik hız
Wb	Weber

Z	Empedans
ρ	Hava yoğunluğu
θ_r	Rotor açısı
φ	Akı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternating Current (Alternatif Akım)
ARG	Anahtarlamalı Relüktans Generatör
Ar-ge	Araştırma-Geliştirme
CSI	Current Source Inverter (Akım Kaynaklı İnverter)
ÇBAG	Çift Beslemeli Asenkron Generatör
DC	Direct Current (Doğru Akım)
DERT	Düşey Eksenli Rüzgâr Türbini
DTC	Doğrudan Moment Kontrolü
EMK	Elektro Motor Kuvveti
FOC	Field Oriented Control (Alan Yönlendirmeli Kontrol)
HCCPWM	Histeresiz Akım Kontrolü Darbe Genişlik Modülasyonu
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör
PI	Proportional Integral
PWM	Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyonu)
RES	Rüzgâr Enerjisi Santrali
SMSG	Sabit Mıknatıslı Senkron Generatör
SMSM	Sabit Mıknatıslı Senkron Makine
SPWM	Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
SVPWM	Uzay Vektörü Darbe Genişlik Modülasyonu
THD	Toplam Harmonik Distorsiyonu
VSI	Voltage Source Inverter (Gerilim Kaynaklı İnverter)
YERT	Yatay Eksenli Rüzgâr Türbini

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2. 1	Dünya enerji kaynakları ve üretimi [8]..... 5
Şekil 2. 2	Küresel kümülatif rüzgâr kurulu gücü (1996-2011) [10] 6
Şekil 2. 3	Türkiye kümülatif rüzgâr kurulu gücü (1999-2011) [10] 7
Şekil 2. 4	Darrieus tipi düşey eksenli rüzgâr türbini [11]..... 8
Şekil 2. 5	Yatay eksenli bir rüzgâr türbini yapısı [13]..... 10
Şekil 2. 6	Sabit hızlı rüzgâr türbini şebeke bağlantısı 12
Şekil 2. 7	Değişken hızlı rüzgâr türbini şebeke bağlantısı 13
Şekil 2. 8	Çift beslemeli asenkron generatörün şebeke bağlantısı..... 18
Şekil 2. 9	Alan sargılı senkron generatörün şebeke ve türbin bağlantısı 20
Şekil 2. 10	Anahtarlama relüktans generatör 21
Şekil 3. 1	a) Yüzey montajlı SMSG, b) Rotor gömülü SMSG 23
Şekil 3. 2	İki kutuplu SMSM [17] 24
Şekil 3. 3	Çalışma prensibi [17] 24
Şekil 3. 4	Stator akımı uzay vektörü ve izdüşümü [16] 26
Şekil 3. 5	Referans düzlemler [16] 27
Şekil 3. 6	Stator akım uzay vektörü ve (α, β) 'deki bileşenleri 28
Şekil 3. 7	Park dönüşümü için gerekli referans düzlem..... 29
Şekil 3. 8	V_s stator geriliminin referans düzlemi [15] 31
Şekil 4. 1	SMSG'nin rüzgâr türbini ve şebeke bağlantısı 36
Şekil 4. 2	Back to back dönüştürücü..... 37
Şekil 4. 3	İki seviyeli üç fazlı bir inverterin devre şeması..... 40
Şekil 4. 4	Üç fazlı tam köprü bir inverterin tek yönlü sinüsoidal PWM kontrolünde, $m_a=2/3$ ve $m_f=9$ için, sinyallere göre faz ve fazlar arası gerilimlerin dalga şekilleri [19]. 42
Şekil 4. 5	Üç fazlı VSI için anahtar durumlarına karşılık düşen gerilim vektörleri 45
Şekil 4. 6	Uzay vektör modülasyonu ile üretilen referans vektör ve aktif vektörler ile sıfır vektörleri 46
Şekil 4. 7	V_{ref} vektörünün bulunabileceği bölgeler..... 48
Şekil 4. 8	Bölgeleri belirlemek için oluşturulan algoritma..... 49
Şekil 4. 9	Birinci bölgedeki anahtarlama süreleri 50
Şekil 4. 10	Birinci bölge için en uygun anahtarlama formu..... 52
Şekil 4. 11	Her bölge için inverter üst sıra elemanlarına uygulanması gereken sinyaller..... 53
Şekil 4. 12	Süreleri ve kontrol gerilimlerini elde etmek için oluşturulan algoritma 54
Şekil 4. 13	SVPWM MATLAB/Simulink Kurulumu 55

Şekil 4. 14	SVPWM çıkış referans kontrol sinyalleri	55
Şekil 4. 15	Referans ve taşıyıcı dalgaların karşılaştırılması.....	56
Şekil 4. 16	SVPWM anahtarlama sinyalleri (6. ve 1. Bölge)	56
Şekil 4. 17	İnverter a fazı için HCCPWM ile anahtarlama sinyallerinin elde edilmesi..	57
Şekil 4. 18	HCCPWM A fazı akım dalgası ve birinci faz kolu IGBT kontrol sinyalleri	58
Şekil 4. 19	SMSG kontrol metotları	59
Şekil 4. 20	V/f kontrolünün blok diyagramı [22]	60
Şekil 4. 21	SVPWM ile generatör tarafı alan yönlendirmeli kontrolü blok şeması	62
Şekil 4. 22	SPWM ile generatör tarafı alan yönlendirmeli kontrolü blok şeması	64
Şekil 4. 23	HCCPWM ile generatör tarafı alan yönlendirmeli kontrolü blok şeması ...	64
Şekil 4. 24	SVPWM ile şebeke tarafı alan yönlendirmeli kontrolü blok şeması.....	65
Şekil 4. 25	PLL ile şebeke açısının hesaplanması simulink bloğu	67
Şekil 4. 26	PI kontrolör bloğu	67
Şekil 5. 1	Back to back dönüştürücü ile SMSG hız kontrolü Matlab/SİMULİNK blok diyagramı	71
Şekil 5. 2	Generatör tarafı FOC Matlab/Simulink çalışması	72
Şekil 5. 3	Şebeke tarafı FOC Matlab/Simulink çalışması	72
Şekil 5. 4	Generatör hızı ve DC bara kontrolü simülasyon sonuçları.....	74
Şekil 5. 5	Stator ve şebeke akımları.....	75
Şekil 5. 6	Maksimum moment üretimi	76
Şekil 5. 7	Şebekeye aktarılan aktif ve reaktif güçler	76
Şekil 5. 8	Şebeke akım ve gerilimi	77
Şekil 5. 9	DC/AC dönüştürücü faz ve V_{ab} fazlar arası gerilimleri	77
Şekil 5. 10	SVPWM ve SPWM ile elde edilen generatör akım sonuçları.....	80
Şekil 5. 11	SPWM ile elde edilen generatör bir faz akımı THD analizi	80
Şekil 5. 12	SVPWM ile elde edilen generatör bir faz akımı THD analizi	80
Şekil 5. 13	SVPWM ve SPWM ile elde edilen şebeke akım sonuçları.....	81
Şekil 5. 14	SVPWM ile elde edilen şebeke bir faz akımı THD analizi.....	81
Şekil 5. 15	SPWM ile elde edilen şebeke bir faz akımı THD analizi	82
Şekil 5. 16	SVPWM ile aynı THD için SPWM anahtarlama frekansı	82
Şekil 5. 17	SVPWM referans vektör döner alanı	83
Şekil 5. 18	SVPWM modülasyon indeksi ve elde edilen referans çıkış gerilimi	84
Şekil 5. 19	SPWM modülasyon indeksi ve elde edilen referans çıkış gerilimi.....	84
Şekil 5. 20	SVPWM ve SPWM referans vektör döner alanı.....	85
Şekil 5. 21	HCCPWM a fazı anahtarlama sinyalleri	86
Şekil 5. 22	HCCPWM ile elde edilen şebeke akımları	87
Şekil 5. 23	HCCPWM ile elde edilen şebeke bir faz akımı THD analizi	87
Şekil 5. 24	SVPWM ve HCCPWM ile elde edilen elektromanyetik momentteki dalgalanma	88
Şekil 5. 25	SVPWM ve HCCPWM ile şebeke akımları	88
Şekil 5. 26	SVPWM ve HCCPWM PI kontrolörlü generatör akımları dinamik cevabı...	89
Şekil 5. 27	SVPWM ve HCCPWM PI kontrolörsüz şebeke akımları dinamik cevabı	90

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 4. 1 Anahtarlama durumlarına göre faz ve fazlar arası gerilimler.....	45
Çizelge 5. 1 SMSG parametleri.....	69

RÜZGÂR TÜRBİNLERİNDE KULLANILAN SABİT MIKNATISLI SENKRON GENERATÖRÜN BACK - TO - BACK DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE HIZ KONTROLÜ

Naim Süleyman TING

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. İsmail AKSOY

Enerji verimliliği ve etkinliği açısından yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımı son yıllarda gittikçe önem kazanmaktadır. Bu enerji kaynaklarından biri de rüzgâr enerjisidir. Rüzgâr enerjisi başta çevre temizliği açısından olmak üzere güvenilirliği ve ucuzluğunun da gittikçe artmasıyla yaygın halde kullanılmaktadır. Fosil yakıtların elektrik üretimindeki katkısı tartışılmaz bir gerçektir. Fakat bu yakıtların giderek tükenmesi rüzgâr enerjisinin önemini daha da artırmaktadır. Özellikle Danimarka, Portekiz, İspanya ve Almanya gibi Avrupa ülkelerinde elektrik enerjisinin önemli bir bölümü rüzgârdan karşılanmaktadır.

Türkiye’de ise şebekeye bağlı rüzgâr enerjisi ile elektrik üretimi 1998 yılında başlamış ve özellikle 2005 yılından itibaren 5346 sayılı “Yenilenebilir Elektrik Kanunu”nun çıkmasından sonra kurulu güç ve enerji üretiminde her yıl %100’ün üzerinde artış göstererek 2011 yılı sonunda 1691,8 MW’a, 2012 sonu itibarıyla ise ülkemizdeki toplam kurulu gücün %4’üne tekabül eden 2261 MW’a ulaşmıştır [1], [2].

Rüzgâr enerjisini elektrik enerjisine çevirebilmek için çeşitli rüzgâr türbinleri tasarlanıp tüm dünyada kullanıma sunulmuştur. Bu rüzgâr türbinleri içerisinde kullanıma en elverişli olanı ve en verimli olanı değişken hızlı rüzgâr türbinleridir. Rüzgâr türbinleri yapısı içerisinde rüzgârdan alınan enerjiyi elektrik enerjisine çeviren, yani generatör olarak çalıştırılan bir elektrik makinesi bulunmaktadır. Bu tez çalışmasında, rüzgâr türbinlerinde kullanılan elektrik makinelerinden olan ve son yıllarda kullanımı yaygınlaşan sabit mıknatıslı senkron makinenin güç elektroniği devreleri ile hız kontrolü

ve belirlenen hızda generatör olarak çalışması Matlab/SIMULINK programında gerçekleştirilmiştir.

Tezin birinci bölümünde, yapılan literatür taraması sonucunda tez konusu ile ilgili yapılan çalışmalar hakkında kısa bilgiler, tezin amacı ve hipotez verilmiştir.

İkinci bölümde ise rüzgâr enerjisi, rüzgâr türbinleri ve bu türbinlerde kullanılan senkron ve asenkron generatörler hakkında teorik bilgiler verilmiş ve bu generatörler avantajları ve dezavantajlarıyla birlikte kıyaslanmıştır.

Üçüncü bölümde, bu tez çalışmasında kullanılan Sabit Mıknatıslı Senkron Generatörün (SMSG) yapısı, işlevi, çalışma mantığı, matematiksel modeli ile avantaj ve dezavantajları detaylı olarak anlatılmıştır.

Dördüncü bölümde, SMSG'nin hız kontrolünde kullanılan alan yönlendirmeli kontrol metodu anlatılmıştır. Ayrıca back to back dönüştürücü ile ilgili bilgiler verilip bu dönüştürücünün kontrolünde kullanılan PWM kontrol teknikleri detaylı bir şekilde anlatılmış ve Matlab/SIMULINK'te simule edilmiştir.

Beşinci bölüm konu ile ilgili simülasyon sonuçlarını kapsamaktadır. Alan yönlendirmeli kontrol metoduyla SMSG'nin hızı kontrol edilmiştir. Bu kontrol de inverter anahtarlamaları için Sinüsoidal PWM, Uzay Vektörü PWM ve Histerezis Akım Kontrolü PWM teknikleri ayrı ayrı kullanılarak simülasyon çalışması yapılmış ve elde edilen sonuçlar toplam harmonik distorsiyonu (THD), dinamik cevap, anahtarlama kayıpları v.s gibi özellikler açısından mukayese edilmiştir.

Altıncı ve son bölümde ise yapılan bu tez çalışmasında uygulanan kontrol tekniklerindeki olumlu ve olumsuz sonuçlar belirtilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Rüzgâr türbini, sabit mıknatıslı senkron generatör, sabit mıknatıslı generatörün kontrolü, back to back dönüştürücü, darbe genişlik modülasyonu, uzay vektörü darbe genişlik modülasyonu

**SPEED CONTROL OF WIND TURBINE PERMANENT MAGNET
SYNCHRONOUS GENERATOR USING BACK - TO - BACK CONVERTER**

Naim Süleyman TING

Department of Electrical Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Asst. Prof. Dr. İsmail AKSOY

The utilization of renewable energy sources is becoming increasingly important in terms of energy efficiency and the effectiveness in recent years. Wind energy is one of these energy sources. Wind energy is commonly used in terms of cleanliness of the environment since its reliability and inexpensiveness is increasing more and more. An indisputable fact that the contribution of fossil fuels in electric power generation. However, the gradually depletion of these fuels increases the importance of wind energy. An important part of electrical energy is supplied by wind energy especially in the European countries as Denmark, Portugal, Spain and Germany

The grid connected electricity generation from wind energy in Turkey started in 1998 and particularly since 2005, after the advent of the Law No. 5346 Renewable Electricity Law, is reached 1691,8 MW at the end of 2011 increased by over 100% every year with installed capacity and power generation. Then, It is reached the end of 2012 which corresponds to 4% of Turkey's total installed capacity reached 2,261 MW [1], [2].

Several wind turbines are designed to convert wind energy to electrical energy is available all over the world. This one is the most suitable and the most efficient for use in wind turbines, variable speed wind turbines. There is an electric machine which converts to electricity energy from wind energy, operated as generator, in the structure of wind turbine. In this thesis, speed control with power electronics circuits of permanent magnet synchronous machine that is one of the machines used in wind

turbines and is used commonly in recent years, and the operation as generator in determineted speed is simulated in Matlab/SIMULINK.

In the first chapter of the thesis, as a result of the review of the literature, it is given on brief informations about the studies which is made on the subject of the this thesis, the thesis's purpose and hypothesis.

In the second chapter, it is given the theoretical knowledge about wind energy, wind turbines and synchronous and induction generators used in these turbines and it is compared synchronous and induction generators with their advantages and disadvantages.

In the third chapter, it is detail described structure, function, business logic, the mathematical model, advantages and disadvantages of Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG) used in this thesis.

In the fourth chapter, field oriented control (FOC) method is decribed used PMSG speed control. In addition, it is given informations about back to back converter and is described PWM control techniques used control of this converter and is simulated in Matlab/SIMULINK.

The fifth chapter covers the simulation results on the subject. Speed of PMSG is controled with fied oriented control method. In this control, simulatin is made for inverter switchings by using individually Sinüsoidal PWM, Space Vector PWM and Histeresis Current Control PWM and the results are compared in terms of features the total harmonic distortion (THD), dynamic response, switching losses, etc.

The sixth and final chapter, it is pointed out positive and negative results of the control techniques applied in this thesis.

Keywords: Wind turbine, permanent magnet synchronous generator, permanent magnet generator control, back to back converter, pulse width modulation, space vector pulse width

1.1 Literatür Özeti

Rüzgâr türbinlerinde en yaygın olarak kullanılan iki tip generatör vardır. Bunlar çift beslemeli asenkron generatör (ÇBAG) ve sabit mıknatıslı senkron generatördür. İki generatöründe birbirine göre avantajları ve dezavantajları vardır. Bu tez çalışmasında SMSG ele alınmıştır. Rüzgâr türbinleri, rüzgâr türbinlerinde kullanılan generatörler, kontrol yöntemleri ile ilgili çok sayıda çalışmalar mevcuttur. Bu bölümde bu çalışmalardan bazılarının içeriği hakkında kısa bilgiler verilecektir.

Azevedo ve arkadaşlarının SMSG ile değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin modeli adlı çalışmasında, SMSG'nin, çift beslemeli asenkron generatöre göre daha performanslı olduğu vurgulanmıştır. Çünkü SMSG daha yüksek bir verime sahiptir ve daha az bakım gerektirir. Ayrıca SMSG'de rotor akımı yoktur. SMSG dişli kutusu gerektirmez. Dolayısıyla sistem fiyatında ve ağırlığında bir azalma mevcuttur [3].

Huang ve arkadaşlarının makalesinde, değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin sabit hızlı rüzgâr türbinlerinde daha verimli olduğuna değinilmiş ve SMSG'nin back to back dönüştürücü ile kontrolü yapılmıştır. Bu makalede, back to back dönüştürücünün yapısı ve işlevine dikkat çekilmiştir. Back to back dönüştürücünün generatör tarafındaki kısmı, rüzgârdan maksimum güç elde edilmesini sağlarken şebeke tarafındaki kısmı ise DC bara gerilimini sabit tutar ve güç faktörünü düzenleyerek THD'yi azaltır [4].

Apaydın ve arkadaşlarının çalışmasında ise rüzgâr türbinlerinde kullanılan generatörler avantaj ve dezavantajlarıyla karşılaştırılmıştır. Bu çalışmaya göre; bir rüzgâr santralının performansı, santralin kurulacağı bölgenin rüzgâr rejimine ve türbin

tipine en uygun generatörün kullanılmasına bağlıdır. Küçük ve orta güç sistemlerde SMSG kullanılırken büyük güç rüzgâr sistemleri için ÇBAG tercih edilir. Bu iki generatörde de PWM, sistemin giriş ve çıkışındaki akım harmoniklerini azaltacağı için, PWM tekniklerine göre anahtarlama yapabilen back to back gerilim kaynaklı dört bölgeli güç dönüştürücüsü tercih edilir. Böylece generatör üzerindeki moment titreşimleri azalır ve çıkış gücü kalitesi artar [5].

Prasad ve arkadaşlarının çalışmasında, back to back dönüştürücüdeki güç elemanlarının anahtarlama sinyallerini sağlayan sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu (SPWM) ve uzay vektörü darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) karşılaştırılmıştır. SVPWM'in sinüsoidal PWM'e göre daha avantajlı olduğu gözlemlenmiştir. SVPWM'de DC bara geriliminden daha fazla yararlanılır. İki kontrol tekniğinde de anahtarlama frekansları sabittir. SPWM daha basit yapıya sahip olmasına rağmen SVPWM'in mikroişlemcilerle kolay uygulanabilir olması en önemli tercih sebebidir [6].

Kale ve Özdemir'in çalışması ise histerezis akım kontrolü darbe genişlik modülasyonunun (HCCPWM) dinamik cevap hızının yüksekliğini ortaya koyarken, gürültü ve anahtarlama kayıpları gibi dezavantajlarını da belirtmektedir [7].

1.2 Tezin Amacı

Bu tez çalışmasında birinci amaç, rüzgâr türbinlerinde kullanılan sabit mıknatıslı senkron makinenin generatör olarak çalışma koşullarının sağlanması ve generatör olarak çalıştırılan bu makinenin hız kontrolünün back to back dönüştürücüler ile sağlanmasıdır. Bunun için gerekli kontrol metodu olarak alan yönlendirmeli kontrol kullanılmıştır. İkinci amaç ise şebeke frekansı ile generatör tarafı frekansı senkronize etmede kullanılan back to back dönüştürücü için gerekli anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde kullanılan darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniklerinin birbirlerine göre avantaj ve dezavantajlarını yapılan simülasyon çalışmalarıyla ortaya koymaktır.

1.3 Hipotez

Sabit mıknatıslı generatörler değişken hızlı rüzgâr türbinleri için oldukça elverişli elektrik makinelerdir. Rüzgâr türbinlerinin önemli bir parçasını oluşturan bu generatörlerde kontrol yöntemleri, verimlilik ve uygulanabilirlik açısından oldukça

önemlidir. Bu kontrol yöntemlerinden biri de alan yönlendirmeli kontroldür. Alan yönlendirmeli kontrolde yapılan vektörel kontrol ile değişken hızlarda maksimum moment üretimi sağlanabilmektedir. Burada inverterlerin anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde kullanılan darbe genişlik modülasyon teknikleri de önem arz etmektedir. Bu darbe genişlik modülasyon tekniklerinden özellikle uzay vektörü darbe genişlik modülasyonu, tez de sunulan diğer iki darbe genişlik modülasyonu sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu ve histerezis akım kontrollü darbe genişlik modülasyonu ile çeşitli açılardan karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

BÖLÜM 2

RÜZGÂR ENERJİSİ

Fosil yakıtların yavaş yavaş tükenmeye başlaması ve bu yakıtların çevreye verdiği zararın anlaşılması insanları yenilenebilir enerji kaynaklarını kullanmaya itmiştir. Bu yenilenebilir enerji kaynaklarından biri de rüzgâr enerjisidir.

Rüzgâr enerjisi kullanımı çok uzun bir geçmişe sahiptir. Bu geçmişin 3000 yıl öncesine dayandığı ve rüzgârın enerjisinden yel değirmenlerinde faydalandığı öne sürülmektedir. 20. YY'ın başlarına kadar rüzgâr enerjisi tahıl öğütme ya da su pompalama için gerekli mekanik gücü sağlamada kullanılırdı. İlk rüzgâr türbinleri son yüz yılın başlarında ortaya çıkmaya başladı ve bu teknoloji 1970'lerin başlarından itibaren adım adım geliştirildi. 1990'ların sonuyla birlikte, özellikle petrol fiyatlarındaki artış, nükleer enerji kaynaklarındaki güvenlik endişesi ve bu kaynakların çevreye verdiği zararlar rüzgâr enerjisini en önemli yenilenebilir enerji kaynaklarından biri haline getirdi. Ayrıca tükenmez bir kaynak oluşu ve verimliliği itibarıyla de günümüzdeki en iyi teknolojilerden biridir [3].

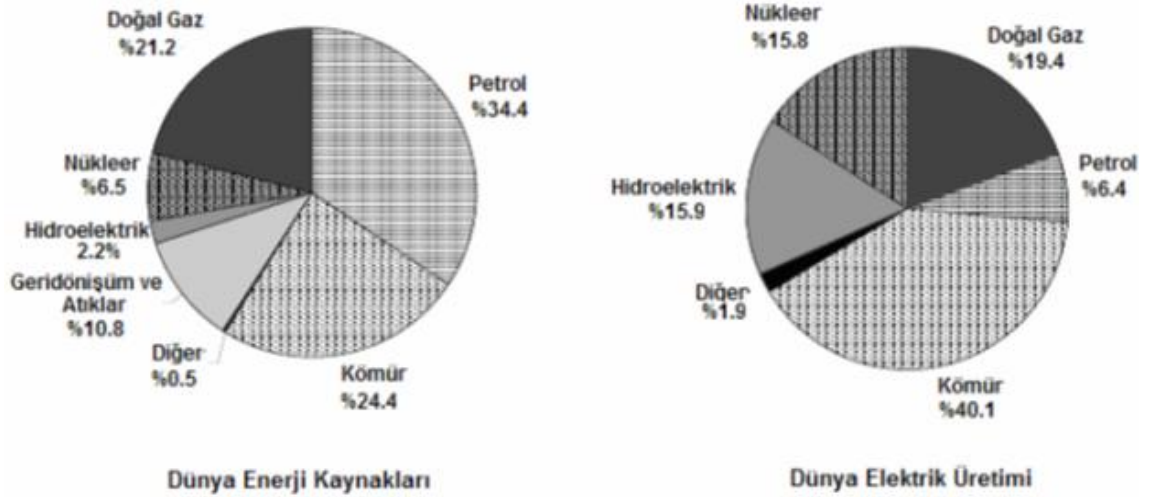
Son yıllarda Avrupa'da özellikle Danimarka, Almanya ve İspanya olmak üzere Hindistan, Çin gibi bazı gelişmekte olan ülkeler ve Amerika Birleşik Devletleri'nde bu teknolojinin kullanımında önemli bir sıçrama görülmektedir. Rüzgâr enerjisi bir dizi farklı ekonomi ve coğrafi yapıda başarılı olmaktadır.

Rüzgâr enerjisi kullanımının avantajları şunlardır:

- Sera gazı ve diğer kirletici gaz etkileri oluşturmaz,
- Temiz bir enerji kaynağıdır,

- Güvenirliğı ve ucuzluğı gittikçe artmaktadır,
- Rüzgâr türbini kurulan bir arazi ikili kullanım imkânına sahiptir.

Nükleer ve yenilenebilir enerjilerin katkılarına rağmen dünya hala fosil enerji çağında bulunmaktadır. Şekil 2.1’den de görüldüğü gibi fosil yakıtlar; kömür, petrol ve doğal gaz birincil enerji kaynaklarıdır. Elektrik üretiminde kömürün, taşıma yakıtları üzerinde petrolün egemenliğı çok barizken, doğal gazın da gelişmekte olan ülkelerde kışın ısıtma için kullanılan en yaygın yakıt olduğı kaçınılmaz bir gerçektir. Yapılan hesaplamalara göre, tüketim hızı aynı devam ettiğinde, petrol rezervleri 2040, doğalgaz 2060, kömür ise 2150 yılında büyük bir olasılıkla tükenecektir [8].



Şekil 2. 1 Dünya enerji kaynakları ve üretimi [8]

2.1 Rüzgâr Oluşumu

Yenilenebilir enerji türlerinin birçoğı güneşin sebep olduğı süreçlerle oluşur. Güneş yeryüzüne saatte 100.000.000.000.000 kW enerjiyi güneş ışınları yoluyla gönderir. Güneşten gelen enerjinin %1,5-2'si rüzgâr enerjisine dönüşür [9].

Rüzgâr enerjisi, aslında çevrime uğramış güneş enerjisidir. Su ve toprağın güneş ışınlarını alarak yansıtması atmosferde ısı değişimine neden olur. Havanın ısınmasıyla ısınan kütle genişler ve sıcak hava yükselmeye başlar. Sıcak havanın yükselmesiyle atmosfer basıncı düşerek soğuk hava kütleleri yükselen havanın yerini alır ve buda rüzgârı oluşturur.

Rüzgâr alçak basınçla yüksek basınç bölgesi arasında yer değiştiren hava akımıdır ve daima yüksek basınç alanından alçak basınç alanına doğru hareket eder. İki bölge arasındaki basınç farkı ne kadar büyük olursa, hava akım hızı o kadar fazla olur.

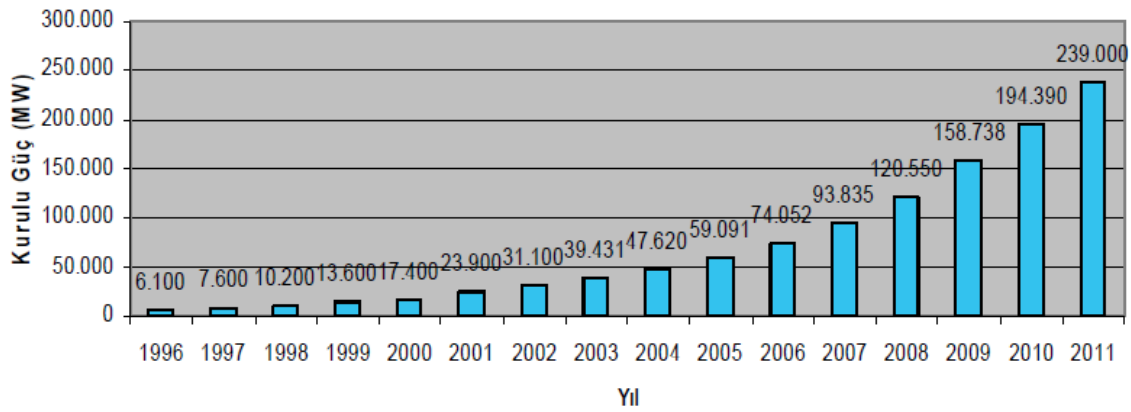
2.2 Dünyada ve Türkiye’de Rüzgâr Enerjisi

Rüzgârdan elde edilebilecek güç eşitlik 2.1’deki formülle ifade edilebilir.

$$P = C_p \cdot \frac{1}{2} \rho \cdot A_t \cdot V_r^3 \quad (2.1)$$

Burada ρ hava yoğunluğu, A_t türbin kanatlarının taradığı alan, V_r rüzgâr hızı ve C_p Betz katsayısıdır. Betz kanununa göre rüzgârdan elde edilebilecek maksimum güç, toplam rüzgâr gücünün %59’udur. Günümüz modern rüzgâr türbinleri ise rüzgâr enerjisinin 0.53’ünün alabilecek teknolojidedir. Buda ($0.53/0.59 = 0.90$) esen rüzgârın teorik olarak alınabilecek maksimum enerjisinin %90’ının alınması demektir [9].

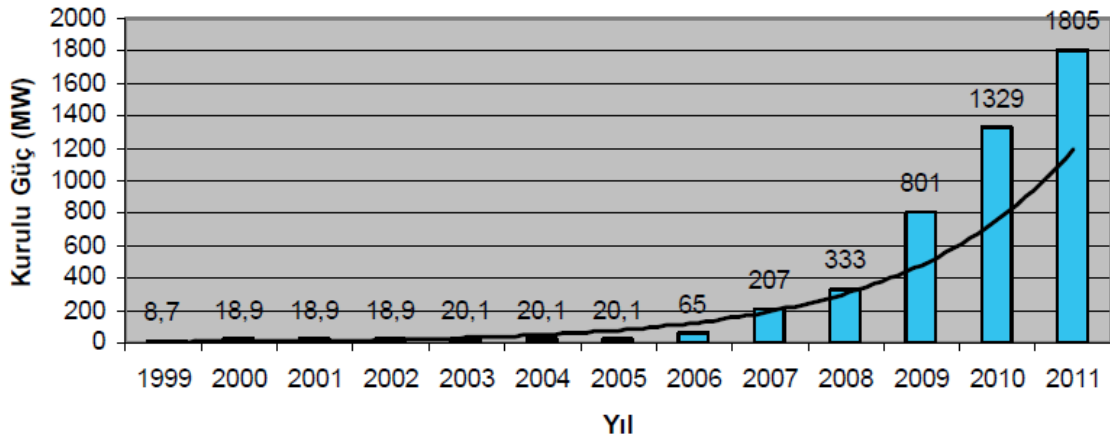
Dünya üzerinde 1996’dan beri kümülatif rüzgâr kurulu gücü logaritmik olarak artış göstermektedir. 2011 yılında 42.175 MW gücünde rüzgâr enerjisi santralinin (RES) devreye alınmasıyla küresel rüzgâr enerjisi kurulu gücü 239.000 MW düzeyine ulaşmıştır (Şekil 2.2).



Şekil 2. 2 Küresel kümülatif rüzgâr kurulu gücü (1996-2011) [10]

Ülkemizde ise 2011 yıl sonu itibarıyla kurulu güç 52.000 MW düzeyindedir. Son dönemlere ait eğilimler incelenerek Türkiye’nin önümüzdeki 10 yıllık dönemde elektrik talebinin yıllık ölçekte %6-8 arasında artacağı öngörülmektedir. 2023 yılına kadar kurulu gücün 100.000 MW civarına çıkması hedeflenmektedir [10]. Şekil 2.3’te

Türkiye’de ki kurulu rüzgâr gücü değişimi verilmiştir. Bu grafiğe göre ülkemizde 2006 yılının rüzgâr enerjisi kullanımında bir milat olduğu söylenebilir.



Şekil 2. 3 Türkiye kümülatif rüzgâr kurulu gücü (1999-2011) [10]

2.3 Rüzgâr Türbinleri

Tahrik edilen kısmı dönme hareketi yapan ve bir akışkanda bulunan enerjiyi milinde mekanik enerjiye dönüştüren makinalara türbin denir. Türbinler genel olarak buhar, gaz, su ve rüzgâr türbinleri olarak dört grupta incelenir.

Rüzgâr türbinleri, rüzgârın sahip olduğu kinetik enerjiyi, elektrik enerjisine çeviren sistemlerdir. Yel değirmenlerinin teknoloji ile geliştirilmiş hali olarak düşünülebilir. Günümüz modern rüzgâr türbinlerinin atası sayılabilecek ilk modeller 19. yüzyılın sonlarında Danimarka’da yapılmıştır. 1970’li yıllarda yaşanan petrol krizi ile dünya yeni enerji kaynakları arayışına girmiş ve rüzgâr türbinleri için uzun bir aradan sonra yeni bir evrim süreci başlamıştır. Amerika Birleşik Devletleri’nde 1970’lerde yatay ve dikey rüzgâr türbinleri üzerinde yoğun Ar-Ge çalışmaları yapılmış, ayrıca 1980’li yılların başlarında Uluslararası Enerji Ajansı eşgüdümünde yürütülen Ar-Ge çalışmalarının katkısıyla çağdaş enerji türbinlerinin şekli ortaya çıkmıştır.

Nitelik itibarıyla rüzgâr türbinlerini 5 gruba ayırabiliriz.

- Yatay veya dikey eksenli rüzgâr türbinleri,
- Sabit veya değişken hızlı rüzgâr türbinleri,
- Önden rüzgârlı ve arkadan rüzgârlı rüzgâr türbinleri,
- Tek, iki veya üç kanatlı indüksiyon veya eşzaman üreteçli rüzgâr türbinleri,

- Durdurma veya kanat eğimi denetimli rüzgâr türbinleri,

Günümüzde rüzgâr türbinlerinin sınıflandırılmasında en çok kullanılan sınıflandırma biçimi, rotor ekseninin yeryüzüne göre konumunu ifade eden sınıflandırma biçimidir. Bu sınıflandırmaya göre rüzgâr türbinleri Düşey Eksenli Rüzgâr Türbinleri (DERT) ve Yatay Eksenli Rüzgâr Türbinleri (YERT) olmak üzere ikiye ayrılır.

2.3.1 Düşey Eksenli Rüzgâr Türbinleri

Bu türbinlerin dönme eksenleri düşey ve rüzgâra diktir. Kanat kirişleri dönme eksenine dik olacak şekilde yerleştirilmiştir. Dönme hareketi, kanatların iç ve dış yüzeyleri arasındaki çekme kuvveti farkı nedeniyle oluşmaktadır. Savonius tipi, Darrieus tipi gibi çeşitleri vardır. Daha çok deney amaçlı üretilmiştir. Ticari kullanımı çok azdır. Şekil 2.4'te Darrieus tipi düşey eksenli bir rüzgâr türbini yapısı gösterilmiştir.



Şekil 2. 4 Darrieus tipi düşey eksenli rüzgâr türbini [11]

Bu türbinlerin avantajlarını şöyle sıralayabiliriz:

- Generatör ve dişli kutusu yere yerleştirildiği için, türbini kule üzerine yerleştirmek gerekmez. Böylece kule masrafı olmaz
- Türbini rüzgâr yönüne çevirmeye, dolayısıyla dümen sistemine ihtiyaç yoktur. Çünkü rüzgârı her yönden alırlar ve en önemli avantajları da budur.
- Türbin mili hariç diğer parçaların bakım ve onarımı kolaydır.

- Elde edilen güç toprak seviyesinde çıktığından, nakledilmesi daha kolaydır.

Dezavantajları ise şöyledir:

- Yere yakın oldukları için alt noktalardaki rüzgâr hızları düşüktür,
- Verimi düşüktür. Çünkü kanatları yere yakındır ve düşük rüzgâr hızını alırlar.
- Çalışmaya başlaması için bir motor tarafından ilk hareketin verilmesi gerekir, bu yüzden ilk hareket motoruna ihtiyacı vardır,
- Ayakta durabilmesi için tellerle yere sabitlenmesi gerekir, bu da pek pratik değildir,
- Türbin mili yataklarının değişmesi gerektiğinde, makinenin tamamının yere yatırılması gerekir [9].

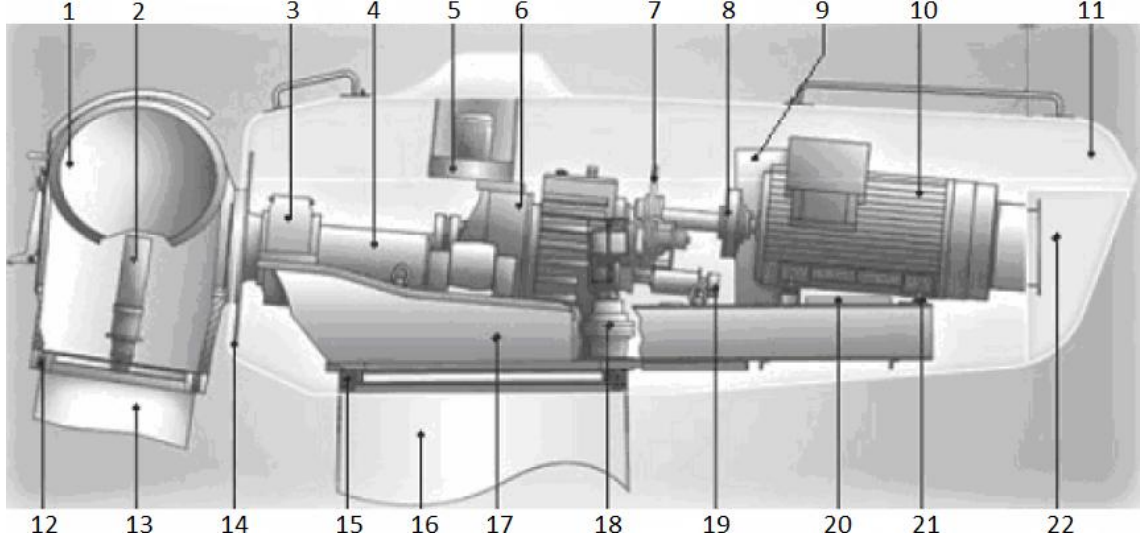
2.3.2 Yatay Eksenli Rüzgâr Türbinleri

Dönme eksenleri rüzgâr yönüne paralel, kanatları ise rüzgârın esme yönüne dik olarak çalışırlar. Türbin rotorunun maksimum enerjiyi tutabilmesi, kanatların rüzgârın esme yönüne dik olmasıyla mümkün olmaktadır. Kanatlardaki kaldırma kuvveti rotorun dönmesini sağlar. Yatay eksenli rüzgâr türbinlerinin, rüzgârı önden ve arkadan alan olmak üzere iki tipi mevcuttur. Yatay eksenli türbinlerin çoğu, rüzgârı önden alacak şekilde tasarlanır. Rüzgârı arkadan alan türbinlerin yaygın bir kullanım yeri yoktur. Rüzgârı önden alan türbinlerin iyi tarafı, kulenin oluşturduğu rüzgâr gölgelenmesinden etkilenmemesidir. Kötü tarafı ise, türbinin sürekli rüzgâra bakması için dümen sisteminin yapılmasıdır.

Yapılan literatür taraması sonucu elektrik üretiminde yatay eksenli rüzgâr türbinlerinin daha çok tercih edildiği belirlenmiştir. YERT'lerin genelinde 3 adet aralarında 120° açı farkı olan rotor kanatları bulunmaktadır. Eşit güçlü sistemlerde kanat uzunluğu arttıkça atalet momentinin artması nedeniyle türbin devir sayısı düşmektedir. Büyük güçlü türbinlerin döner devir sayıları 8-20 d/dk civarındadır. Düşük hızlarda yüksek moment elde edilebilmekte, dişli kutusuna aktarılan döner devir hızı yükseltilerek bir mil yardımı ile generatör miline aktarılmaktadır [12].

2.3.2.1 Yatay Eksenli Rüzgâr Türbini İç Yapısı

Şekil 2.5'te yer konumuna göre, rotoru yatay eksenle çalışan yatay eksenli bir rüzgâr türbinini verilmiş ve bu türbini oluşturan elemanlar numaralandırılmıştır.



Şekil 2. 5 Yatay eksenli bir rüzgâr türbini yapısı [13]

1- Rotor Göbeği	12- Kanat Yatağı
2- Kanat Açısı (Pitch) Sürücüsü	13- Kanat
3- Yatak Engelleyicisi	14- Rotor Kilidi
4- Rotor Şaftı	15- Sapma Yatağı
5- Yağ Soğutucusu	16- Kule
6- Dişli Kutusu	17- Ana Gövde
7- Fren	18- Sapma Sürücüsü
8- Kuplaj Sistemi	19- Transmitter
9- Kontrol Panel	20- Akü
10- Generatör	21- Ses Yalıtım
11- Nacelle (Motor yuvası)	22- Havalandırma

Elektrik enerjisi üretiminde kullanılan bu rüzgâr türbinlerinin ana parçaları; nacelle, rotor, fren, dişli kutusu, kanatlar, kanat açısı (pitch) sürücüsü, sapma sürücüsü, kule ve generatördür. Aşağıda bu ana elemanlar ile ilgili açıklamalar kısaca verilmiştir.

Nacelle: Mekanik enerjiyi elektriğe dönüştüren yapının kasasıdır. Nacelle’de yer alan ekipmanlar dişli kutusu, jeneratör ve elektrik kontrol elemanlarıdır.

Rotor: Kanatlar ve kanatları birleştiren merkeze rotor denir. Rotorda 2 veya 3 kanat bulunmaktadır. Kanatların uzunlukları güce göre 10 – 30 m arasındadır.

Fren: Aşırı yüklenme veya acil durum oluşturan bir sorun olduğunda rotoru durdurur.

Dişli Kutusu: Rotor açısal hızı ω genellikle ihtiyaç duyulan elektriksel frekans değerini üretmek için jeneratörü hareket ettirmede yeteri kadar hızlı değildir. Dişli kutusu sistemleri düşük hızlı milin açısal hızını jeneratöre bağlanan yüksek hızlı mil hareketine dönüştürmede kullanılırlar.

Kanatlar: Rüzgâr estiği zaman rotor kanatları dönmeye başlar. Bu sayede rüzgâr enerjisi ile kinetik enerjisi elde edilmiş olur. Kanatlar rüzgâr estiğinde aynı yönde dönecek şekilde tasarlanmalıdırlar.

Kanat Açısı Sürücüsü: Rüzgâr hızı elektrik üretmek için çok düşük veya çok yüksek olduğu zaman, rotorun dönmelerini engellemek için, rotor kanatlarının rüzgâra karşı gelen açıları değiştirilerek rüzgârın oluşturduğu kaldırma kuvvetini değiştirilir ve böylece bir hız kontrolü yapılmış olur.

Sapma Sürücüsü: Sapma sürücüsü, rüzgârın yönü değiştikçe rotoru döndürerek, sistemin rüzgâra karşı durmasını sağlar.

Kule: Kule, rüzgâr türbinlerinde nacelle ve rotoru taşır. Kuleler genellikle tüp şeklinde çelik, kafes yapılı veya betonarme olarak inşa edilir. Kule uzunluğu arttıkça rüzgâr hızıda artacağından yüksek kuleli türbinlerde daha yüksek güç elde edilir.

Jeneratör: Rüzgârdan alınan kinetik enerji rotor da mekanik enerjiye dönüştürüldükten sonra jeneratör bu mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürür. Jeneratör boyutu nominal güce göre belirlenir. Rüzgâr türbinlerinde genelde doğru veya alternatif akım jeneratörleri kullanılmaktadır. Burada elde edilen elektrik akımı, yetersiz bir alternatif akım veya doğru akım bile olsa, hazırlanacak güç elektroniği devreleriyle şebekeye uygun hale getirilebilir.

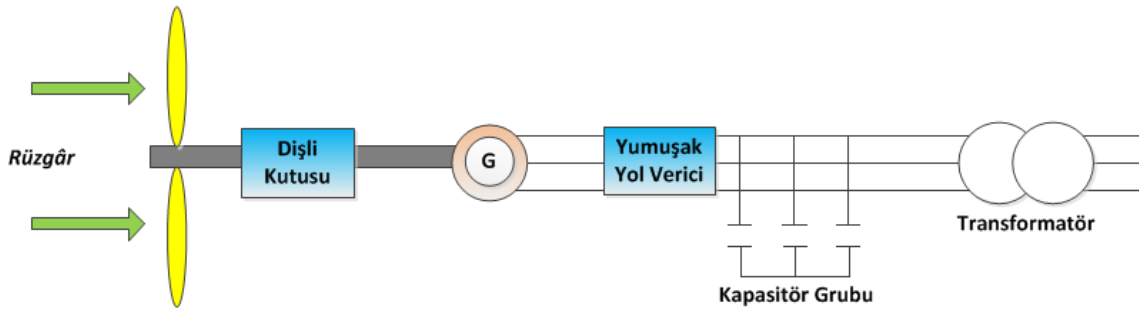
2.3.3 Sabit ve Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinleri

Rüzgâr türbinleri sabit ya da değişken hızlı olarak çalıştırılabilirler. Sabit hızlı rüzgâr türbinlerinde generatör, yumuşak yol verici ve kapasitör grubuyla doğrudan şebekeye bağlıdır. Şekil 2.6'da bu bağlantı gösterilmiştir. Sabit hızlı rüzgâr türbinlerinde generatör hızı kutup çifti sayısına ve şebeke frekansına bağlıdır. Sabit hızlı rüzgâr türbinlerinin avantajları:

- Elektriksel kısmının ucuz olması,
- Basit ve sağlam yapıda olması,

Dezavantajları:

- Generatör doğrudan şebekeye bağlı olduğu için ciddi güç kalitesi problemlerinin oluşması,
- Hızın şebeke frekansına sabitlenmesinden dolayı kesin olarak kontrol edilememesi,
- Başlangıç akımlarının yüksek olması,
- Sürücü ve dişli sistem üzerinde mekanik stresin oluşması,
- Reaktif gücün kontrol edilememesi olarak sıralanabilir.



Şekil 2. 6 Sabit hızlı rüzgâr türbini şebeke bağlantısı

Burada yumuşak yol verici tristörlerden oluşan bir devredir. Şebeke geriliminde bozulmalara yol açan ani akımı sınırlandırmak için yumuşak yol verici devreye girer. Yumuşak yol verici, pik akımı ve gerilim düşümü ile birlikte dişli kutusu ve generatördeki geçici momenti azaltır.

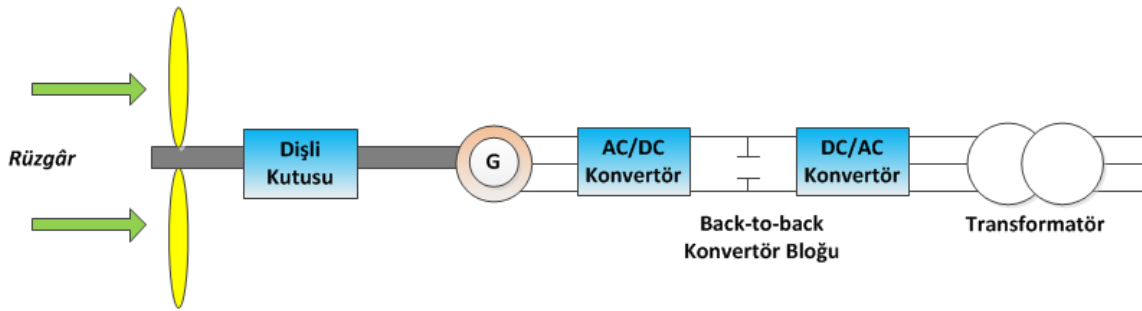
Kondansatör bloğu ise şebekeden gelen reaktif gücün neden olduğu ilave iletim kayıplarını azaltır. Ayrıca gerilim kararlılığını düzenler [11].

Değişken hızlı sistemlerde ise generatör, rotor hızının kontrolünü sağlayan güç elektroniği devreleri aracılığıyla şebekeye bağlıdır. Generatör statorunun şebekeye doğrudan bağlı olduğu durumlarda, rotor frekansı kontrol edilebiliyorken, hız sadece sınırlı bir aralıkta değiştirilebilir. Statorun bir güç dönüştürücüsü aracılığıyla şebekeye bağlı olduğu durumlarda ise hız sınırsız bir aralıkta kontrol edilebilir. Değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin avantajları:

- Güç kalitesinin geliştirilebilmesi,
- Mekanik stresin azaltılabilmesi,
- Güç dalgalarının rotor hızı değiştirilerek absorbe edilebilmesi,
- Güç elektroniği elemanlarıyla reaktif güç kontrolünün sağlanabilmesi

Dezavantajları:

- Güç kayıplarının oluşması,
- Frekans dönüştürücüsünün maliyeti olarak sıralanabilir [11].



Şekil 2. 7 Değişken hızlı rüzgâr türbini şebeke bağlantısı

Generatör şebekeye bağlandığı zaman çıkış frekansını şebeke frekansıyla eş tutmak için çok sayıda rüzgâr türbini sabit hızda çalıştırılır. Fakat değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde daha yüksek bir enerji elde edilebilmektedir. Bunların yanı sıra değişken hızlı sistemlerin en temel problemi, generatör şaft hızını artırmak için kullanılan dişli kutusudur. Bu mekanik elemanın dezavantajları büyük gürültüye yol açması, önemli hatalardan hemen zarar görmesi ve bakım giderlerini artırması olarak sıralanabilir. Bu sakıncalar dişli kutusuyla üretimi elverişsiz kılar. Bu problemleri çözmek ve dayanıklılığı

artırmak için, generatör şaftının türbine doğrudan bağlandığı dişli kutusuz sistemler önerilir [4]. Bunlar için bu tez çalışmasında kullanılan sabit mıknatıslı senkron generatör cazip bir seçenektir.

2.4 Rüzgâr Türbinlerinde Kullanılan Elektrik Makineleri

Rüzgâr türbinlerinin en önemli parçalarından biri de nacellede bulunan ve girişine gelen mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştüren elektrik makineleridir. Bu makineler hazırlanan güç elektroniği düzenekleri yardımıyla ürettikleri elektrik enerjisini şebekeye aktarmaktadırlar. Bu şekilde çalışan makinelere generatör adı verilmektedir. Eğer makine, şebekeden aldığı elektrik enerjisini mekanik enerjiye çevirip rüzgâr türbin kanatlarının çalışmasını sağlıyorsa bunada motor çalışma adı verilmektedir. Bizim amacımız, elektrik enerjisi üretmek ve bu enerjiyi şebekeye aktarmak olduğu için rüzgâr türbinlerinde kullanılan elektrik makinelerinin generatör çalışma modelleri incelenmiştir.

Rüzgâr türbinlerinde kullanılan generatörler alternatif akım veya doğru akım genertörleri olabilir. Yaygın olarak kullanılan üç tip generatör vardır. Bunlar; Doğru Akım Generatörleri, Asenkron Generatörler ve Senkron Generatörlerdir.

2.4.1 Doğru Akım Generatörleri

Zamana bağlı olarak yönü ve şiddeti değişmeyen akıma doğru akım denir. İç yapılarından dolayı bütün elektrik makineleri alternatif akım makinesidir. DC makineler AC'den DC'ye dönüşümü mekanik anahtarlama yoluyla yapar. Buradaki komütatör, AC DC işlemini karbon fırçaları bakır segmentler üzerinde kaydırarak gerçekleştirir. Son yıllarda mekaniksel komütatörlü d.a. makinaları, komütatörü elimine etmek için kalıcı mıknatıslı olarak tasarlanmaya başlanmıştır. Bu şekilde üretilen alternatif akım (AC) yarı iletken doğrultucular yardımıyla DC'ye dönüştürülür. Kalıcı mıknatıslı bu makineler, kalıcı mıknatısların kapasitelerinin ve güçlerinin sınırlı olması nedeniyle, küçük güçlü rüzgâr türbinlerinde kullanılmaktadırlar [14]. Genellikle DC makineler motor olarak kullanılır. En büyük avantajları ise hız ve moment ayarının kolay yapılabilmesidir.

Doğru akım generatörleri, büyük güçlü rüzgâr enerjisi tesislerinde tercih edilmemektedir. Bunun nedeni, sık bakım gereksinimi ve alternatif akım generatörlerine göre daha pahalı olmasıdır.

Doğru akım generatörleri, günümüzde sadece küçük güçlü rüzgâr enerji tesislerinde akülere enerji depolamak için kullanılır. Küçük güçlü sistemlerde eskiden çok kullanılan doğru akım (DC) generatörü, günümüzde yerini genellikle senkron veya asenkron generatörlere bırakmıştır.

2.4.2 Asenkron Generatörler

Rüzgâr türbinlerinde en yaygın olarak kullanılan generatörler asenkron generatörlerdir. Bu tip generatörler rüzgâr türbin endüstrisi ve küçük hidroelektrik santrallerin dışında yaygın bir şekilde kullanılmamaktadırlar.

Asenkron generatörler duran kısım; stator ve dönen kısım; rotordan oluşur. Stator ve rotor üzerine açılan oluklara sargılar yerleştirilir. Stator üzerine yerleştirilen sargılar üçgen veya yıldız bağlı olabilir. Stator sargılarından akan AC akım, rotor etrafında dönen bir manyetik alan oluşturur ve bunun sonucunda da rotor akımı ve stator akısı arasındaki etkileşim bir momente neden olur.

Asenkron generatör çalışma prensibi şu şekildedir. Döner alan senkron hızda döner ve rotor sargılarını keser ($n_s = 60 \cdot f_1 / p$). Rotor sargılarında bir gerilim endüklenir ($e = B \cdot l \cdot v$). Rotor sargılarında akım akar ($i = e / z$). İletkenlere kuvvet etki eder ($F = B \cdot i \cdot l$). Bu kuvvet sonucunda da moment oluşur ($M = F \cdot D / 2$). Rotor daima stator alanını geriden takip eder.

Rüzgâr türbinlerine bağlı asenkron generatörlerin rotoru senkron hızdan daha yüksek bir hızda döndürülürse, rotorda indüklenen akım ve momentin yönü motor çalışma durumuna göre ters yönde olur. Bu durumda makine generatör olarak çalışır. Türbinin mekanik gücünü elektrik gücüne çevirir ve stator uçlarına bağlı yükü besler. Eğer makine şebekeye paralel olarak çalışıyor ise şebekeye güç temin edecektir. Yani makinenin generatör olarak çalışabilmesi için senkron hızdan daha yüksek bir hızda döndürülmesi gerekir. Asenkron makinelerde stator ile rotor arasında elektriksel bir bağlantı olmayıp, tamamen elektromanyetik endüksiyon prensibine göre çalışır.

Asenkron makine AC uyartım akımına ihtiyaç duyar. Dolayısıyla bu makineler hem kendinden uyartımlı hem de dışarıdan uyartımlı olabilirler [5]. Rotor dönme hızı motor çalışmada asenkron hızdan küçük, generatör çalışmada ise senkron hızdan büyüktür.

Rüzgâr türbinlerinde kullanılan asenkron generatörlerin avantajlarını şu şekilde sıralayabiliriz:

- Fiyatının düşük olması,
- Sağlam olması,
- Mekanik yapısının basitliği,
- Diğer generatör tiplerine göre şebekeye bağlanması kolaydır,
- Şebekeye bağlandığı zaman salınımlar oluşturmaz.

Dezavantaj olarak ise aşağıdaki maddeleri sıralayabiliriz:

- Statorun reaktif mıknatıslanma akımına ihtiyaç duyması,
- Generatör boyu büyüdükçe şebekeye bağlantı esnasında çekilen başlangıç akımının yüksek olması,
- Reaktif güç tüketmesi.

Rüzgâr türbinlerinde kullanılan iki tür asenkron generatör vardır. Bu generatörler aşağıda başlıklar halinde incelenmiştir.

2.4.2.1 Sincap Kafesli Asenkron Generatör

Sincap kafesli asenkron generatör, manyetik sesleri azaltmak ve iyi kalkınma momenti elde etmek için rotorun üzerindeki oluklara gömülü olan çıplak bakır çubukların her iki uçtan halka boyunca birleştirilmesi ile (kısa devre edilmesi ile) oluşturulur. Rotor kısa devre çubuklarının oluşturduğu hacim sincap kafesine benzediği için motora bu isim verilmiştir.

Sincap kafesli asenkron generatörler; fırçasız, güvenilir, ekonomik ve sağlam bir yapıya sahip olmaları nedeniyle uygulamada sıkça kullanılmaktadırlar. Dezavantajları; generatör parametrelerinin sıcaklık ve frekansla değişerek sistemin kontrolünü karmaşılaştırmasıdır. Moment-hız eğrisi lineerdir. Böylece rüzgâr gücündeki

dalgalanmalar direkt olarak şebekeye iletilir. Bu durum dikkat edilmesi gereken en önemli durumlardan biridir.

Sincap kafesli asenkron makinaların rotorunda sargı olmaması yani bir uyarma devresinin olmaması gerekli reaktif enerjinin dışarıdan sağlanması anlamına gerekir. Generatör çalışma durumunda şebekeye reaktif veremediği gibi ihtiyacı olan bu enerjiyi dışarıdan almak zorundadır. Bu ise terminallerine bağlanan bir paralel kondansatör grubu ile sağlanabilir. Eğer bu yapılmazsa generatör çalışma anında şebekeye aktif güç verirken, şebekeden ters yönde reaktif akış söz konusu olabilmektedir [8]. Bu generatörler şebekeye doğrudan bağlanıp sabit hızda çalıştırılabileceği gibi güç elektroniği üniteleriyle birlikte değişken hızlarda da çalıştırılabilir.

2.4.2.2 Rotoru Sargılı (Bilezikli) Asenkron Generatör

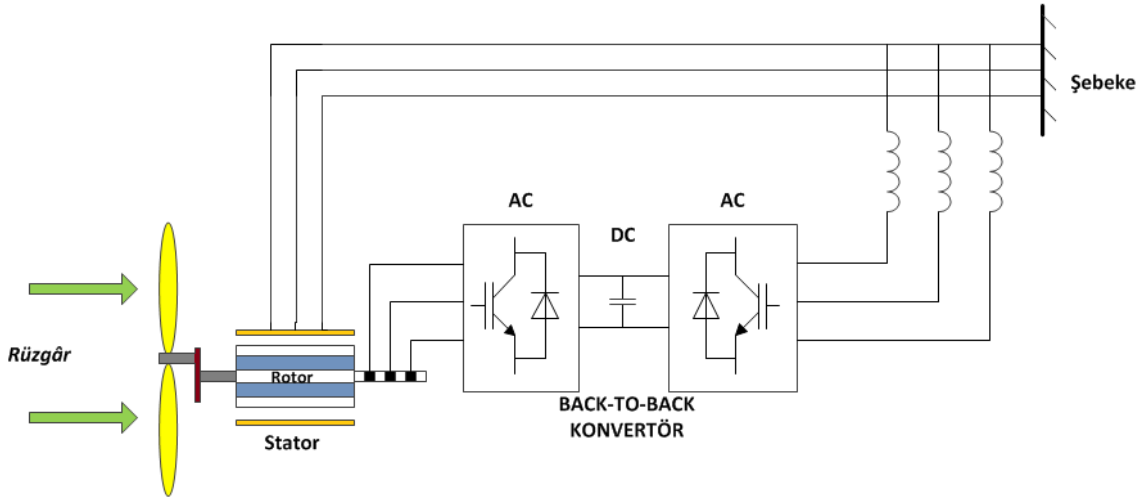
Bilezikli asenkron generatörde rotorun elektriksel özellikleri dışarıdan kontrol edilebilir ve böylece rotor gerilimi değiştirilebilir. Rotor sargı uçları rotorla beraber dönen bileziklere bağlıdır. Bilezikler üzerinde sabit duran fırçalar yardımıyla, rotor sargıları üç fazlı bir yol verici direncine ya da dış kaynağa bağlanabilir. Böylece yol alma akımı sınırlandığı gibi hız ayarı da yapılabilir. Dezavantajı pahalı olması ve Sincap kafesli asenkron generatör kadar sağlam olmamasıdır [5]. Rotoru sargılı (bilezikli) asenkron generatörler ikiye ayrılır. Bu generatörler aşağıda başlıklar halinde incelenmiştir.

2.4.2.2.1 Optislip® Asenkron Generatörler

Optislip® generatör, rotoru sargılı asenkron generatör ile şafta yerleştirilmiş ayarlanabilir harici rotor dirençlerinden oluşur. Herhangi bir bileziğe ihtiyacı yoktur. Rüzgârın ani ve sert esmesi sırasında rüzgâr türbinindeki yükleri çok hızlı güç elektroniği elemanları kullanarak minimuma indirmek için geliştirilmiştir. Generatörün kayması, rotor şaftına bağlı bir dönüştürücü aracılığıyla toplam rotor direncinin düzenlenmesi ile değiştirilir. Bu değişim rüzgâr hızına ve yüke bağlı olarak elektronik devre ile %1 ile %10 arasında değişmektedir. Böylelikle ani rüzgâr artışlarında oluşan mekanik yükler ve güç dalgalanmalarının azaltılması hedeflenmiştir. Dezavantajı ise reaktif güç kontrolünün zayıf olmasıdır [5].

2.4.2.2.2 Çift Beslemeli Asenkron Generatörler

Çift beslemeli asenkron generatörler rüzgâr türbinlerinde yaygın olarak kullanılan elektrik makinelerinden biridir. Çift beslemeli (doubly fed) diye adlandırılmasının nedeni, stator gerilimini şebekeden alırken rotora uyarım gerilimi güç dönüştürücüsü aracılığı ile yapıldığı içindir. Bu durum generatörün geniş bir değişken hız çerçevesinde çalışmasını sağlar. Çift beslemeli asenkron generatörün stator sargıları direkt olarak sabit frekanslı 3 fazlı şebekeye bağlıdır. Rotor sargıları ise back-to-back dönüştürücü aracılığıyla şebekeye bağlanmıştır (Şekil 2.8). Rotor tarafındaki dönüştürücü, elektromanyetik torku regüle eder ve generatörün manyetizasyonunu sürdürebilmesi için reaktif güç sağlar. Şebeke tarafındaki dönüştürücü ise DC barayı regüle eder. Generatör hızı senkron hızın altına düştüğü anda şebekeden rotora elektriksel güç verilir. Böylece generatör hızının senkron hızı geçmesi ve şebekeye enerji aktarılması sağlanır.



Şekil 2. 8 Çift beslemeli asenkron generatörün şebeke bağlantısı

Çift beslemeli asenkron generatörün avantajları şunlardır:

- Sadece rotorun kayma gücünü kontrol etmeye yarayan dönüştürücü sistemine sahip olduğu için, toplam sistem gücünün yaklaşık %25'i oranında bir inverter kullanılmaktadır. Bu da inverter maliyetini azaltır [5].
- Megawattlar seviyesindeki büyük güçlü rüzgâr türbinleri için uygundur.

- Şebeke tarafındaki dönüştürücü tarafından statora aktarılan reaktif gücü kontrol eder.

Dezavantajları ise:

- Dişli kutusu gerektirmesi,
- Çift beslemeli asenkron generatörün sahip olduğu fırçalar mekanik arıza durumu oluşturması,
- Yapısında bulunan bilezik düzeneğinin belirli aralıklarla bakıma ihtiyaç duyması olarak sıralanabilir.

2.4.3 Senkron Generatörler

Senkron, kelime olarak eşit zamanlı anlamına gelmektedir. Senkron genaratörün alan sargıları (rotor sargıları) harici bir kaynak vasıtası ile fırça-bilezik sistemi üzerinden DC akım uyarımına tabi tutulur. Rotor sargıları türbin kanatları tarafından mekaniksel olarak döndürülür. Alan sargıları tarafından üretilen döner manyetik alan stator sargılarında gerilim endükler. Stator sargılarında endüklenen gerilimin frekansı rotor hızı ile eş zamanlıdır. Enerji dönüşümü için gerek şart rotorun senkron hızda dönmesidir. Senkron generatörler sabit hızlı sistemler için daha uygundur. Bu nedenle sabit hıza bağlı olarak sabit frekansta çalıştırılırlar. Rotorun oluşturduğu manyetik alan, ya sürekli mıknatıslardan ya da sargılardan akan doğru akımdan üretilir.

Rüzgâr türbinlerinde kullanılan senkron generatörlerin rotorlarındaki doğru akım şebekeden alınan besleme ile sağlanır. Şebekeden alınan A.C doğrultularak D.C ye çevrilir. Daha sonra rotorun sargılarına fırçalar aracılığı ile iletilir. Rüzgâr türbinlerinde genel olarak iki çeşit senkron generatör kullanılır.

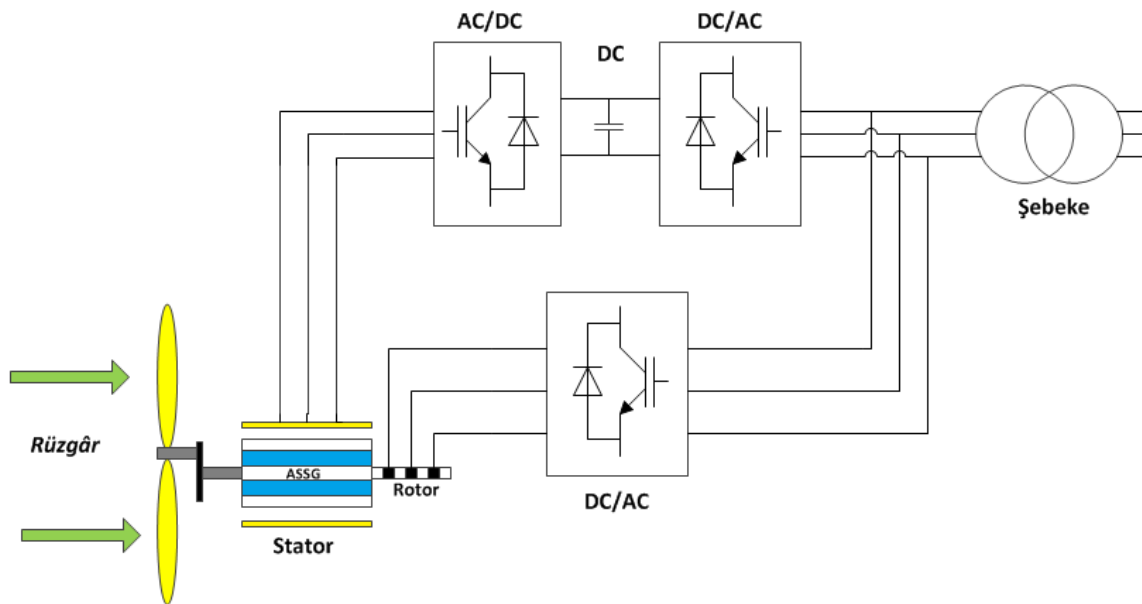
2.4.3.1 Alan Sargılı (Rotoru Sargılı) Senkron Generatör

Alan sargılı senkron generatörlerin rüzgâr türbinlerindeki bağlantısı Şekil 2.9'da verilmiştir. Stator tarafındaki dönüştürücü elektromanyetik momenti, şebeke tarafındaki dönüştürücü ise bu sistemin oluşturduğu aktif ve reaktif gücü regüle eder. Rotorda ki sargılar doğru akımla beslenerek hava aralığında sabit bir manyetik alan oluşturur. Bu manyetik alan rotorun döndürülmesi ile statora yerleştirilmiş sargının

düzlemlerinden değişik açılarda geçer ve statorda gerilim endükler. Alan sargılı senkron generatörlerin avantajları şunlardır:

- Elektromanyetik tork üretiminde stator akımının tamamı kullanıldığı için bu makinenin verimi genellikle yüksektir.
- Çıkık kutuplu alan sargılı senkron generatörün kullanılmasının en büyük faydası, makinenin güç faktörünün doğrudan kontrolüne mücade edilmektedir. Bunun sonucu olarak, stator akımı birçok işletim durumunda minimize edilebilir.
- Bu generatörlerin kutup eğimi indüksiyon makinelerine göre daha küçük olabilir. Bu durum dişli kutusu elimine edilerek, düşük hızlı çok kutuplu makineler elde edilmesinde önemli bir özellik olabilmektedir.

Rotorda sargı devresinin bulunması sabit mıknatıslı senkron generatör ile kıyaslandığında bir dezavantajdır. Ayrıca üretilen aktif ve reaktif gücü düzenlemek için, nominal rüzgâr gücünün 1,2 katı büyüklüğünde dönüştürücüler kullanılması gerekmektedir [5].



Şekil 2. 9 Alan sargılı senkron generatörün şebeke ve türbin bağlantısı

2.4.3.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Generatör

Rüzgâr türbini uygulamalarında senkron generatörler arasında en çok tercih edilen generatör tipidir. SMSG, rotorunda bulunun kalıcı mıknatıslar sayesinde herhangi bir

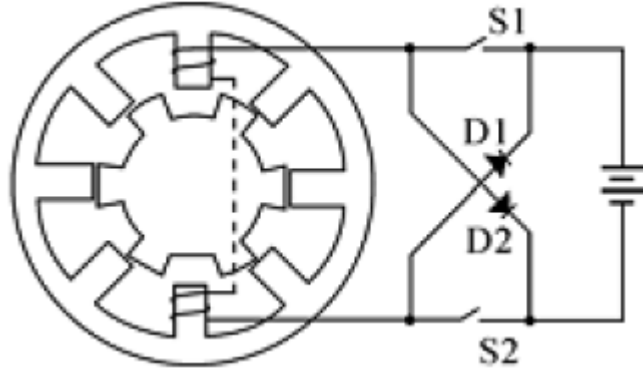
enerji kaynağına gerek duymadan kendinden uyarımlı olması nedeniyle dişli kutusu gerektirmeden rüzgâr türbini uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. En büyük avantajı herhangi bir hızda güç üretebilmesidir. Bakım maliyeti düşüktür. Küçük ve hafif uygulamalar için uygundur. SMSG'nin statoru sargılıdır ve rotoruna sürekli mıknatıslar yerleştirilmiştir.

Sabit mıknatıslı senkron generatörün kontrolünün simule edildiği bu tez çalışmasında bu generatörle ilgili detaylı inceleme Bölüm 3'te yapılmıştır.

2.4.4 Anahtarlama Relüktans Generatör (ARG)

Son yıllarda ARG, iyi mekanik güvenilirlik, yüksek tork-güç oranı, yüksek verim ve düşük maliyetten dolayı rüzgâr enerjisi uygulamalarında tercih edilen generatördür. ARG'nin statorunda bulunan her çıkık kutba çoklu sargılar yerleştirilmiştir. ARG uyarım ve üretim olmak üzere iki aşamada çalışır.

ARG iki anahtar ve her faz başına iki diyottan oluşur. Uyarım aşamasında S1 ve S2 anahtarları açık olup, statordaki sargılar harici elektriksel devre tarafından uyarılır ve manyetik enerji ortaya çıkar. Üretim aşamasında S1 ve S2 anahtarları kapalı olup, D1 ve D2 diyotları üzerinden manyetik ve mekanik enerji elektrik enerjisine dönüşür [5].



Şekil 2. 10 Anahtarlama relüktans generatör

SABİT MIKNATISLI SENKRON GENERATÖR (SMSG)

Rüzgâr türbinlerinde, mekanik enerjiyi elektrik enerjisine çevirmede yaygın olarak kullanılan makinelerden biride sabit mıknatıslı senkron generatördür. Sabit mıknatıslı senkron generatörler, kaynak frekansına ve kutup sayısına bağlı bir hızda dönen sabit hızlı makinalardır. SMSG'lerin en önemli özelliği, rotorunda alan sargıları yerine sabit mıknatısların bulunmasıdır. Bu mıknatıslar sayesinde ilave bir DC uyarım akımının gerekliliği ortadan kaldırılmış olur. Ayrıca rotor üzerindeki mıknatıslar sayesinde makinenin elektriksel kayıpları azaltılır. Alan kayıplarının azalması ile makinenin termal karakteristiği de iyileştirilmiş olur. Yani; generatör sıcaklığı çok artmaz ve buna bağlı olarak basit ve küçük bir soğutucu oluşan ısıyı yok etmede yeterli olmaktadır. Fırçalar ve bilezikler gibi mekanik bileşenlerin olmaması da makineyi daha hafifletmektedir. Bu da daha yüksek bir verim ve dayanıklılık anlamına gelmektedir [15].

Sabit mıknatıslı senkron generatörler yapısal olarak, mıknatısların yerleştirilme şekline göre yüzey montajlı ve gömülü mıknatıslı olmak üzere ikiye ayrılır.

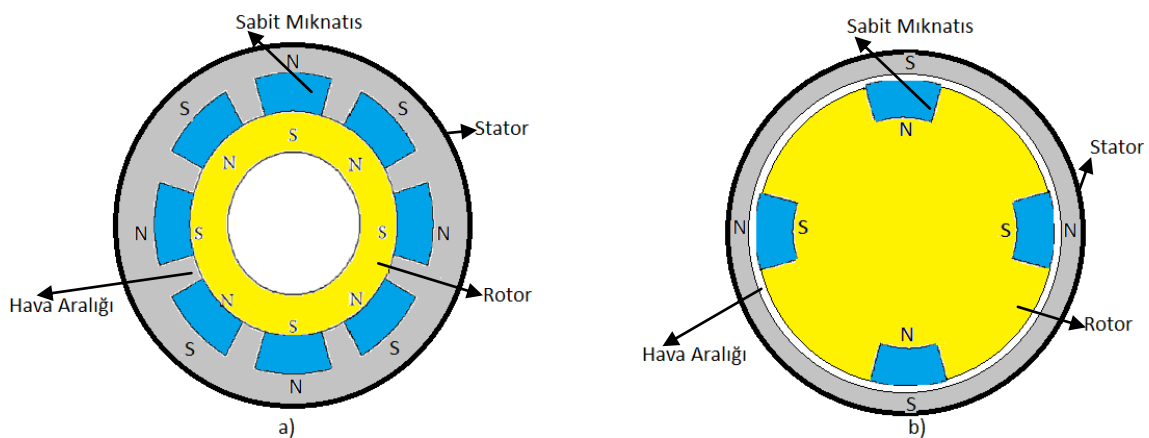
3.1 Yüzey Montajlı Sabit Mıknatıslı Senkron Generatör

Şekil 3.1.a'da görüldüğü gibi bu generatör tasarımında mıknatıslar rotor yüzeyine kuvvetli yapıştırıcılarla yapıştırılırlar. Mıknatısların yerinden kopmaması için genellikle bu tür yapılar düşük hızlı uygulamalar için tasarlanır. Mıknatısların manyetik geçirgenliği havanın manyetik geçirgenliğine yakın olduğu için mıknatıslar da hava gibi davranarak hava aralığının büyük olmasına sebep olmaktadır.

Bu tip generatörlerde endüvi reaksiyonu, hava aralığının büyük olmasından dolayı düşüktür ve q-d eksen endüktansları birbirine eşittir ($L_{sq}=L_{sd}$) [16]. Bu tip generatörlerde rotor pozisyonu ne olursa olsun generatör terminallerinde oluşan endüktans sabittir.

3.2 Rotor a Gömülü Sabit Mıknatıslı Senkron Generatör

Ŗekil 3.1.b'de görüldüğü gibi bu generatör tasarımı a mıkna tıs malzeme rotorun içine açılan oyuklara yerleştirilir. Bu rotor şeklinde mıkna tısın etrafı hava yerine manyetik malzeme ile kaplı olduğundan relüktans momentinin oluşması kaçınılmazdır. Gömülü tip mıkna tıslı rotorun, yüzey mıkna tıslı rotora göre en önemli üstünlüğü mekanik sağlamlığıdır. Mıkna tıslar rotora gömülü oldukları a dı merke zka kuvvetlerine karşı mukavemetleri yüksektir. Bu nedenle yüksek hızlı uygulamalar için uygundurlar. Bu yapıda enine eksen (q-ekseni) boyunca manyetik relüktans, boyuna eksen (d-ekseni) boyunca manyetik relktanstan daha büyüktür. Bu durumda $L_{sd} < L_{sq}$ olur ve çıkık kutuplu senkron generatör davranışı gösterir [16]. Bu tip generatörlerde rotor pozisyonu değiştikçe manyetik akı yolu relüktansı da değişeceğinden terminallerdeki endüktans da rotor konumuna göre değişir. Bu yüzden gömülü sabit mıkna tıslı senkron generatörün kontrolü, yüzey montajlı sabit mıkna tıslı senkron generatöre göre daha zordur.

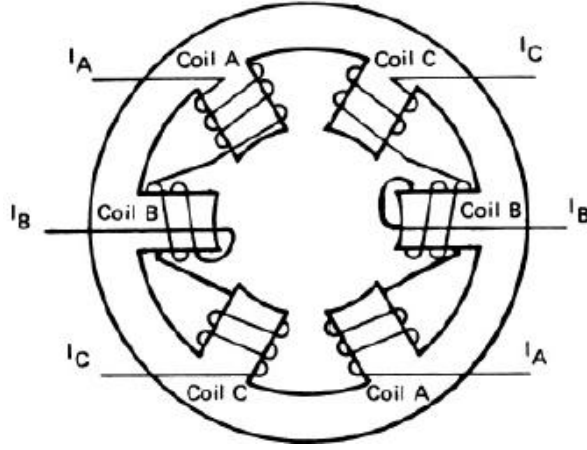


Ŗekil 3. 1 a) Yüzey montajlı SMSG, b) Rotora gömülü SMSG

3.3 Sabit Mıknatıslı Senkron Makinelerin Çalışma Prensibi

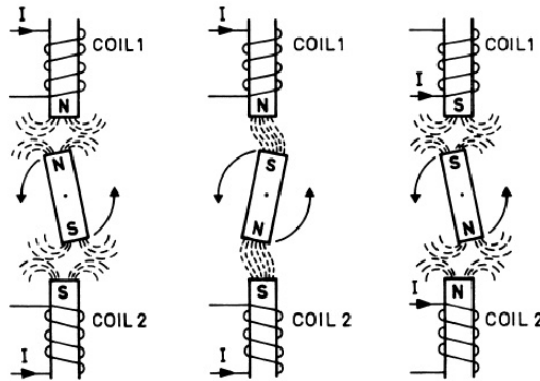
Sabit mıknatıslı senkron makinelerin rotoru farklı olmasına karşın statoru, bir asenkron makine ya da anahtarlama relüktans makinenin statoruyla benzerdir. Asenkron makinelerin rotoru, alan sargılı sargılı veya sincap kafeslidir. Anahtarlama relüktans makinelerin rotoru ise demir çekirdeklidir. Bunlara karşın SMSM'lerin rotoru ise temel olarak sabit mıknatıslar ve iyonlu katmandan oluşur. Alan sargıları veya sabit mıknatısların ürettiği zıt EMK arasında hiçbir farklılık yoktur.

SMSM'lerde üç stator sargısı birbirlerine göre 120° açısal olarak yerleştirilmiştir. Şekil 3.2'de iki kutuplu üç fazlı bir makinenin stator sargıları yerleşimi gösterilmiştir.



Şekil 3. 2 İki kutuplu SMSM [17]

Şekil 3.3'te mıknatısların dönme hareketi yapması sonucu olarak sabit mıknatıslar tarafından üretilen manyetik alanla, elektromıknatısların ürettiği manyetik alanın etkileşimi gösterilmiştir. İki manyetik kutuptan aynı kutupa sahip olanlar birbirini iterken, zıt kutuplar birbirini çekecektir.



Şekil 3. 3 Çalışma prensibi [17]

SMSM'nin çalışma prensibi, stator tarafından üretilen dönen manyetik alanla rotor tarafından üretilen manyetik alan arasındaki etkileşime dayanır. Stator tarafından üretilen manyetik alan, sargıların sağladığı gerilimle dönecektir. Elde edilen manyetik alanın dönme hızı senkron hız olarak adlandırılır ve bu hız gerilim kaynağının frekansı ile orantılıdır. Senkron hız aşağıdaki gibi formüle dökülebilir:

$$n_s = \frac{120 f}{p} \quad (3.1)$$

Burada f kaynak frekansıdır ve birimiz Hz'dir. p ise her bir fazdaki kutupların sayısıdır. Formülden de anlaşılacağı gibi senkron hız daha öncede ifade edildiği gibi kutup sayısı ve frekansa bağlıdır. SMSM'nin rotoru senkron hızda döner. Bu sebeple SMSM genel olarak, kusursuz hız kontrolü istenen yerlerde kullanılır.

Sabit mıknatıslı senkron makinenin mekanik hızı ise her bir fazdaki çift kutup sayısı ve senkron hızı bağlıdır. Mekanik hız aşağıdaki gibi formülüne edilebilir:

$$\omega_e = \omega_m \cdot p_p \text{ [rad/sn]} \quad (3.2)$$

Burda ω_e , rotorun elektriksel hızı ve ω_m , rotorun mekanik hızıdır. p_p ise her bir fazdaki çift kutup sayısıdır.

3.4 Sabit Mıknatıslı Senkron Generatörün Matematiksel Modeli

Bu aşamada sabit mıknatıslı senkron generatörün geçici ve kararlı rejim durumlarındaki generatör davranışları incelenip, matematiksel modeli elde edilecektir. Matematiksel olarak modelini ifade edebilmek için uzay vektörü teorisinden q ve d dönüşümlerinin bilinmesi gerekir. Uzay vektörü teorisi makinenin hem kararlı hal hemde geçici performansı incelememizde yeterli bir modeldir.

3.4.1 Uzay Vektörü Kavramı

Uzay vektör kavramı fiziksel gerçeklerden ortaya çıkmıştır. Zamanla sinüs biçimli değişen bir büyüklük uzay vektörle gösterilebilir. Uzay vektörü, temsil ettiği uzay dalgasının en büyük pozitif değerini, büyüklüğü ise dalgaının genliğini gösterir.

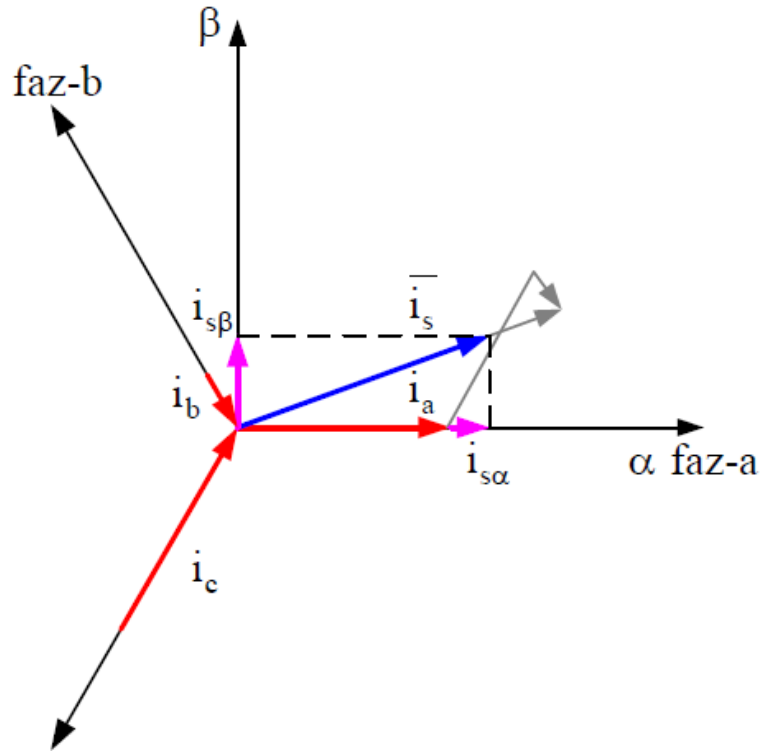
i_{as} , i_{bs} ve i_{cs} 'nin anlık dengelenmiş üç faz stator akımları olduğunu kabul edelim:

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (3.3)$$

Böyle stator akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\bar{i} = k(i_{sa} + ai_{sb} + a^2i_{sc}) \quad (3.4)$$

Burada $a = e^{j2\pi/3}$ 'e eşit olup uzay vektör operatörüdür. ve k; dönüşüm sabiti olup 2/3'e eşittir.



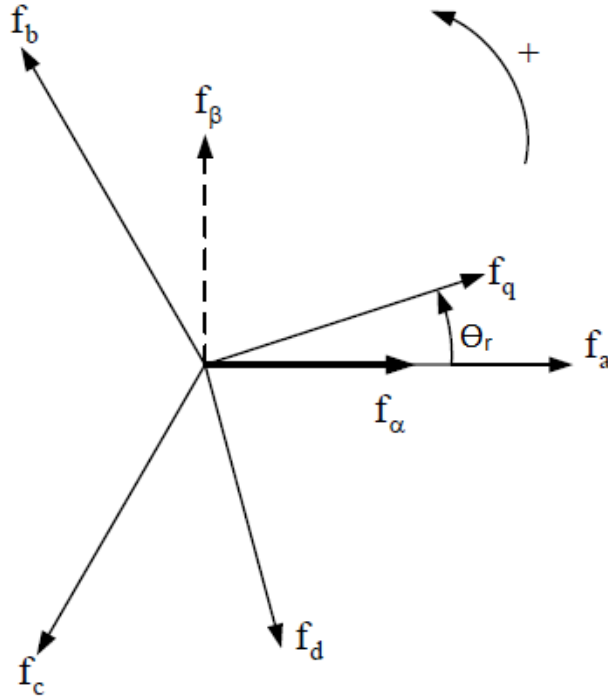
Şekil 3. 4 Stator akımı uzay vektörü ve izdüşümü [16]

Genel olarak elektrik makinelerinin uzay vektörleri ile incelenmesi bir takım avantajlar sağlar. Bu avantajlar aşağıda sıralanmıştır.

- Sürekli çalışma durumunda uzay fazör ve zaman fazör diyagramları aynıdır.
- Makinenin akım, gerilim, akı gibi büyüklükleri uzay vektörleri ile ifade edilebilir.
- Tüm uzay vektörleri matematiksel bağıntılarla ifade edilebilir.
- Simetrik ve simetrik olmayan makinelerin incelenmesi faz sayılarına bağlı olmadan uzay harmonikleri de eklenerek yapılabilir.
- Moment ifadesi çok daha basit hale dönüşür.

- Uzak fazörleri ile asenkron makinenin karşılıklı etkileşimli denklemleri birbirinden bağımsız hale gelir.
- Uzak fazörleri ile denklem sayısı azalır [18].

SMSG gibi alternatif akım makinelerinde yüksek performanslı sürücü geliştirmek için faz düzlemleri arasında dönüşüm gerçekleştirilir. Faz dönüşümlerini kullanmak suretiyle motor dinamik eşitliklerinde değişkenlerin sayısı azaltılmakta, böylece eşitliklerin çözümü daha hızlı olmaktadır.



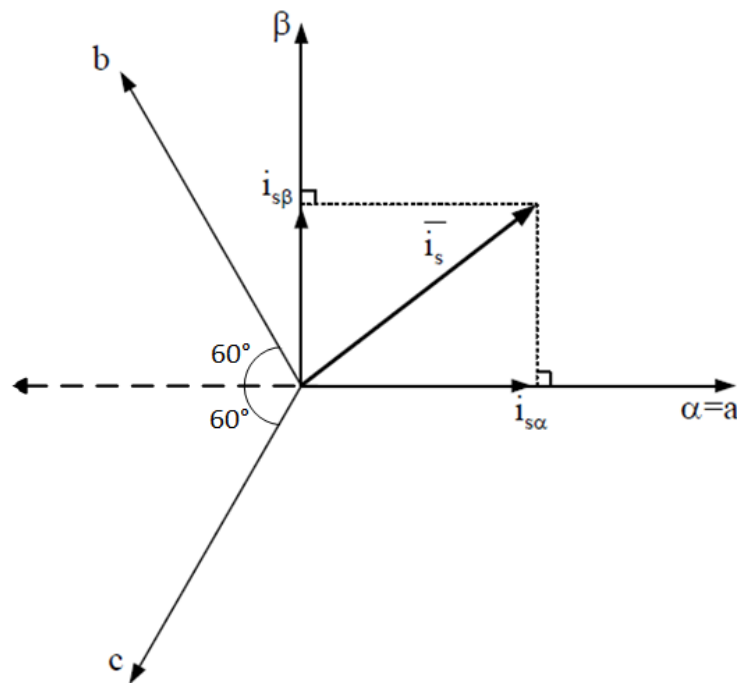
Şekil 3. 5 Referans düzlemler [16]

Şekil 3.5’de gösterilen referans düzlemler arasında 2 türlü faz dönüşüm işlemi vardır. Bunlar; 3-faz sabit düzlemden 2-faz sabit düzleme dönüşümü sağlayan Clarke dönüşümü $[(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)]$ ve 2 veya 3-faz sabit düzlemden 2-faz dönen rotor düzlemine dönüşümü sağlayan Park dönüşümüdür $[(a, b, c) \rightarrow (q, d)]$. Bu dönüşümler yapıldıktan sonra aynı düzlem üzerinde, 2-faz sabit düzlemden 3-faz sabit düzleme Ters Clarke dönüşümü (Clarke^{-1}); ve 2-faz dönen rotor düzleminden 2 ya da 3-faz sabit düzleme Ters Park dönüşümü (Park^{-1}) kolayca yapılabilir. Şekil 3.5’de f_a , f_b , f_c , birbirinden 120° faz farklı 3-faz sabit referans düzlemi, f_α ve f_β birbirinden 90° faz farklı 2-faz sabit referans düzlemi ve f_d ve f_q ’da birbirinden 90° faz farklı 2-faz dönen referans

düzlemini ifade etmektedir. Ayrıca θ_r açısı rotor referans düzleminin dönme açısını göstermektedir. Dengeli bir sistemde sıfır bileşenlerin ihmal edilmesi kabulüyle faz dönüşümleri aşağıda başlıklar halinde anlatılmıştır.

3.4.1.1 Clarke Dönüşümü (a, b, c) → (α, β)

3-faz sabit düzlemden 2-faz sabit düzleme dönüştürme için Clarke dönüşümü kullanılır. Uzak vektörü (α, β) denen 2 ortogonal eksenle başka bir referans çerçevesinde yazılabilir. Bu dönüşümü aşağıdaki vektör diyagramından yola çıkarak a-ekseni ve α-eksenini aynı yönde oldukları kabulüyle gerçekleştirebiliriz.



Şekil 3. 6 Stator akım uzay vektörü ve (α, β)'deki bileşenleri

Şekil 3.6'dan hareketle α ve β için şu eşitlikleri yazabiliriz:

$$f_{\alpha} = f_a - f_b \cdot \sin 30 - f_c \cdot \sin 30 \quad (3.5)$$

$$f_{\beta} = f_b \cdot \sin 60 - f_c \cdot \sin 60 \quad (3.6)$$

Bur iki eşitlikten Clarke dönüşümünün matrisel formda genel ifadesi aşağıdaki gibi gösterilebilir.

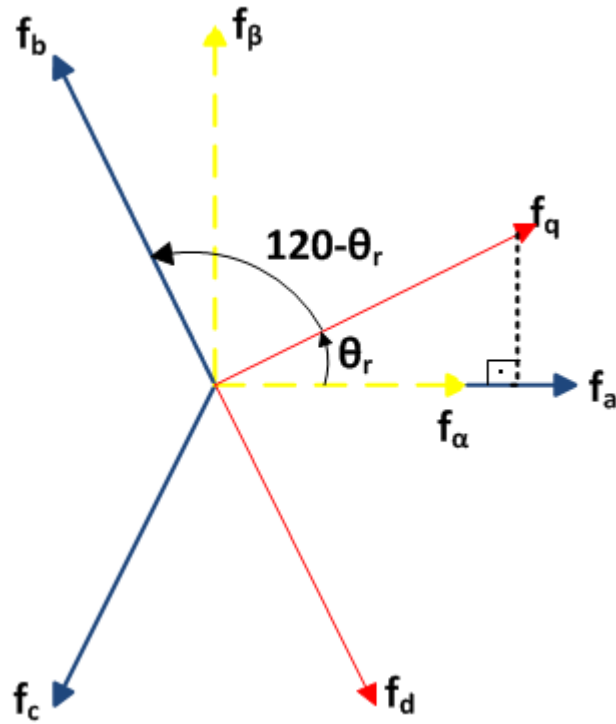
$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Yine Şekil 3.6'dan hareketle Ters Clarke dönüşümünü de (Clarke^{-1}) aşağıdaki gibi matrisel formla ifade edebiliriz.

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

3.4.1.2 Park Dönüşümü ($a, b, c \rightarrow q, d$)

Bu dönüşüm vektör kontrolünün en önemli kısmıdır. 3-faz sabit düzlemde 2-faz rotor düzlemine dönüşüm bu metotla gerçekleştirilir. Park dönüşümü $[(a, b, c) \rightarrow (q, d)]$ iki yöntemle gerçekleştirilebilir. Bu iki yöntemi de Şekil 3.7'den çıkarabiliriz.



Şekil 3. 7 Park dönüşümü için gerekli referans düzlem

Birinci yöntem olarak; $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$ dönüşümünden (Clarke) yola çıkarak Park dönüşümünü gerçekleştirebiliriz $[(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta) \rightarrow (q, d)]$. Şekil 3.7'den aşağıdaki matrisi elde edebiliriz.

$$\begin{bmatrix} q \\ d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

(3.7) eşitliği (3.9)'da yerine konulursa $(a, b, c) \rightarrow (q, d)$ 'ye dönüşüm hesaplanmış olur. Birinci yöntem olarak ise doğrudan $(a, b, c) \rightarrow (q, d)$ 'ye dönüşüm yapılabilir. Bu dönüşüm sonucu elde edilen matris aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Yine Şekil 3.7'den hareketle Ters Park dönüşümünü de $(Park^{-1})$ aşağıdaki gibi matrisel formla ifade edebiliriz.

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_q \\ f_d \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

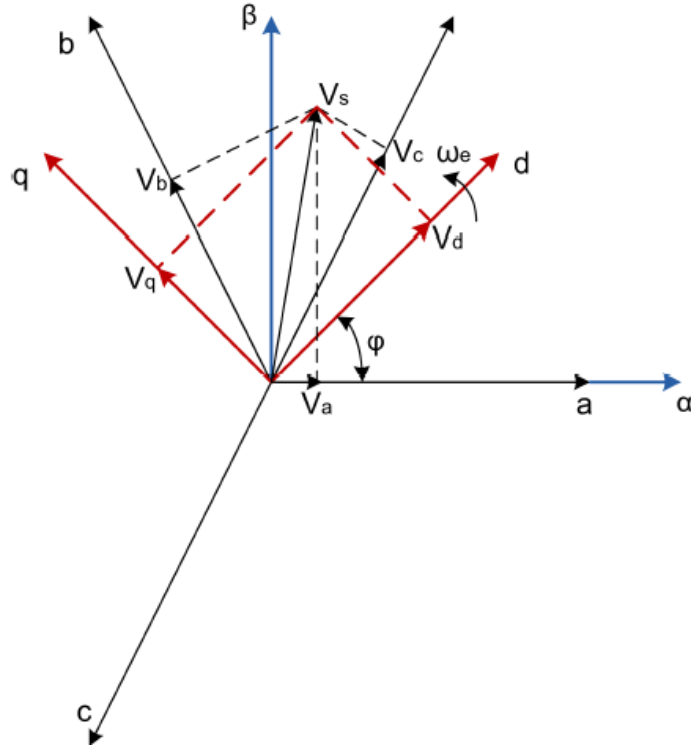
3.4.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Makinenin q-d Referans Düzlemdeki Matematiksel Modeli

SMSG'nin matematiksel modelini çıkarırken genellikle aşağıdaki varsayımlar göz önünde bulundurulur [3]:

- Manyetik histerezis ve satürasyon etkileri ihmal edilir.
- Stator sargıları simetriktir.
- Sönüm sargıları göz önünde bulundurulmaz.
- Bütün sargıların kapasitansı ihmal edilebilir.

- Dirençler sabittir. Bu durum güç kayıplarının sabit olduğunun göz önünde bulundurulması anlamına gelmektedir.
- Stator olukları, rotor endüktanslarındaki değişimin fark edilmemesine neden olur.
- Stator sargıları, hava aralığı boyunca sinüsoidaldir [3].

Bu varsayımlar göz önünde bulundurularak Şekil 3.8’de verilen referans düzleme göre SMSG’nin gerilim ve moment denklemlerinden matematiksel modeli çıkarabiliriz.



Şekil 3. 8 V_s stator geriliminin referans düzlemi [15]

SMSG’nin matematiksel modelini, stator geriliminin uzay vektöründen çıkarabiliriz.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Eşitlik 3.12’de R_a , R_b , R_c stator sargı dirençleri eşittir ve R_s ile gösterilebilir. Eşitlikteki zıt emk ve endüktans ifadeleri manyetik akı cinsinden yazıldığında aşağıdaki eşitlik elde edilebilmektedir.

$$V_{s_{abc}} = R_s \cdot I_{s_{abc}} + \frac{d\phi_{s_{abc}}}{dt} \quad (3.13)$$

Burada R_s ; her bir fazdaki stator sargı direnci, I_{abc} ; stator faz akımı, V_{abc} ; stator sargılarına uygulanan faz gerilimleri, ϕ_{abc} ; faz sargılarının akılarıdır. Şekil 3.8'den hareketle (a, b, c) $\rightarrow$ (q, d) dönüşümü yaparsak stator gerilimini q-d eksenine göre aşağıdaki gibi ifade edebiliriz.

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_e \phi_{sq} \quad (3.14)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_e \phi_{sd} \quad (3.15)$$

Burada U_d , U_q ; dq eksen stator gerilimleri, i_d , i_q ; dq eksen stator akımları, ϕ_d , ϕ_q ; dq eksen stator akıları, R_s ; stator sargı direnci ve ω_e ; elektriksel hızdır [rad/sn]. ϕ_d , ϕ_q akılarına ait eşitlikleri aşağıdaki gibi yazılır:

$$\phi_{sd} = L_d i_{sd} + \phi_m \quad (3.16)$$

$$\phi_{sq} = L_q i_{sq} \quad (3.17)$$

Eşitlik 3.16'da ϕ_m , kalıcı (sabit) mıknatıs akısıdır. Ayrıca L_d , L_q ; dq eksen endüktanslarıdır. Bu ifadelerle göre (3.16) ve (3.17) eşitliklerini (3.14) ve (3.15) eşitliklerinde yerine koyarsak SMSG dq eksen gerilim ifadelerini aşağıdaki gibi elde edebiliriz.

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e L_q i_{sq} \quad (3.18)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e L_d i_{sd} + \omega_e \phi_m \quad (3.19)$$

Yine dq eksenindeki moment bağıntısını elde etmek için güç dengesinden çıkarım yapabiliriz. Makinenin güç akışı dq ekseninde aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$P_e = \frac{3}{2} (V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq}) \quad (3.20)$$

(3.18) ve (3.19) eşitliklerini (3.20)'de yerine koyduğumuzda aşağıdaki gibi üç terime ayırabileceğimiz bir güç ifadesi elde edebiliriz.

$$P_e = \frac{3}{2}(R_s i_{sd}^2 + R_s i_{sq}^2) + \frac{3}{2}(L_d \frac{di_{sd}^2}{dt} + L_q \frac{di_{sq}^2}{dt}) + \frac{3}{2}(w_e i_q i_d (L_d - L_q) + w_e \varphi_m i_q) \quad (3.21)$$

(3.21) eşitliğinde bulduğumuz güç ifadesinde birinci terim; iletkenlerdeki güç kaybını, ikinci terim; manyetik alanda depolanan enerjinin zamanla değişim oranını, son olarak üçüncü terim ise enerji dönüşümünü ifade eder. Motor milinden çıkan gücün elektromekanik güce eşit olması gerektiğinden dolayı üçüncü terim aynı zamanda elektromanyetik momente eşittir [15]. Bu bilgilere göre elektromanyetik momenti bulabilmek için üçüncü terimi güç olarak almamız gerekmektedir.

$$P_e = w_m T_e = \frac{3}{2}(w_e i_q i_d (L_d - L_q) + w_e \varphi_m i_q) \quad (3.22)$$

Burada w_m , mekanik açısal hızdır. p_p çift kutup sayısı olmak üzere mekanik açısal hız ve elektriksel hız arasındaki bağıntı aşağıdaki gibidir:

$$w_e = p_p \cdot w_m \quad (3.23)$$

(3.23) eşitliği (3.22)'de yerine konulursa elektromanyetik moment aşağıdaki gibi bulunur:

$$T_e = \frac{3}{2} p_p (i_q i_d (L_d - L_q) + \varphi_m i_q) \quad (3.24)$$

(3.24) eşitliğinde elde edilen momentte ilk terim q-d referans düzlemdeki endüktansların farkından dolayı oluşan relüktans momentidir. İkinci terim ise sabit mıknatıs akısı tarafından üretilen senkron momenttir [15]. Bu tez çalışmasında ve kurulan simülasyon aşamasında SMSG yüzey montajlı olarak ele alınmıştır. Yüzey montajlı sabit mıknatıslı senkron generatörde daha öncede bahsedildiği gibi L_d ve L_q değerleri birbirine eşit olduğundan (3.24) eşitliğinde ilk terim sıfır olmaktadır. Bu durumda elde edilen elektriksel moment (3.25) eşitliğinde verilmiştir.

$$T_e = \frac{3}{2} p_p \varphi_m i_q \quad (3.25)$$

Generatörün mekanik eşitliği de Elektromanyetik moment (T_e), yük momenti (T_L) ve w_m 'in bir fonksiyonu olarak aşağıdaki gibi açıklanabilir.

$$T_e = T_L + Bw_m + J \frac{dw_m}{dt} \quad (3.26)$$

Burada J, yüke bağlı atalet momenti [kgm^2] ve B ise sürtünme katsayısıdır [Nms/rd].

3.5 Sabit Mıknatıslı Senkron Generatörlerin Avantaj ve Dezavantajları

Sabit mıknatıslı senkron generatörler yüksek güç/hacim oranı, hassas kontrol ayarı istenen yerlerde kullanılır. Güneş ve rüzgâr enerjisinden elektrik üretiminde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu tez çalışması sırasında yapılan literatür çalışması sonucu sabit mıknatıslı senkron generatörlerin hem rüzgâr türbinlerinde kullanımı açısından hemde genel olarak diğer generatörlere göre avantaj ve dezavantajlarını aşağıdaki gibi sıralayabiliriz.

Avantajları:

- SMSG, elektriksel uyartımlı generatörlerle karşılaştırıldığında en temel avantajı hiçbir uyarma akımı gerektirmemesidir. Uyarma akımı, rotordaki sabit mıknatıslar tarafından sağlanmaktadır.
- Rüzgâr türbinlerinde kullanılan sabit mıknatıslı senkron generatörün en önemli avantajlarından biride dişli kutusu olmadan doğrudan türbine bağlanabilmesidir. Dişli kutusu, hem gürültülere yol açması hemde bakım giderlerinin fazla olması gibi dezavantajlara sahiptir. Bu dezavantajı ortadan kaldırmak için SMSG cazip bir seçenektir.
- Harici bir uyarma akımı gerektirmedığından generatör terminallerinde köprü diyot doğrultucu kullanılabilir. Böylece mali açıdan fayda sağlanabilir.
- Rotor yapısı daha basittir ve daha küçük kutup alanı kullanılmasına izin verir. Böylece makineler, generatörün nominal gücüne bağlı olarak çok kutuplu ve 20-100 d/dk hızda döndürülecek şekilde dizayn edilebilir [4]. Aynı akımda çok kutup sayısı daha fazla moment üretir.

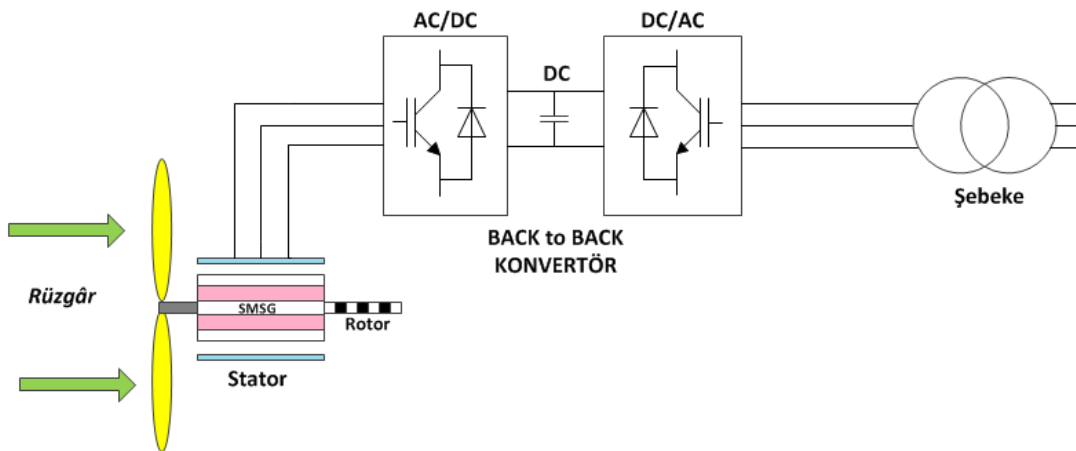
- Bilezik ve fırçaların olmamasından dolayı bakım gereksinimi azalır, maliyet düşer ve verim artar.
- SMSG, küçük ve hafif uygulamalar için uygundur ve herhangi bir hızda güç üretebilir.
- Özellikle, rüzgâr türbinlerinde yaygın olarak kullanılan çift beslemeli asenkron generatöre göre en büyük avantajı şebekeye direkt olarak değil bir dönüştürücü aracılığıyla bağlı olmasıdır. Bu durumda şebeke bozulmaları generatörü doğrudan olarak etkilemez.
- Asenkron generatörlere göre güç faktörü yüksektir. Dönüştürücüden beslenen sistemlerde güç katsayısının yüksek olması dönüştürücünün gücünden verimli olarak faydalanabilmek açısından önem taşımaktadır.
- Kullanılan dönüştürücü düşük hızda dahi geniş hız kontrolü sağlar.
- Rotorunda sargıların olmaması da ağırlığının dolayısıyla rotor ataletinin azalmasına sebep olmaktadır. Bu nedenle atalet momenti düşük ve dinamik performansı iyidir.

Dezavantajları:

- Mıknatıs fiyatlarının yüksek olması en temel sorundur.
- Mıknatısların manyetik özellikleri sıcaklıkla değiştiğinden yüksek sıcaklıkta ve kısa devre gibi durumlarda mıknatıslar manyetik özelliklerini kaybederler.
- Makinenin güç faktörünün kontrol edilmesi mümkün değildir [5].
- Uyarım alanı ve dolayısıyla güç katsayısı denetlenmediğinden şebekeye doğrudan bağlantı uygun değildir.
- Mıknatısların rotor yüzeyinde olduğu tasarımlarda yüksek hızlarda mıknatısların rotor yüzeyine tutturulması oldukça zordur ve her zaman kopma riski vardır.

SABİT MIKNATISLI SENKRON GENERATÖRÜN HIZ KONTROLÜ

Rüzgâr türbinlerinde generatör kontrol sistemi, verimliliği belirlemede önemli bir rol oynar. İyi bir kontrol sistemi olmazsa, üretilen gücün büyük bir bölümü boşa harcanır. Endüstriyel uygulamalarda elektrik makinelerinin kontrol edilmesi amacıyla kullanılan değişken hızlı sürücüler, makine mili ile şebekeden yüke veya yükten şebekeye aktarılan enerjinin ve moment ile hızın kontrolünü sağlarlar. Uygulamalarda, moment veya hız büyüklüklerinden sadece birisi kontrol edilerek moment ve hız kontrolü yapılır. SMSG ile rüzgâr türbini kontrol etmek için back to back dönüştürücü kullanılır. Back to back dönüştürücü, 3 fazlı iki inverterin bir DC bara kapasitörü ile birbirine bağlanmış halidir. DC kapasitör, her birine ayrı kontrol uygulanan iki dönüştürücüyü birbirinden ayırır. Bu bölümde, simülasyon çalışmasında gerçekleştirilen back to back dönüştürücü, bu dönüştürücünün anahtarlama sinyallerinin elde edilişi için kullanılan modülasyon teknikleri ve SMSG'nin hız kontrolünde kullanılan alan yönlendirmeli kontrol yöntemi anlatılacaktır.



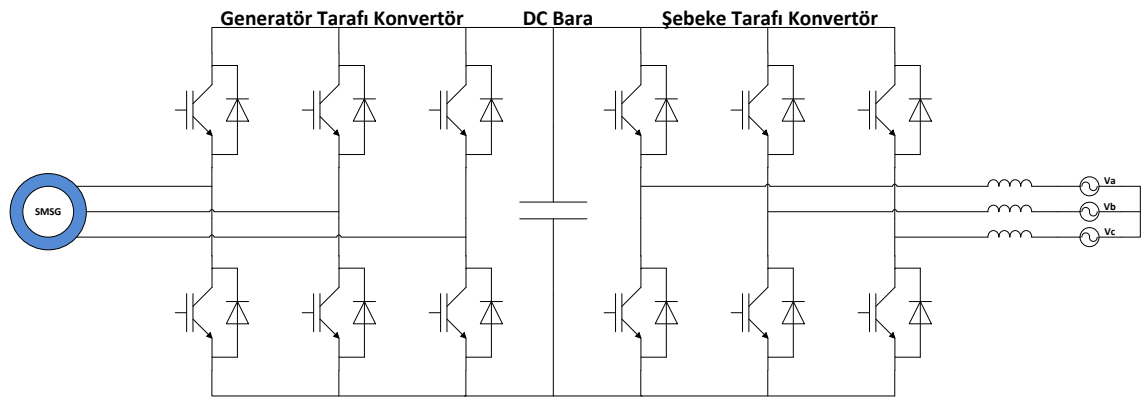
Şekil 4. 1 SMSG'nin rüzgâr türbini ve şebeke bağlantısı

Şekil 4.1’de SMSG’nin rüzgâr türbini ve şebeke bağlantısı verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi SMSG’yi diğer generatörlerden ayıran en önemli özelliği rotorunda bulunan sabit mıknatıslar sayesinde rotorunun şebekeyle herhangi bir bağlantısı olmamasıdır. Bir diğer özelliği ise dişli kutusu kullanılmadan rüzgâr türbinine bağlanabilmesidir.

Rüzgâr gücünden elektriksel güç elde etmede kullanılan sistemin içinde güç elektroniği devrelerinin önemli bir rolü vardır. Burada kullanılan güç elektroniği devresi, birbirine ters bağlı iki inverterden oluşan back to back dönüştürücüdür.

4.1 Back to Back Dönüştürücü

Back to back dönüştürücüler yapısı itibariyle birbirine ters, zorlamalı komütasyonlu iki 3 faz inverterin birbirine bir DC bara kapasitörü ile bağlandığı dönüştürücülerdir.



Şekil 4. 2 Back to back dönüştürücü

Şekil 4.2’de SMSG, rüzgârdan aldığı mekanik enerjiyi elektrik enerjisine çevirir. Rotordaki kalıcı mıknatısların oluşturduğu manyetik alanın stator manyetik alanıyla etkileşimi sonucu statorda bir gerilim endüklenir ve rüzgârdan alınan mekanik enerji elektrik enerjisine çevrilmiş olur. Burada SMSG’nin stator akımı AC bir akımdır ve bu akımın frekansı rüzgâr hızına bağlı olarak değişeceğinden bu değişken frekanslı akımı doğrudan şebekeye vermek şebekede harmonik diye adlandırdığımız bir takım bozulmalara yol açar. Bu problemi gidermek ve generatör tarafı frekansı ile şebeke frekansını senkronize hale getirmek için back to back dönüştürücüler kullanılır. Bu dönüştürücü, statordan aldığı AC akımı birinci dönüştücü vasıtasıyla DC akıma dönüştürür. DC baraya gelen bu akım daha sonra gerilim kaynaklı inverter ile AC hale

dönüştürüldükten sonra şebekeye aktarılır. Böylece rüzgârdan alınan mekanik enerjiyle elde edilen elektrik enerjisi kontrollü bir şekilde şebekeye aktarılmış olur.

Rüzgâr türbinlerinde kullanılan generatörler şebekeye bağlandığı zaman, çıkış frekansını şebeke frekansı ile eş tutmak için çok sayıda rüzgâr türbini sabit hızlarda çalıştırılır [4]. Fakat değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde daha yüksek bir enerji elde edildiği de muhakkaktır. Hem değişken hızlı rüzgâr türbinlerini kurmak hemde generatör frekansını şebekeyle senkronize etmek için back to back dönüştürücüler ideal bir çözümdür.

Back to back dönüştürücünün en önemli özellikleri; enerji akışının hızlı kontrol edilebilmesi ve şebekeden reaktif güç çekmemesidir. Ayrıca burada kullanılan DC bara geriliminin şebeke fazlar arası geriliminin tepe değerinden yüksek olması gerekmektedir. Şebekeye enerji aktarımı kontrol edilerek DC bara sabit tutulabilir.

Back to back dönüştürücüleri generatör tarafı dönüştürücü ve şebeke tarafı dönüştürücü olarak iki parça halinde inceleyebiliriz.

Generatör tarafındaki dönüştürücü; generatörden alınan AC akımı DC akıma dönüştürerek doğrultucu modunda çalışır. Rüzgârdan maksimum güç elde edilmesini kontrol eder. Rüzgârdan maksimum güç elde edilebilmesi, generatörün ideal rotor hızında çalışmasını gerektirmektedir. Dolayısıyla generatör tarafındaki dönüştürücünün moment ve hızı kontrol ettiğini söyleyebiliriz. Bu kontrol de daha sonra anlatılacak olan bir vektör kontrol stratejisi ile gerçekleştirilir.

Şebeke tarafındaki dönüştürücü ise; DC baradan gelen akımı AC akıma çevirerek inverter modunda çalışır. Generatör tarafındaki gücün büyüklüğüne bakılmaksızın, DC bara gerilim sabitini istenen referans değerinde tutar ve güç faktörünü düzenler. Üretilen enerji bu dönüştürücü vasıtasıyla şebekeye aktarılır ve şebekeye dağıtılan aktif ve reaktif güç miktarı düzenlenir. Aynı zamanda şebekeye aktarılan toplam harmonik distorsiyonunda (THD) azaltır [4].

Rüzgâr türbinlerinde generatör kontrolünde back to back dönüştürücünün yanı sıra, generatör tarafı kontrolsüz doğrultucu ve şebeke tarafı yine 3 fazlı bir inverterle kontrol edilen sistemlerde mevcuttur. Fakat son yıllarda yüksek akım harmoniği ve düşük güç faktörü altında çalışan diyotlu ve tristörlü bu AC/DC çeviriciler yerine darbe

genişlik modülasyonlu (PWM) AC/DC dönüştürücüler yani back to back dönüştürücü yaygınlaşmıştır. Yüksek performanslı bu dönüştürücüler şebekeden reaktif güç çekmemektedir. Bu yüzden back to back dönüştürücülerde ek bir reaktif güç kompanzasyon devresine gerek yoktur.

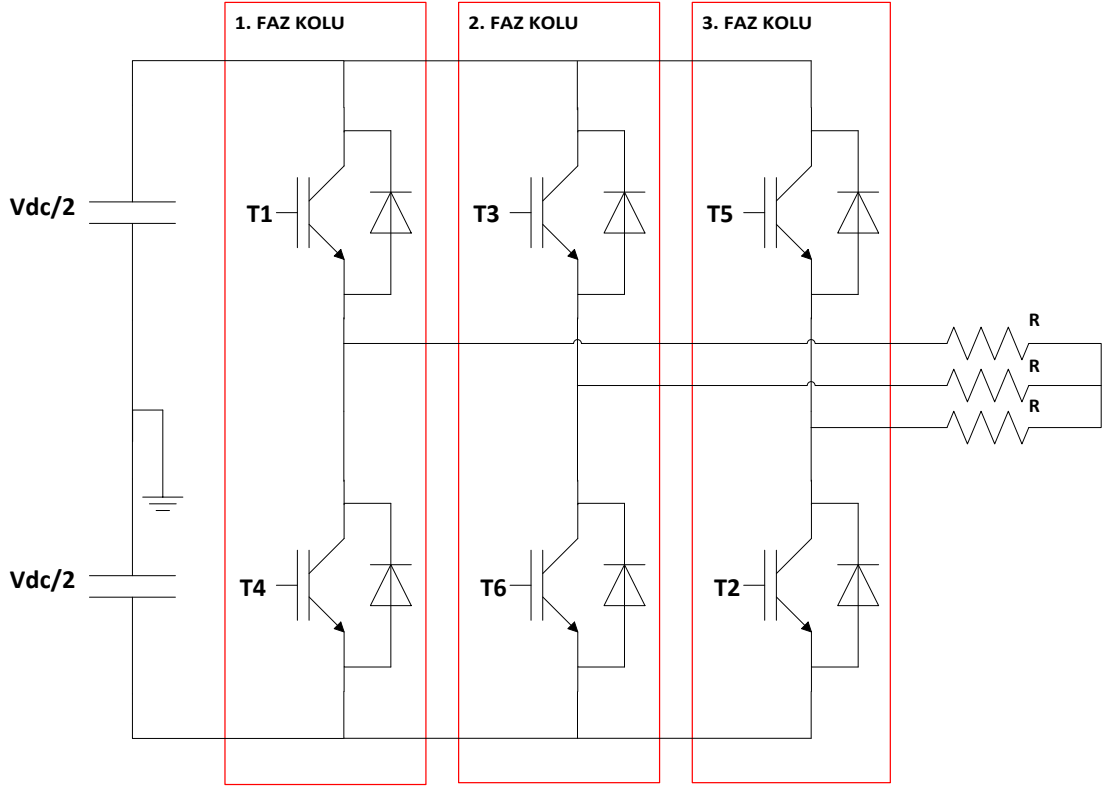
Back to back dönüştürücüler iki ayrı 3 fazlı gerilim kaynaklı inverterden oluştuğu için öncelikle 3 fazlı gerilim kaynaklı inverter yapısı incelenecektir. Daha sonra da bu inverterler için kullanılan kontrol yöntemlerinden bahsedilecektir.

4.2 Gerilim Kaynaklı İnverter (VSI)

İnverterin temel işlevi, girişindeki bir DC gerilimi istenen genlik ve frekansta bir AC gerilime dönüştürmektir. Girişindeki DC gerilimin sabit olduğu inverterlere gerilim kaynaklı inverter (Voltage Source Inverter); girişindeki akımın sabit olduğu inverterlere ise akım kaynaklı inverter (Current Source Inverter) adı verilir. Bu tez çalışmasında gerilim kaynaklı inverterler esas alınarak simülasyon çalışması yapılmıştır.

İnverterlerin çalışma prensibi, DC giriş geriliminin ilk yarı periyotda pozitif ve ikinci yarı periyotda negatif yönde yüke uygulanmasına dayalıdır. Bu iki yarı periyodun toplamı, devrenin çalışma periyodu ve frekansını belirler. Bu dönüştürücüler de, genellikle her bir faz için üretilen pozitif ve negatif sinyaller ilgili pozitif ve negatif elemanlara uygulanır. Ancak, burada sinyaller AC şebekeden bağımsız ve isteğe göre üretilir. Kontrol sinyalleri, istenen frekans ve faz sayısında kare dalga veya sinüs dalgası şeklindeki alternatif kontrol gerilimlerinin, daha yüksek frekansta üçgen dalga şeklindeki alternatif bir taşıyıcı gerilim ile karşılaştırılmasıyla elde edilir. Bu kontrol yöntemine, genel olarak Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) adı verilir [19].

Şekil 4.3'te yükü yıldız bağlı üç fazlı bir VSI devresi gösterilmiştir. Tez çalışması kapsamında gerçekleştirilen devrede izole kapılı bipolar transistör (IGBT) kullanılmıştır. Bu tercih yapılırken IGBT'nin anahtarlama frekansının yüksek olması, iletme girme kolaylığına sahip olması ve iletim kayıplarının düşük olması göz önünde bulundurulmuştur.



Şekil 4. 3 İki seviyeli üç fazlı bir inverterin devre şeması

Üç fazlı bir inverterde altı IGBT elemanı bulunmaktadır. T_1 , T_3 ve T_5 pozitif elemanlar; T_4 , T_6 ve T_2 negatif elemanlar olarak adlandırılır. Burada bilinmesi gereken en önemli şey her bir faz kolunda aynı anda yalnızca bir güç elemanının iletimde olabileceğidir. Örneğin; aynı anda T_1 ve T_4 elemanları iletimde olamaz ve her bir faz kolundan sadece bir eleman iletimde olmak zorundadır. Bu elemanlara uygulanacak kontrol sinyelleri çeşitli darbe genişlik modülasyonu kontrol teknikleri ile belirlenir.

4.3 Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM)

Darbe Genişlik Modülasyonu son yıllarda yaygın olarak kullanılan ve çıkış gerilimindeki darbe genişliklerini değiştirerek frekans ile genliğin kontrol edilmesinin amaçlandığı bir kontrol tekniğidir. Bununla birlikte inverter çıkışında oluşan yüksek genlikli harmonikleri azaltmak ve inverter çıkışını kontrol edebilmek için darbe genişlik modülasyonu tekniği kullanılır. Harmoniklerin azaltılması darbe sayısı ile doğrudan orantılıdır.

Bir darbe genişlik modülasyonu tekniğinin pratikte seçimi için genel kriterleri modülasyon bölgesinin genişliği, anahtarlama kayıplarının azlığı, toplam harmonik

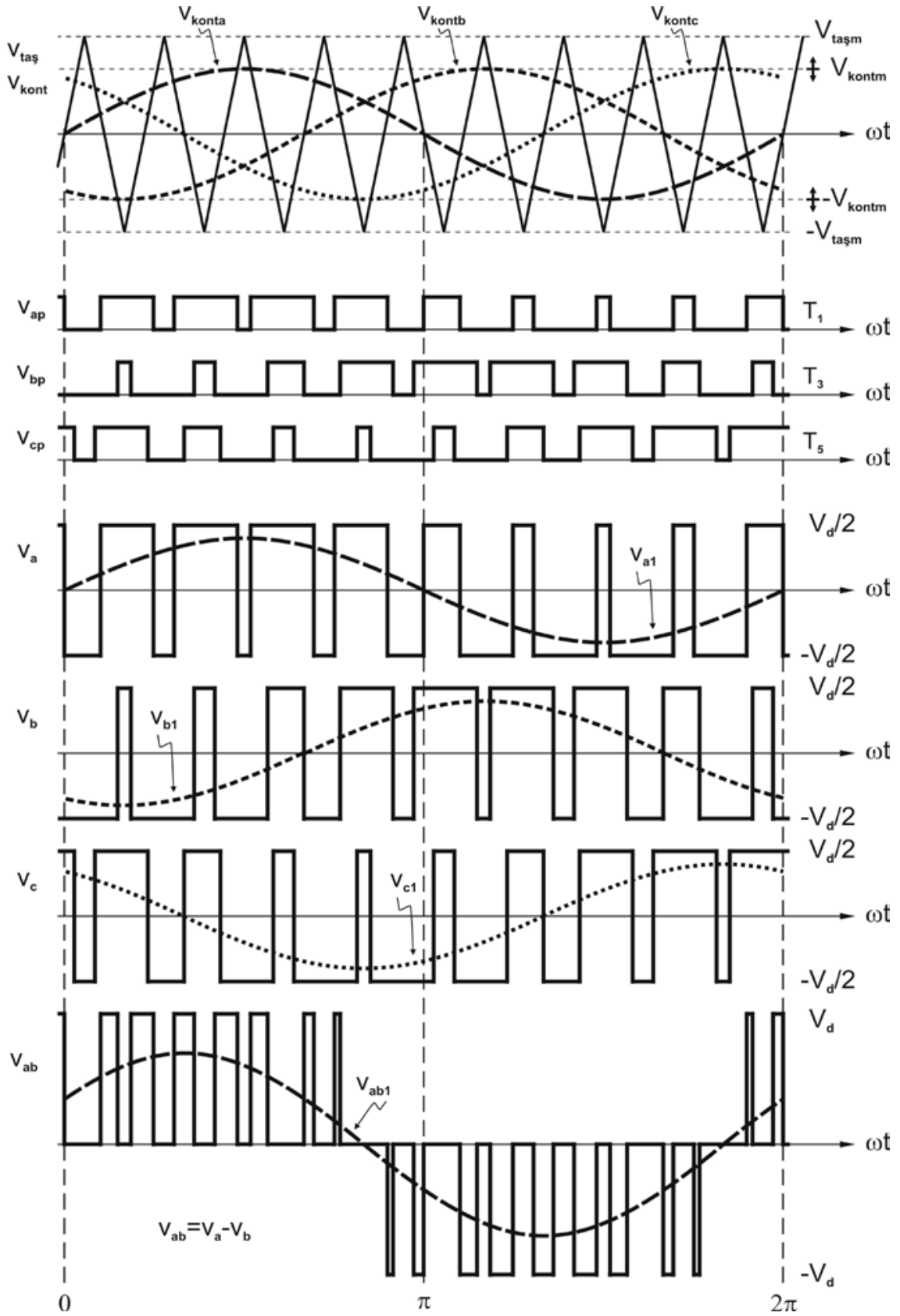
distorsiyonunun düşüklüğü, hesaplamaların azlığı ve kolay uygulanabilirliği olarak belirtilebilir. Bu tez çalışmasında bu kontrol tekniklerinden Sinüsoidal PWM, Uzay Vektörü PWM ve Histerezis Akım Kontrollü PWM teknikleri incelenmiş ve simülasyon çalışmasında elemanları anahtarlama ayrı ayrı kullanılmıştır. Her üçü arasındaki farklar, avantajlar ve dezavantajlar simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmış ve teorik olarak anlatılanlar uyumlu olduğu gözlemlenmiştir.

4.3.1 Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SPWM) Tekniği

İnverterlerde SPWM (Sinüsoidal Pulse Width Modulation) tekniği, darbe genişliklerinin sinüs formunda kontrol edilmesiyle, harmonik içeriği düşük olan sinüsoidal bir AC çıkış gerilimi elde edilmesine dayalıdır. Prensip olarak, üçgen dalga şeklindeki taşıyıcı bir gerilim ile sinüs dalga şeklindeki kontrol gerilimlerinin karşılaştırılmasıyla üretilen pozitif ve negatif sinyallerin, ilgili fazların pozitif ve negatif güç elemanlarına uygulanması ile anahtarlama sinyalleri belirlenmiş olur [19].

Şekil 4.4’de, üç fazlı tam köprü bir invertere sinüsoidal PWM kontrol tekniğinin uygulanması durumunda anahtarlara uygulanacak pozitif sinyaller verilmiştir. Burada, referans sinüsoidal gerilimlerin her biri ile taşıyıcı üçgen dalga ayrı ayrı kıyaslanır. Referans gerilimin üçgen dalgadan büyük olduğu yerde o referans gerilime ait faz kolundaki üst anahtar iletme girer, bunun tersi durumunda da aynı faz koluna ait alt anahtar iletme girer. Alt ve üst anahtarların iletme ve kesime girmesi esnasında anahtarlama sürelerinin toplamı kadar bir kısa devre oluşmaktadır. Bu kısa devrenin önlenmesi için pozitif ve negatif sinyaller arasında, en az toplam anahtarlama süresi kadar bir boşluk bulunması zorunludur. Bu boşluk süresi Ölü Zaman olarak adlandırılmaktadır.

Şekil 4.4’e bakarak V_a faz gerilimi ve V_{ab} fazlar arası geriliminin, iletim durumlarına göre aldığı değerleri görebiliriz. Burada V_a gerilimin maksimum $V_{dc}/2$ kadar olduğu gözükmemektedir. Yani bir faz gerilimini elde ederken DC baranın yarısı verimli olarak kullanılabilir.



Şekil 4. 4 Üç fazlı tam köprü bir inverterin tek yönlü sinüsoidal PWM kontrolünde, $m_a=2/3$ ve $m_f=9$ için, sinyallere göre faz ve fazlar arası gerilimlerin dalga şekilleri [19]

Sinüsoidal PWM’de; kontrol gerilimi genliğinin (V_k), taşıyıcı dalganın genliğine (V_t) oranına m_a (modülasyon indeksi) denir. Bu oran 0 ile 1 arasında ise kontrol ve çıkış gerilimi arasındaki ilişki lineer olur. Modülasyon indeksinin değiştirilmesiyle, çıkış gerilimin ana harmoniğinin genliği ayarlanır.

$$m_a = \frac{V_k}{V_t} \quad (4.1)$$

$m_a=1$ olduğu durumda, ana harmoniğin maksimum tepe değeri $0.5V_d$ ’dir. m_a , 1’e yaklaştıkça darbe genişlikleri pozitif ve negatif periyodların ortasına yaklaşır ve sırasıyla kaybolur. Anahtarların çalışmasını sürdürebilmesi için minimum darbe genişlikleri korunmalıdır. $m_a>1$ olduğu duruma ise aşırı modülasyon adı verilir. Aşırı modülasyon durumunda inverter çıkış geriliminde daha önce olmayan harmonikler gözlenecektir. Ayrıca aşırı modülasyonda darbe genişlik modülasyonları sadece sıfır geçişlerinde olmaktadır [20].

İnverterlerde çıkış gerilimi ayarlanabildiği gibi çıkış frekansıda ayarlanabilmektedir. Çıkış frekansının ayarlanması durumunda ise taşıyıcı frekansın (f_t) modülasyon ya da referans sinyal frekansına (f_k) oranı olan m_f ile ilgilenilir. Burada taşıyıcı dalganın frekansı aynı zamanda anahtarlama frekansıdır. Bu anahtarlama frekansının yüksek değerde olması istenir. Çünkü yüksek frekanslı harmonikler daha kolay filtrelenebilir. Fakat bu durumda da inverterde yüksek anahtarlama kayıpları meydana gelmektedir.

$$m_f = \frac{f_t}{f_k} \quad (4.2)$$

İnverterlerin anahtarlama kayıplarını sınırlamak için yüksek çıkış frekansında taşıyıcı oranı küçültülür. Bu nedenle ikisi arasında dengeli bir nokta bulunmalıdır. Genellikle bu dengeli nokta $m_a \leq 1$ ve $m_f = 21$ olduğu sınır değerdir [20]. Burada m_f değerinin seçimi çıkış harmonik içeriği açısından önemlidir. Dolayısıyla m_f değerinin, en az 9 ve tek sayı ve ayrıca üç faz için 3’ün katı şeklinde olması önerilir. Eğer bu şekilde olursa, fazlar arası gerilimlerde en etkili harmonik olan 3 ve 3’ün katları şeklinde numaralı harmonikler bulunmaz [19].

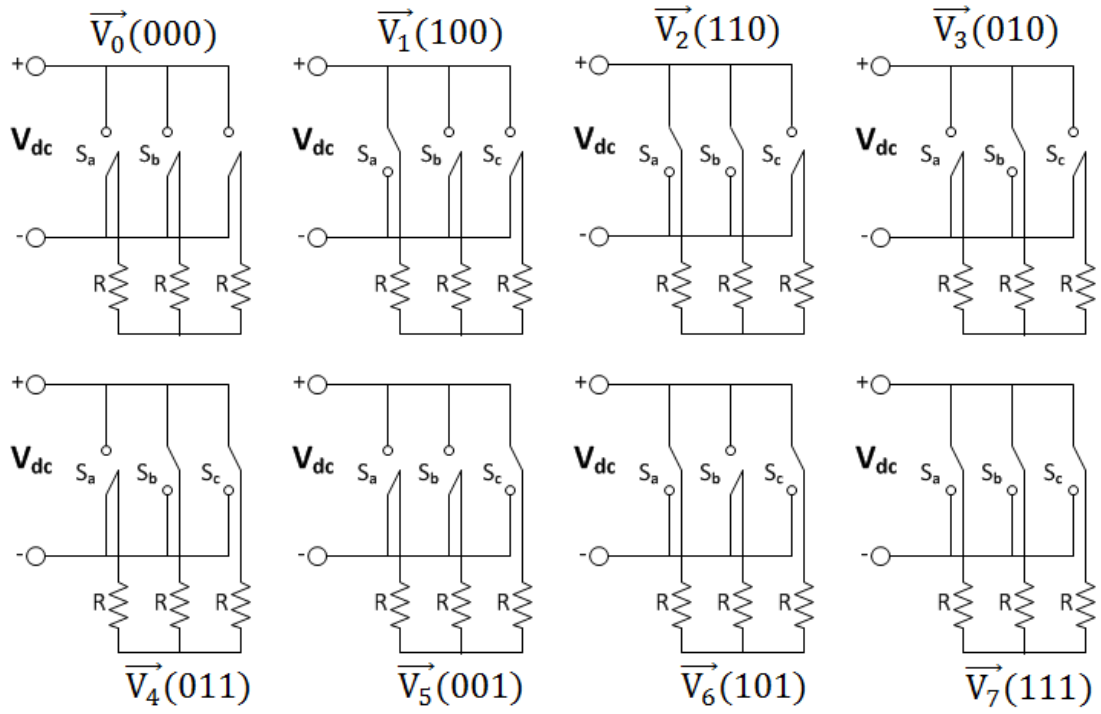
4.3.2 Uzay Vektörü Darbe Genişlik Modülasyonu (SVPWM) Tekniği

Uzay vektörü darbe genişlik modülasyonu (Space Vector Pulse Width Modulation-SVPWM), güç dönüştürücülerinde yarı iletken güç elemanlarının anahtarlama sırasında kullanılan sayısal bir modülasyon tekniğidir. Bu teknikteki amaç, minimum anahtarlama kaybı ve en düşük toplam harmonik distorsiyon (THD) ile istenilen çıkış akımı veya gerilimini elde etmektir. Bu modülasyon tekniği sinüsoidal darbe genişlik modülasyonuna göre daha avantajlı olması sebebiyle uygulamalarda daha çok tercih edilmektedir. Bu avantajları aşağıdaki gibi sıralayabiliriz:

- Uygun anahtarlama sayısı sayesinde anahtarlama güç kayıpları daha az olmaktadır.
- DC bara geriliminden SPWM'e göre %15 daha fazla yararlanılır.
- Optimum anahtarlama sinyali üretimi ile akımın harmoniği daha aza indirgenir.
- Sabit anahtarlama frekansı altında gerçekleştirilir.
- Sayısal bir modülasyon tekniği olduğundan dolayı mikroişlemcilerle daha kolay uygulanabilir.

Bu avantajların yanında uzay vektörü darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) sürelerinin hesaplanmasında karmaşık denklemler içermesinide bir dezavantaj olarak söyleyebiliriz. Uzay vektörü darbe genişlik modülasyonu iki seviyeli veya üç seviyeli olarak uygulanabilmektedir. Bu tez çalışmasında back to back dönüştürücünün kontrolü iki seviyeli uzay vektörü darbe genişlik modülasyonu ile gerçekleştirilmiştir.

Uzay vektörü darbe genişlik modülasyonu temel olarak bir inverterde mümkün olan her bir durumun bir ayrı uzay vektörü olarak tanımlanması temeline dayanır. Şekil 4.3'de devre şeması verilen üç fazlı gerilim kaynaklı bir inverterde aynı faz kolundan iki anahtarın iletimde olmaması koşuluyla toplamda 8 adet anahtarlama (000, 111, 100, 110, 010, 011, 001, 101) durumu söz konusudur. Burada üst sıradan bir anahtarın kapatılması 1 ile, alt sıradaki anahtarlardan birinin kapatılması ise 0 ile ifade edilir. Bu anahtarlama durumlarına göre toplamda 6 adet aktif vektör ve 2 adet sıfır vektörleri oluşmaktadır. Şekil 4.5'de sekiz anahtarlama durumları ve bu durumlara karşılık gelen gerilim vektörleri verilmiştir.



Şekil 4. 5 Üç fazlı VSI için anahtar durumlarına karşılık düşen gerilim vektörleri

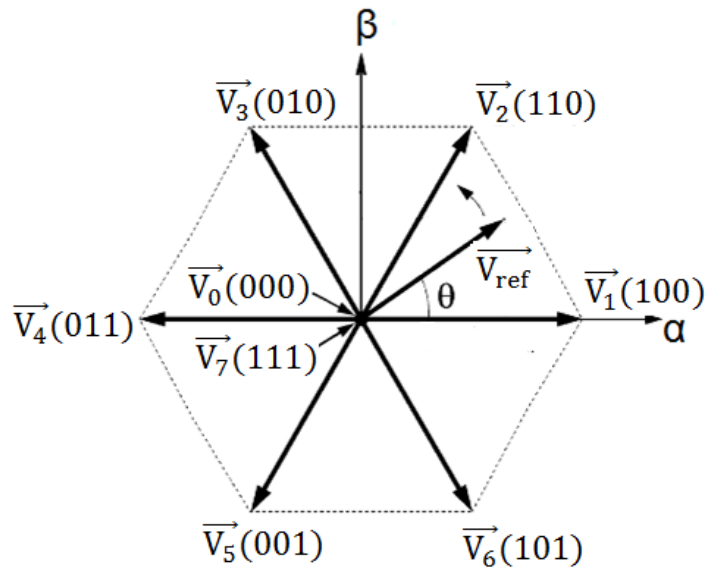
Çizelge 4. 1 Anahtarlama durumlarına göre faz ve fazlar arası gerilimler

S_a	S_b	S_c	V_a	V_b	V_c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$(2/3).V_{dc}$	$(-1/3).V_{dc}$	$(-1/3).V_{dc}$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
1	1	0	$(1/3).V_{dc}$	$(1/3).V_{dc}$	$(-2/3).V_{dc}$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
0	1	0	$(-1/3).V_{dc}$	$(2/3).V_{dc}$	$(-1/3).V_{dc}$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
0	1	1	$(-2/3).V_{dc}$	$(1/3).V_{dc}$	$(1/3).V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
0	0	1	$(-1/3).V_{dc}$	$(-1/3).V_{dc}$	$(2/3).V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
1	0	1	$(1/3).V_{dc}$	$(-2/3).V_{dc}$	$(1/3).V_{dc}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Şekil 4.5'e bakılarak her bir anahtarlama durumu için gerekli hesaplamaların yapılması sonucu çıkarılan faz ve fazlar arası gerilimlerin (V_a , V_b , V_c ve V_{ab} , V_{bc} , V_{ca}) anahtarlama

durumlarına göre giriş gerilimi (V_{dc}) cinsinden değerleri Çizelge 4.1’de verilmiştir. Burada S_a , S_b ve S_c ’den herhangi birinin 1 konumunda olması o faza ait üst sıradaki elemanın, 0 konumunda olması ise yine o faza ait alt sıradaki elemanın iletimde olduğunu ifade ediyor.

SVPWM metodunun temel prensibi, gerilim beslemeli bir inverter tarafından üretilen 8 ayrı gerilim vektörünü kullanarak ideal gerilim vektörüne mümkün olduğu kadar yaklaşan bir gerilim vektörü sağlamaktır. Elde edilecek olan gerilim vektörü, Şekil 4.6’da verildiği gibi inverterin altı aktif durumuna karşı gelen gerilim vektörleri tarafından şekillendirilen bir altıgen içerisinde bulunur. Bu vektör, altıgeni oluşturan altı sektör üzerinde hareket ederek dairesel bir yörünge çizer ve Referans Vektör olarak isimlendirilir. İnverter şebekeye verilecek olan akım referans değerine bağlı olarak çıkış gerilim vektörü üretmektedir. Bu gerilim vektörü, bulunduğu bölgenin aktif komşu vektörleri ve sıfır vektörleri kullanılarak SVPWM kontrol yöntemi ile üretilir. Şekil 4.6’da bu aktif ve sıfır vektörleri ile bu vektörlerin oluşturduğu $\vec{V}_{ref}$ vektörü görülmektedir. Her bölgede iki aktif ve iki sıfır vektörün belirli süre ile inverterde anahtarlanmasıyla $\vec{V}_{ref}$ vektörü üretilmektedir.



Şekil 4. 6 Uzak vektör modülasyonu ile üretilen referans vektör ve aktif vektörler ile sıfır vektörleri

Şekil 4.6’da görüldüğü gibi SVPWM kontrol yönteminde büyüklükler ikili eksen takımında kontrol edilir. Bu sebeple üç fazlı akım veya gerilim büyüklükleri daha

öncede anlatılan Clarke dönüşümü kullanılarak ikili eksen takımına indirgenir $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$. Şekil 4.6'dan yola çıkarak aşağıdaki bağıntıları elde edebiliriz.

$$\vec{V}_{ref} = V_{\alpha} + jV_{\beta} \quad (4.3)$$

$$V_{ref} = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \quad (4.4)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}} \right) \quad (4.5)$$

Eşitlik 4.3'e göre Clarke dönüşümü (3.7) kullanarak $\vec{V}_{ref}$ vektörünü statik üç fazda $[(\alpha, \beta) \rightarrow (a, b, c)]$ aşağıdaki şekilde ifade edebiliriz.

$$\vec{V}_{ref} = \frac{2}{3} \left(V_a e^{j0} + V_b e^{j2\pi/3} + V_c e^{j4\pi/3} \right) \quad (4.6)$$

Çizelge 4.1'de her bir anahtarlama durumu için V_a, V_b, V_c değerleri giriş gerilimi V_{dc} cinsinden hesaplanmıştı. Bu değerler eşitlik 4.6'da yerine yazılırsa her bir anahtarlama durumuna karşılık gelen aktif ve sıfır vektörler V_{dc} cinsinden hesaplanmış olur. Daha sonra bu hesaplanan ifadeyi genelleştirilmiş haliyle yazarsak aşağıdaki eşitliği elde ederiz.

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} \left(V_{dc} e^{j(k-1)\pi/3} \right) \quad k = 1, 2, 3, 4, 5, 6 \quad (4.7)$$

$$\vec{V}_k = 0 \quad k = 1, 2, 3, 4, 5, 6 \quad (4.8)$$

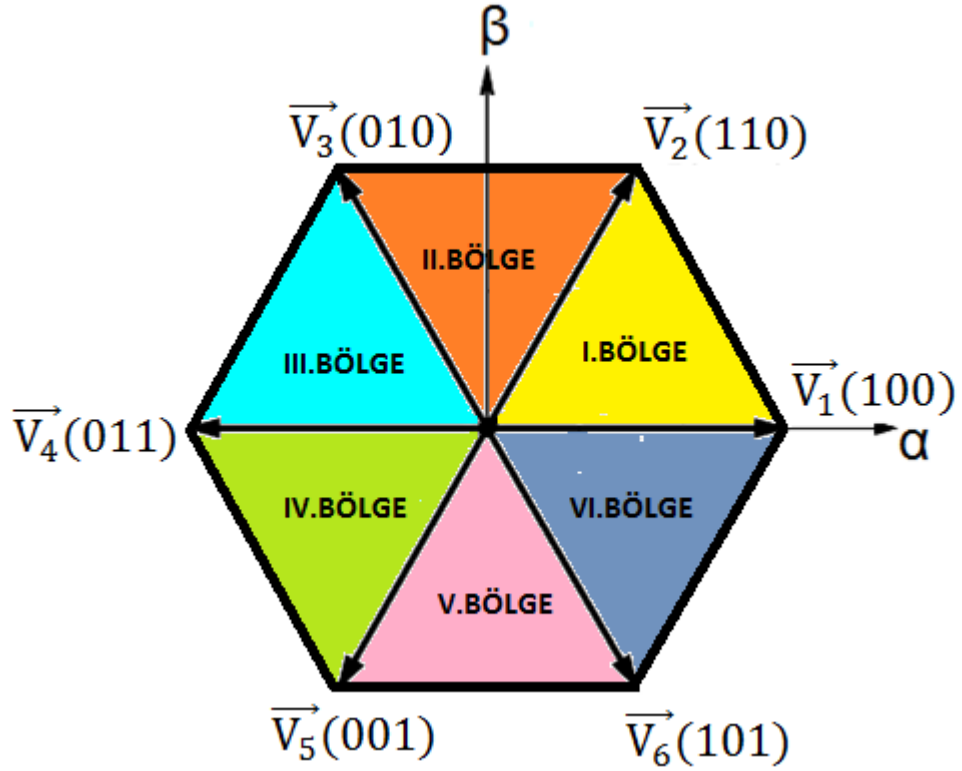
Yukarıda yaptığımız hesaplamalar sonucunda SVPWM kontrol yöntemi ile anahtarlama sinyallerini 4 adımda elde edebiliriz.

1. Adım: Referans gerilim vektörünün bulunduğu bölgenin belirlenmesi,
2. Adım: Anahtarlama sürelerinin (T_a, T_b ve T_0) belirlenmesi,
3. Adım: En uygun anahtarlama sırasına göre S_1, S_3 ve S_5 diye belirlediğimiz kontrol gerilimlerinin hesaplanması,

4. Adım: S_1 , S_3 ve S_5 kontrol gerilimleri ile taşıyıcı üçgen dalganın karşılaştırılarak IBGT sinyallerinin sağlanması.

4.3.2.1 Bölgelerin Belirlenmesi

Şekil 4.7’de dönen $\vec{V}_{ref}$ referans vektörünün bulunabileceği konum 60° aralıklı toplam altı bölgeye ayrılmıştır. Her bir vektör arasında 60° olduğundan dolayı bölgeleri θ ’nın değişimine göre hesaplayabiliriz.



Şekil 4. 7 $\vec{V}_{ref}$ vektörünün bulunabileceği bölgeler

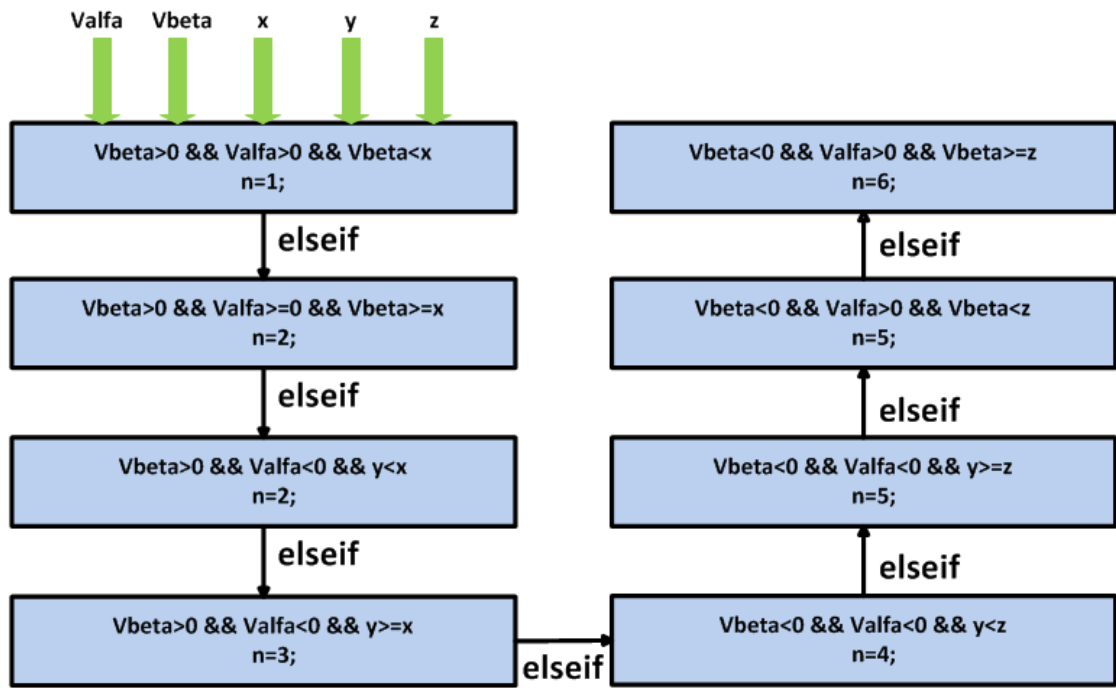
Örneğin; $0 < \theta < 60^\circ$ arasında ise $\vec{V}_{ref}$ referans vektörü birinci bölgededir. Bu hesabın yapılabilmesi için θ ’nın bilinmesi gerekmektedir. θ ’nın hesaplanmasında eşitlik 4.5’de gösterildiği gibi “arctan” alınması gerekmektedir. Fakat bu durumda uygulama aşamasında kullanılan ve bu SVPWM kontrol kodlarını çalıştıran mikro işlemcilerin “arctan” işlemini gerçekleştirmesi uzun zaman aldığından dolayı bölgelerin hesaplanmasını θ ’dan bağımsız olarak sadece V_α ve V_β değerlerine göre hesaplamak daha uygun bir çözüm olacaktır.

Bölgelerin (n) belirlenmesinde oluşturduğum algoritma Şekil 4.8’de verilmiştir. Burada kod yazılımı kolaylığı için x, y ve z değerleri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$x = \sqrt{3}V_{\alpha} \quad (4.9)$$

$$y = -V_{\beta} \quad (4.10)$$

$$z = -x \quad (4.11)$$



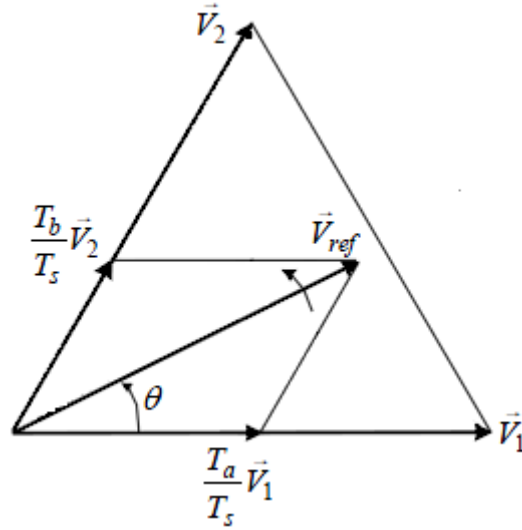
Şekil 4. 8 Bölgeleri belirlemek için oluşturulan algoritma

$\vec{V}_{ref}$ vektörünün bulunduğu bölgenin belirlenmesinden sonra ikinci adım olarak anahtarlama sürelerinin belirlenmesi gerekir.

4.3.2.2 Anahtarlama Sürelerinin Belirlenmesi

İki aktif ve iki sıfır vektörün anahtarlama süresiyle $\vec{V}_{ref}$ vektörünün oluşturulduğu daha önce anlatılmıştı. Şekil 4.8’deki algoritmalar neticesinde $\vec{V}_{ref}$ vektörünün bölgesi belirlendikten sonra bu bölgeye bağlı olarak referans vektöre komşu olan aktif vektörler ve sıfır vektörler tespit edilerek bu vektörlerin süreleri hesaplanır.

Örneğin; $0 < \theta < 60^\circ$ arasında ise $\vec{V}_1$, $\vec{V}_2$, $\vec{V}_0$ ve $\vec{V}_7$ vektörleri kullanılır. Yani birinci bölgede oluşturulan $\vec{V}_{ref}$ vektörünü, bu vektörler sırayla anahtarlama yaparak oluşturur. Bu vektörlerin anahtarlama sıraları ve anahtarlama süreleri öyle bir ayarlanmalıdır ki daha iyi bir harmonik performansı ve her bir anahtar için minimum anahtarlama ve dolayısıyla daha az anahtarlama güç kaybı elde edilebilmelidir.



Şekil 4. 9 Birinci bölgedeki anahtarlama süreleri

SVPWM’de belirlediğimiz anahtarlama frekansı (f_s) bize örnekleme periyodunu yani; toplam anahtarlama süresini (T_s) verir. Herbir bölgede birinci aktif vektörün anahtarlama süresi T_a , ikinci vektörün anahtarlama süresi T_b ve sıfır vektörlerin herbirinin anahtarlama süresi $T_0/2$ olmak üzere T_s aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$T_s = T_a + T_b + \frac{T_0}{2} + \frac{T_0}{2} \quad (4.12)$$

Şekil 4.9’da görüldüğü gibi birinci bölgede $\vec{V}_{ref}$ vektörünü oluşturabilmek için T_a süresi kadar $\vec{V}_1$, T_b süresi kadar $\vec{V}_2$ ve T_0 süresi kadar $\vec{V}_0$ ile $\vec{V}_7$ vektörlerinin uygulandığı kabul edilmiştir. Bu kabul ile aşağıdaki eşitliği yazmamız mümkündür.

$$\vec{V}_{ref} \cdot T_s = \vec{V}_1 \cdot T_a + \vec{V}_2 \cdot T_b + \vec{V}_0 \cdot \frac{T_0}{2} + \vec{V}_7 \cdot \frac{T_0}{2} \quad (4.13)$$

Daha sonra eşitlik 4.7 ve 4.8’den hangi bölge ile ilgileniliyorsa o bölgede $\vec{V}_{ref}$ ’i oluşturan aktif ve sıfır vektörlerin değeri eşitlik 4.13’de yerine konulur. Sıfır vektörlerin sıfıra eşit olduğuna göre, eşitlik 4.13’ü birinci bölge için aşağıdaki gibi düzenleyebiliriz.

$$\vec{V}_{ref} \cdot T_s = V_{ref} e^{j\theta} \cdot T_s = V_{ref} (\cos \theta + j \sin \theta) \cdot T_s = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot T_a + \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\pi/3} \cdot T_b \quad (4.14)$$

Bu tez çalışmasında SVPWM bloğunun girişine V_α ve V_β değerleri girilmektedir. Mikroişlemci kullanımı gerektiren uygulama durumlarında arctan ve karekök alma işlemi mikroişlemciyi yavaşlattığından dolayı hesaplamaları V_{ref} ve θ 'dan bağımsız halde V_α ve V_β cinsinden yapabiliriz.

$$V_\alpha = V_{ref} \cdot \cos \theta \quad (4.15)$$

$$V_\beta = V_{ref} \cdot \sin \theta \quad (4.16)$$

Burada 4.15 ve 4.16 eşitlikleri 4.14'te yerine yazıldıktan sonra birinci bölge için anahtarlama süreleri aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$T_a = m_b \cdot V_\alpha - 0,5 \cdot m_a \cdot V_\beta \quad (4.16)$$

$$T_b = m_a \cdot V_\beta \quad (4.17)$$

Bu eşitliklerde $m_a = \sqrt{3} \frac{T_s}{V_{dc}}$, $m_b = \frac{3}{2} \frac{T_s}{V_{dc}}$ olarak belirlenmiştir.

Yukarıda birinci bölge için anahtarlama sürelerinin elde edilişi anlatılmıştır. Benzer şekilde diğer beş bölge içinde gerekli hesaplamalar yapıldıktan sonra her bir bölge için hesaplanan süreler Şekil 4.12'de verilmiştir.

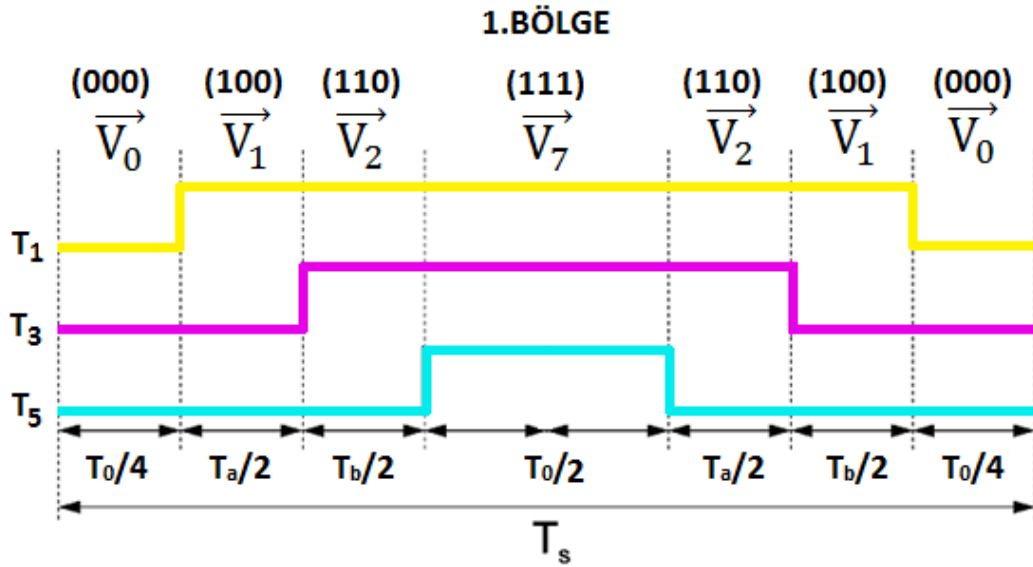
4.3.2.3 Referans Kontrol Gerilimlerinin Belirlenmesi

Darbe genişlik modülasyonu (PWM) kavramına göre taşıyıcı dalga olarak adlandırılan üçgen dalga şeklinde bir gerilimle referans dalga olarak adlandırdığımız bir kontrol geriliminin karşılaştırılmasıyla anahtarlama sinyalleri oluşturulur. SVPWM kontrol tekniğinin bu aşamasında karşılaştırmak için kullanacağımız kontrol gerilimi elde edilecektir.

Kontrol gerilimini elde ederken göz önünde bulundurmanız gereken en önemli unsur minimum anahtarlama kaybını sağlamaktır. Her bir bölgeye ayrı ayrı bakarak minimum anahtarlama kaybını sağlamak için aktif ve sıfır vektörlerin anahtarlama sıralarına

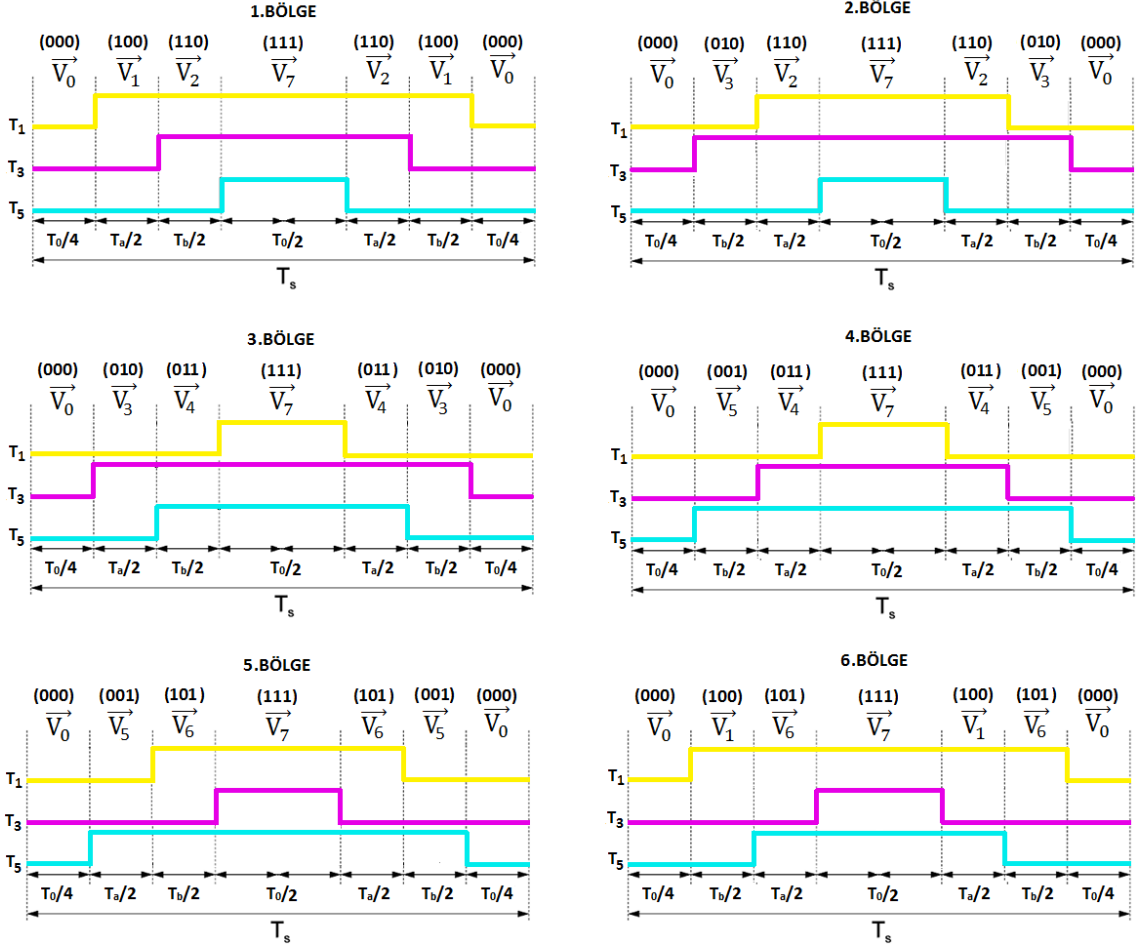
bakmamız gerekmektedir. Daha iyi bir harmonik performansı ve her bir anahtarda minimum anahtarlama ve dolayısıyla daha az anahtarlama güç kaybı elde edilebilmek için en uygun anahtarlama sırası belirlenmelidir.

Örneğin; Şekil 4.10'da birinci bölgede $\vec{V}_{ref}$ 'i oluşturan iki aktif ($\vec{V}_1, \vec{V}_2$) ve iki sıfır vektörün ($\vec{V}_0, \vec{V}_7$) en uygun anahtarlama sıraları verilmiştir. Bu şekilden de görüleceği üzere en uygun anahtarlama şekli, her bir vektörün uygulanma zamanı geldiğinde sadece bir anahtarın konumunun değiştirilmesiyle mümkün olmaktadır. Yani; anahtarlama sırası $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_3, \vec{V}_7, \vec{V}_2, \vec{V}_1$ ve $\vec{V}_0$ şeklinde olmalıdır. Aksi durumda inverterdeki güç elemanlarının anahtarlama yapılırken örneğin; 000 konumundan 110 konumuna geçilirse aynı anda iki anahtarın konumu 0'dan 1'e alınmış olur ve buda anahtarlama kayıplarına yol açar. Biz bu anahtarlama kaybını minimuma indirmek için 000 konumunda 100 konumuna ve daha sonra 110 konumuna alarak her defasında yalnızca bir anahtarın konumunu değiştirmiş oluruz ki bu durumda minimum anahtarlama güç kaybının sağlandığı durumdur.



Şekil 4. 10 Birinci bölge için en uygun anahtarlama formu

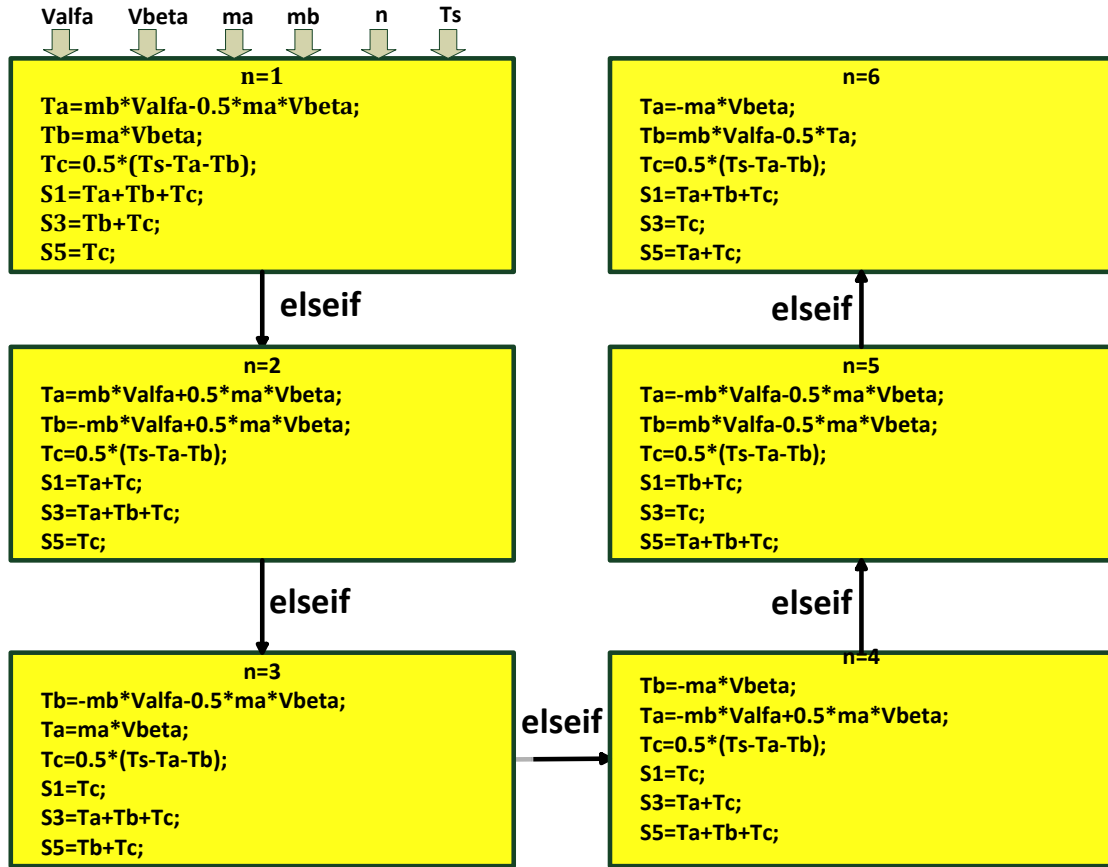
Yukarıda birinci bölge için anlattığımız prensipleri diğer bölgeler içinde uyguladıktan sonra bütün bölgeler için en uygun anahtarlama formlarını Şekil 4.11'deki gibi elde etmiş oluruz.



Şekil 4. 11 Her bölge için inverter üst sıra elemanlarına uygulanması gereken sinyaller

Daha sonra elde ettiğimiz toplam anahtarlama sürelerini, Şekil 4.11’de verilen en uygun anahtarlama biçimlerine göre toplayarak S_1 , S_3 ve S_5 olarak isimlendirdiğimiz, aralarında 120° faz farkı bulunan üç sinyal elde edilmektedir. Bu sinyal normal 3 fazlı bir sinüs gerilimine 3. harmoniğin eklenmiş halidir ve martı şeklindedir. Biz bu sinyali kontrol gerilimi olarak alıp SPWM tekniğinde olduğu gibi taşıyıcı bir üçgen dalga gerilimle karşılaştırdığımız zaman inverterin üst sıra elemanları ya da pozitif elemanlar dediğimiz T_1 , T_3 ve T_5 ’in kapı sinyallerini Şekil 4.11’de verdiğimiz uygun anahtarlama formu biçiminde elde etmiş oluruz. Aynı zamanda bu sinyallerin inversini alarak da alt sıra elemanları ya da negatif elemanlar dediğimiz T_4 , T_6 ve T_2 ’in kapı sinyallerini de elde ederek tüm yarı iletken güç elemanlarını minimum anahtarlama kaybıyla iletme veya kesime sokabiliriz.

Şekil 4.12’de bölgeler belirlendikten sonra her bir bölge için anahtarlama sürelerini hesaplaması ve bu süreleri en uygun anahtarlama formuna göre toplayarak S_1 , S_3 ve S_5 kontrol geriliminin elde edilmesi için oluşturduğum algoritma verilmiştir.

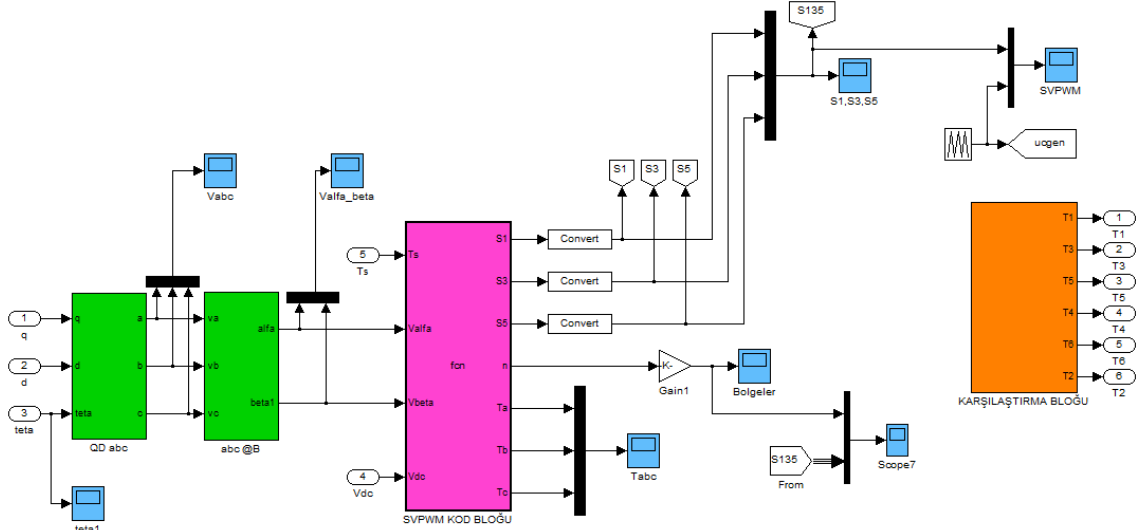


Şekil 4. 12 Süreleri ve kontrol gerilimlerini elde etmek için oluşturulan algoritma

4.3.2.4 SVPWM Simülasyon Çalışması

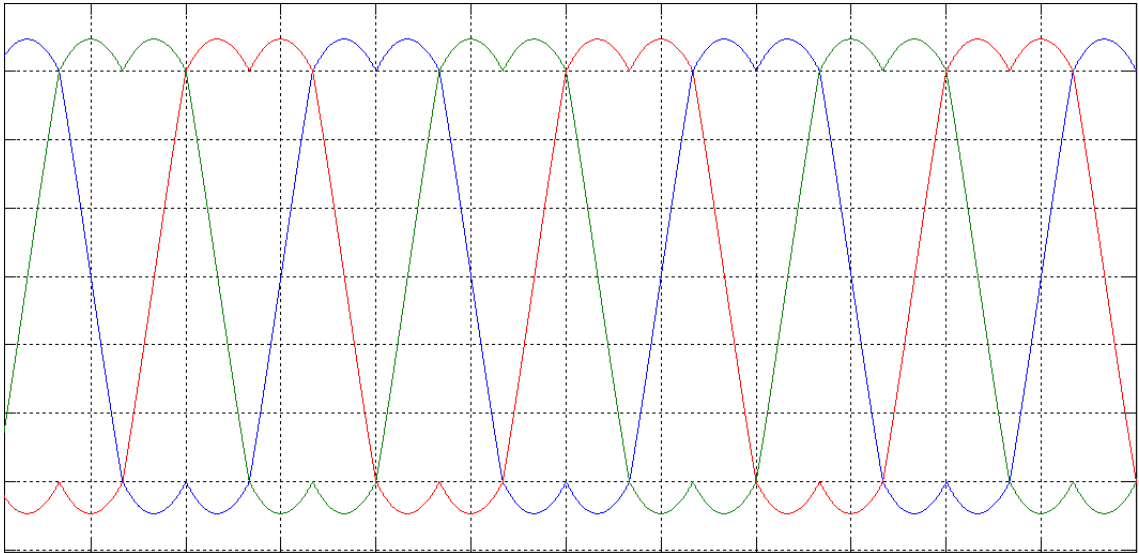
Şekil 4.13’te Matlab/SİMULINK’te kurulan SVPWM tekniği simülasyon çalışması verilmiştir. Burada SVPWM kontrol bloğunun girişleri; q-d 2 faz dönen eksen referans gerilimleri, sabit DC bara gerilimi ve anahtarlama süreleri toplamıdır ($T_s = 1/f_s$). Bu giriş değerlerine göre yukarıda anlatılanlar neticesinde SVPWM’in çıkışında üç faz referans (kontrol) gerilimlerini elde edebilmek için SVPWM kod bloğunun girişinde V_{α} , V_{β} , T_s ve V_{dc} ’nin bilinmesi yeterlidir. Şekil 4.13’te görüldüğü gibi ilk olarak V_q ve V_d eksen takımı V_{α} ve V_{β} ’ya dönüştürülerek SVPWM kodlarının yazıldığı bloğa giriş olarak uygulanır. Burada diğer girişler DC bara gerilimi V_{dc} 450 V, T_s ise 100 μs olarak alınmıştır. V_q ve V_d değerleri ise SMSG hız kontrolü için yapılan genel kontrol simülasyonunda alan yönlendirmeli kontrol ile PI akım regülatörleri tarafından belirlenen değerler olacaktır.

Fakat burada sadece SVPWM mantığı anlatıldığı için V_q değeri 100 V ve V_d değeri 0 V olarak ele alınarak simülasyon sonuçları elde edilmiştir.



Şekil 4. 13 SVPWM MATLAB/Simulink Kurulumu

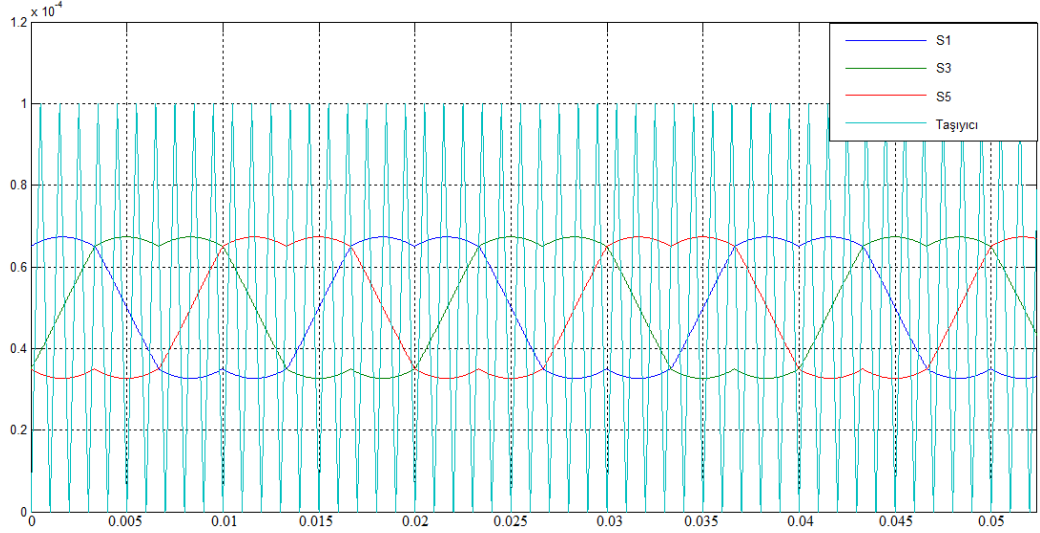
Bu girişler sonucunda SVPWM kodlarının yazıldığı blok çıkışında sürelerin toplanmasıyla elde edilen S_1 (mavi), S_3 (yeşil) ve S_5 (kırmızı) martı şeklinde ve 50 Hz frekanslı, sinüsün üzerine 3.harmonik binmiş olan, referans kontrol sinyalleri Şekil 4.14'te verilmiştir.



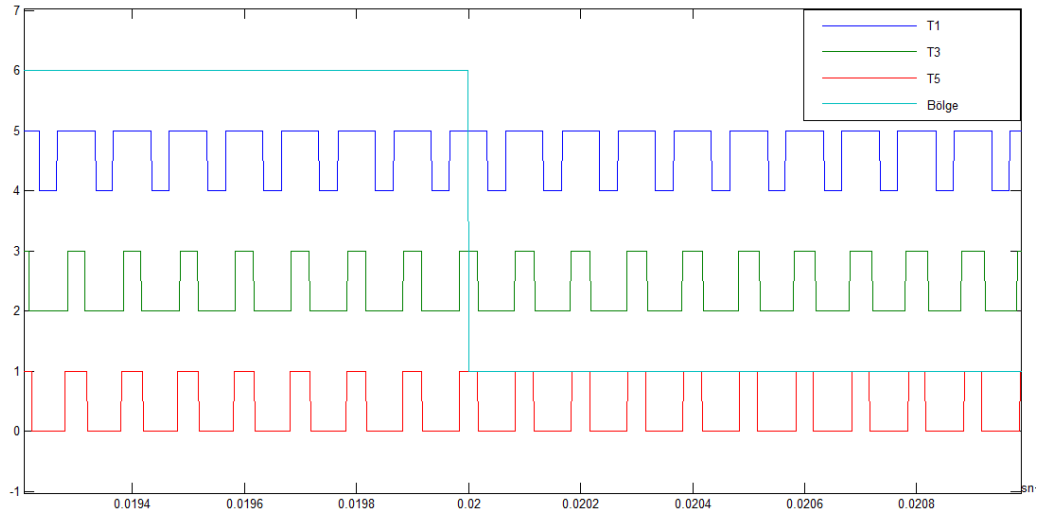
Şekil 4. 14 SVPWM çıkış referans kontrol sinyalleri

Daha sonra bu referans sinyaller, Şekil 4.15'te gösterildiği gibi 100 µs genlik ve frekansa sahip olan taşıyıcı üçgen dalga ile karşılaştırılarak istenilen formatta en uygun anahtarlama sinyalleri elde edilmiş olur. Şekil 4.15'te iki sinyali eş zamanlı gösterebilmek ve karşılaştırmayı görebilmek için taşıyıcı sinyal frekansı 1kHz olarak

alınmıştır. Bu sinyallerin IGBT'lere uygulanmasıyla SVPWM kontrol tekniği yapılmış olur. Burada en üstteki sinyal 1. Faz kolunda üstteki elemanı (T_1) iletime sokmak için gerekli olan sinyaldir. Benzer şekilde 2. ve 3. Faz kolunda üst sıradaki IGBT'leri (sırasıyla T_3 ve T_5) iletime sokmak için gereken anahtarlama sinyalidir. Şekil 4.16'da T_1 , T_3 , T_5 sinyallerinin 6. ve 1. Bölgedeki anahtarlama sinyalleri verilmiştir. Bu sinyallerin Şekil 4.11'de verilen en uygun anahtarlama sinyalleriyle aynı olduğuna dikkat edilmelidir.



Şekil 4. 15 Referans ve taşıyıcı dalgaların karşılaştırılması



Şekil 4. 16 SVPWM anahtarlama sinyalleri (6. ve 1. Bölge)

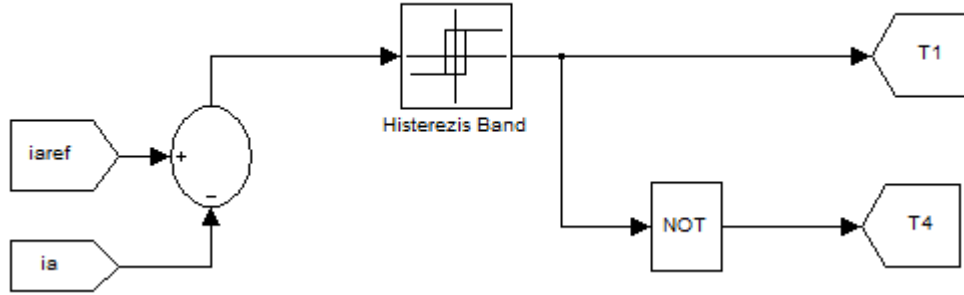
4.3.3 Histerezis Akım Kontrolü Darbe Genişlik Modülasyonu (HCCPWM) Tekniği

Histerezis akım kontrolü darbe genişlik modülasyonu (HCCPWM) tekniği ile üç fazlı bir inverterdeki güç elemanlarının kontrol sinyalleri üretilebilir. Bu kontrolün amacı,

inverter çıkış akımını geri beslemeli bir kontrol döngüsüyle, belirlenen histerezis bandı içerisinde tutmaktır.

Şekil 4.17’de bir faz kolu için HSCCPWM kontrolü blok diyagramı verilmiştir. Bu kontrol yönteminde her bir faz için bir karşılaştırma ve histerezis bandı oluşturulur. Referans akım ve gerçek akım arasındaki karşılaştırma ile hata belirlenir ve histerezis bandına sokulur. Burada amaç, gerçek akımı bir histerezis bandı içerisinde tutarak referans akıma eşitlemektir. Referans ve gerçek akımlar arasındaki hata distorsiyonu belirler. Eşitlik 4.18’de distorsiyonla ilgili bağıntı verilmiştir [21]. Buradan da görüldüğü gibi gerçek akım ve referans akım arasındaki fark arttıkça distorsiyonda (bozulma) artacaktır. Dolayısıyla gerçek ve referans akım arasındaki fark sıfıra ne kadar yakınsa akımdaki bozulmalarda o kadar az olacaktır.

$$Distorsiyon = \frac{100}{I_{rms}} \sqrt{\frac{1}{T} \int (i_{gercek} - i_{ref})^2 dt} \% \quad (4.18)$$



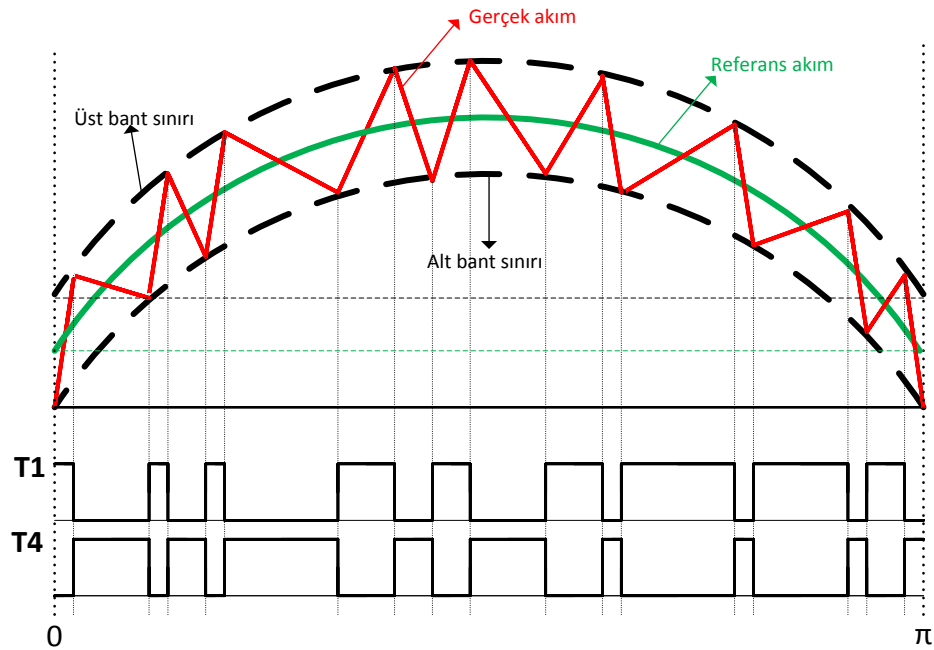
Şekil 4. 17 İnverter a fazı için HCCPWM ile anahtarlama sinyallerinin elde edilmesi

Şekil 4.18’de bir faz kolu için histerezis bandı tarafından belirlenen üst bant ve alt bant ile referans ve gerçek akım dalga şekilleri verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi gerçek akım dalgalanması histerezis bandı dışına çıkamamaktadır. Örnek üzerinde anlatacak olursak; üç fazlı bir inverterde birinci faz kolunu göz önüne alalım. Eğer gerçek akım, üst banda ulaşır veya aşarsa birinci faz kolundaki üst sıra elemanı kesime sokulurken ($T_1=0$), alt sıra elemanında ilettime sokulur ($T_4=1$) ve akımın azalması sağlanır. Eğer gerçek akım alt banda ulaşırsa veya altına düşerse bu defa alt sıra elemanı kesime sokulurken ($T_4=0$), üst sıra elemanında ilettime sokulur ($T_1=1$) ve böylece bant dışına çıkmaya çalışan akım tekrar bant içerisine sokulur. Böylece, inverterde gerekli

anahtarlamaların yapılmasıyla akımın histerezis bandı içerisinde dalgalanmasına izin verilir.

Bant genişliği anahtarlanma frekansı ve akım dalgalanmasıyla doğrudan ilişkilidir. Bant genişliği ile akım dalgalanması arasındaki ilişki doğru orantılı iken, bant genişliği ile anahtarlama frekansı ters orantılıdır. Yani; bant genişliği ne kadar az ise anahtarlama frekansı o kadar fazladır. Anahtarlama frekansının artması anahtarlama kayıplarına da yol açar. Bu yüzden bant genişliğinin inverter performansını da doğrudan etkilediği söylenebilir. Histerezis akım kontrolü PWM'in, değişken anahtarlama frekansının gürültüye yol açması ve giriş filtre tasarımında zorluk oluşturması gibi önemli bir dezavantajı vardır. Bunun yanında avantajları da aşağıdaki sıralanabilir:

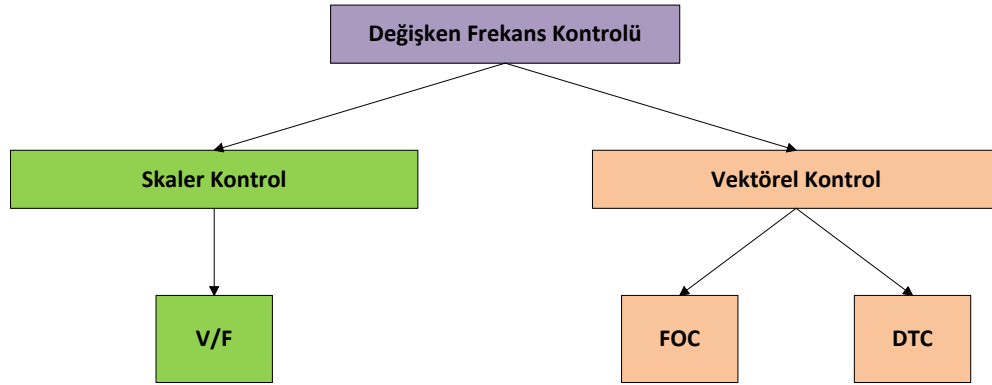
- Basit kontrol yapısına sahiptir.
- Dinamik cevap hızı yüksektir.
- Yük parametrelere hakkında bilgiye ihtiyaç duymaz. Referans sinyalin bilinmesi ve inverter çıkış geriliminin doyuma gitmemesi yeterlidir.



Şekil 4. 18 HCCPWM A fazı akım dalgası ve birinci faz kolu IGBT kontrol sinyalleri

4.4 SMSG Kontrol Yöntemleri

Sabit mıknatıslı senkron generatör, stator olukları içerisinde sargıları bulunan bir AC makinedir. Stator akımları tarafından oluşturulan akı yaklaşık olarak sinüzoidaldir. Bundan dolayı SMSM için, asenkron makinelerde de kullanılan değişken frekanslı kontrol teknikleri skaler ve vektörel olmak üzere ikiye ayrılır. Skaler kontrolde genlik ve frekans kontrol edilirken, vektörel kontrolde genlik de göz önünde bulundurularak uzay vektörünün pozisyonu kontrol edilir. Yani; skaler kontrol sadece büyüklüğü kontrol ederken, vektörel kontrol hem büyüklüğü hemde açığı kontrol eder.



Şekil 4. 19 SMSG kontrol metotları

Şekil 4.19’da skaler ve vektörel kontrol teknikleri verilmiştir. Burada; skaler kontrol yöntemleri başlığı altında verilen V/F (Voltage/Frequency) kontrol yöntemi en basit kontrol yöntemlerinden biridir.

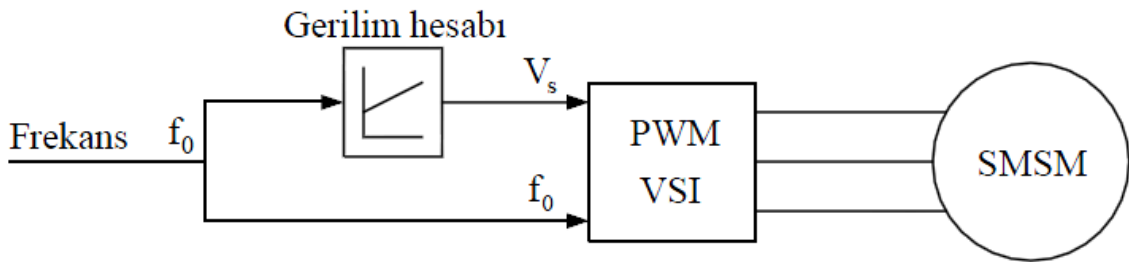
Bu kontrol yönteminde, makinedeki manyetik alanın konumu dikkate alınmaz ve rotorun konumu ihmal edilir. Yani; hız veya konum bilgisi kullanılmaz. Bu sebeplerden dolayı bu yöntemde hiçbir geri besleme döngüsü yoktur ve açık çevrim kontrollüdür. Moment ve akı doğrudan veya dolaylı olarak kontrol edilemez. Kontrol sabit bir gerilim/frekans çıkışı olan bir regülatör ile sağlanır ve daha sonra PWM modülatörü sürülür. Bu düzenleme, basit olmakla beraber düşük hız doğruluğu ve zayıf moment cevabı sağlayabilir. Akı ve moment seviyeleri, uygulanan gerilim ve frekansa makinenin verdiği cevap ile belirlenir. Bu tür bir kontrol tekniği, genellikle yüksek seviyede doğruluk gerektirmeyen pompa ve fan gibi uygulamalarda kullanılır. Bu yöntemle sabit akı elde etmek için çıkış frekansı ile çıkış gerilimi arasındaki oran sabit tutulur.

Avantajları:

- Düşük maliyet,
- Geribesleme gerektirmemesi,

Dezavantajları:

- Motor konumunun bilinmemesi,
- Alan yönlendirmesi kullanılmaması,
- Moment kontrollü olmaması,
- Dinamik performansının zayıf olmasıdır.



Şekil 4. 20 V/f kontrolünün blok diyagramı [22]

Vektörel kontrol teknikleri ise genel olarak ikiye ayrılır. Bunlardan ilki DTC (Direct Torque Control) olarak adlandırılan doğrudan moment kontrolüdür. Bu kontrol yöntemi, sabit mıknatıslı senkron makinenin momentinin stator akımı ile orantılı olması esasına dayanır ve stator akımının denetimi ile kontrol edilir. Yüksek performans için; akım kontrolü, senkron hız ile döndürülen rotor dq referans sisteminde gerçekleştirilir. Bu sistem içerisinde, zıt elektromotor kuvveti (emk) ve endüktansların değişmesi sinüzoidal ise endüvi devresi endüktansı ve mıknatıs manyetik akısı sabittir. DTC'nin temel prensibi stator manyetik akısı, referans ve gerçek moment arasındaki farklılıklara göre uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesidir. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) karşılaştırmalı devresiyle oluşturulan akım kontrol devresi DTC sistemlerinde kullanılmaz. Bu yüzden; doğrudan moment kontrolü, PWM akım kontrolü metodu ile yapılan moment uygulamasıyla kıyaslandığı zaman, daha az parametre bağıllığı ve hızlı moment cevabı gibi avantajlar sağlar. DTC'li rotorun ilk pozisyonu yaklaşık olarak bilindiği takdirde sensörsüz çalışma mümkündür [22].

İkinci vektörel kontrol tekniği ise FOC (Field Oriented Control) olarak adlandırılan alan yönlendirmeli kontrol tekniğidir. Bu tez çalışmasında SMSG'ün hız kontrolünde alan yönlendirmeli vektör kontrol yöntemi kullanılmış ve simule edilmiştir.

4.4.1 Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC)

Alan yönlendirmeli kontrol metodu, momenti sıfır hız dahil düşük hız aralıklarında kontrol eder. Bu metodun temel mantığı, sabit mıknatıslar tarafından oluşturulan akı (ϕ_m) ile uzay alan hesabı içerisinde generatör akımını kontrol etmektir. Yani başka bir deyimle alan yönlendirmeli kontrol, makinadan arzu edilen momenti almak için q-d rotor referans düzleminde birer vektör olarak gösterilen motor akımlarının bileşenlerini kontrol etmektir. Bu akım bileşenleri q eksen akımı ve d eksen akımı olup, bu akımları elde etmek için pratikte rotor konum bilgisine ihtiyaç duyulur.

SMSG'nin moment ifadesini veren (3.25) eşitliği incelendiğinde momentin, mıknatıs akısı ve stator q eksen akımı ile orantılı olduğu görülmektedir. Mıknatıs akısı kontrol edilemeyeceği için q akımının kontrolü ile moment kontrolü veya hız kontrolü yapılabilmektedir. SMSM'nin rotorundaki manyetik alan kalıcı mıknatıslar sayesinde elde edildiği için, stator akımları bileşenlerinden rotor manyetik alanını meydana getiren bileşen olan i_d 'ye ihtiyaç kalmamıştır. Ayrıca eşitlik 3.25'e göre i_d akımının moment üzerinde bir etkisi olmadığından, stator bakır kayıplarını azaltmak için, bu akım bileşeni sıfırda tutulur. Eğer motorun nominal hızından daha büyük hızlarda çalışılacaksa alan zayıflatma kontrol yöntemi kullanılmalıdır. Bu durumda i_d akımı, motorun zarar görmeyeceği akıyı elde etmek için negatif bir değerde tutulur. Buna alan zayıflatması denir.

Alan yönlendirmeli kontrolün avantaj ve dezavantajlarını aşağıdaki gibi sıralayabiliriz.

Avantajları:

- İyi moment cevabı,
- Hassas hız kontrolü,
- Sıfır hızda maksimum moment sağlamasıdır.

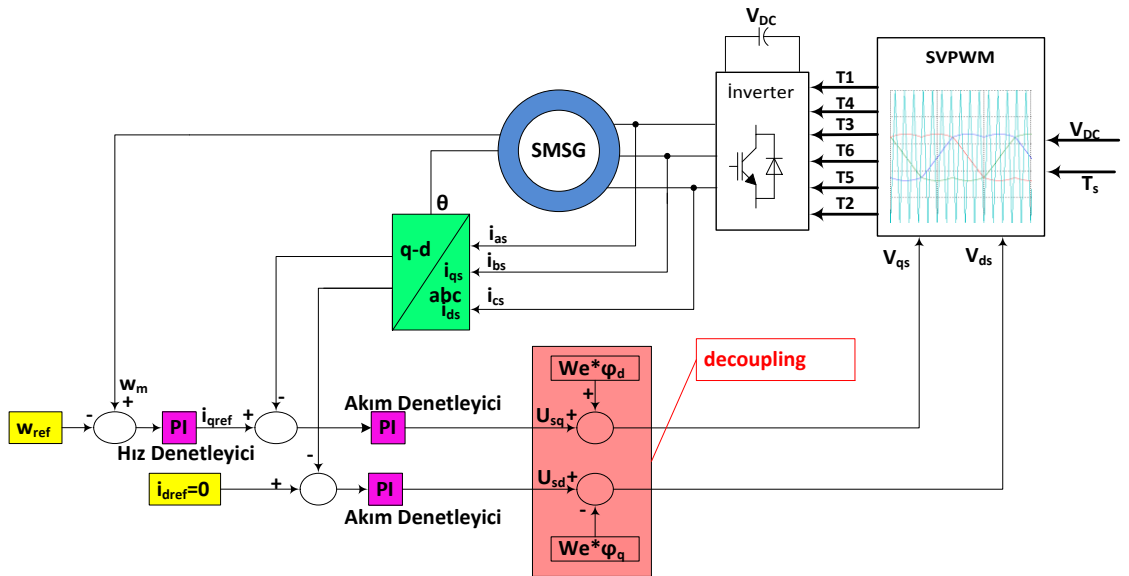
Dezavantajları:

- Geri besleme döngüsünün olması,
- V/F kontrolünden daha karmaşık olması,
- Maliyetinin yüksek olmasıdır.

Bu tez çalışmasında alan yönlendirmeli kontrol yöntemiyle değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde kullanılan SMSM'nin generatör olarak çalıştırılması gerçekleştirilmiştir. Back to back dönüştürücü aracılığıyla gerçekleştirilen bu kontrolü generatör tarafı ve şebeke tarafı kontrolü olarak ikiye ayırabiliriz.

4.4.1.1 Generatör Tarafı Alan Yönlendirmeli Kontrol

Rüzgâr türbinlerinde kullanılan SMSM'nin alan yönlendirmeli vektör kontrolünün blok şeması Şekil 4.21'de görülmektedir. Alan yönlendirmeli kontrol metodunun generatör tarafındaki dönüştürücüye uygulanması sonucunda SMSM'nin istenilen hızda generatör olarak çalışması sağlanır. Generatör tarafındaki invertere anahtarlama sinyalleri, daha önceki bölümlerde anlatılan üç farklı PWM kontrol tekniği ile uygulanabilir. Şekil 4.21'deki generatör tarafı alan yönlendirmeli kontrolde, inverter anahtarlama için SVPWM kullanılmıştır.



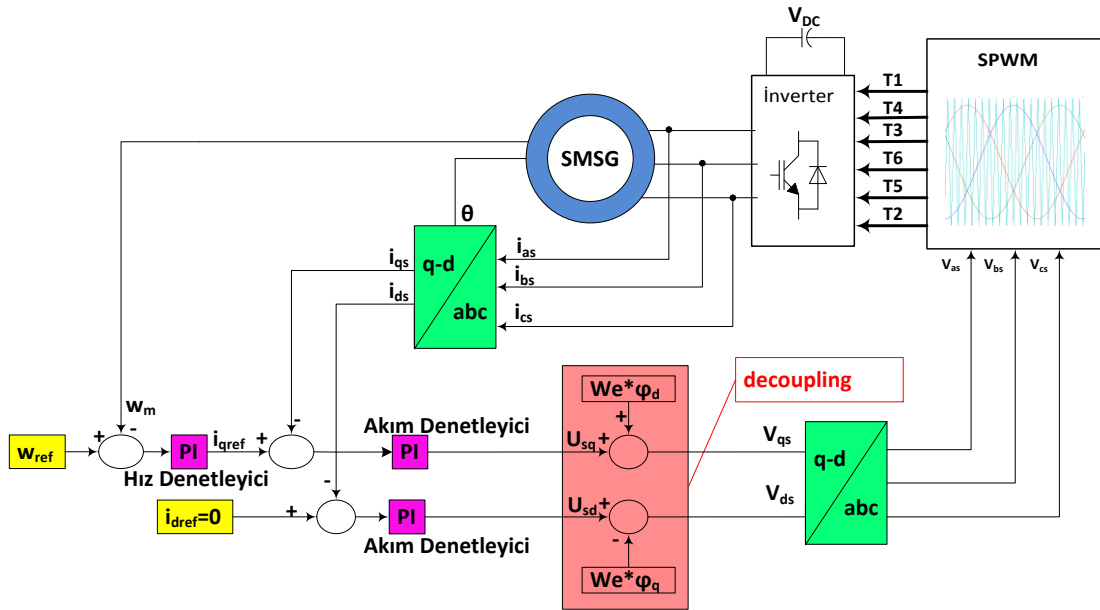
Şekil 4. 21 SVPWM ile generatör tarafı alan yönlendirmeli kontrolü blok şeması

Şekil 4.21'deki alan yönlendirmeli kontrol metodu şu prensiplerde çalışmaktadır. SMSG'den okunan w_m mekanik hızı, gerçekte rüzgâr hızına bağlı olarak gelen w_{ref} hızı

ile karşılaştırılır. Hız denetleyici, iki hız arasındaki hataya göre referans i_{qref} akımını üretir. Daha önceki bölümlerde de bahsedildiği gibi burada i_{dref} akımı maksimum moment üretimi ve reaktif güçleri yok etmek için sıfır olarak girilir. Daha sonra bu referans akım değerleri generatörden okunan ve q-d dönüşümüne uğrayan gerçek i_{qs} ve i_{ds} akımları ile karşılaştırılır. Park dönüşümü için gerekli olan motor açısı (θ)'da doğrudan motordan okunarak veya w_m 'in integrali alınarak bulunabilir. Bu karşılaştırma akım denetleyicilerden geçerek i_q ve i_d 'ye göre referans U_{sq} ve U_{sd} gerilimleri üretilir. Bu gerilimler Şekil 4.13'te verilen SVPWM bloğunun giriş gerilimleri olarak kullanılabilir. Fakat onun öncesinde Şekil 4.21'deki kırmızı blokta görüldüğü gibi U_{sq} ve U_{sd} gerilimleri decouple edilmiştir. Eşitlik 3.18 ve 3.19'da U_{sq} ve U_{sd} eşitlikleri verilmişti. Bu eşitliklere bakıldığı zaman q eksen geriliminin i_d akımına ve d eksen geriliminin de i_q akımına bağlı olduğu gözükmemektedir. Bu iki akımın birbirine etkisini ortadan kaldırma işlemine decoupling (ayrıştırma) denir. Decoupling işlemi ile i_d akımının sıfıra daha çabuk bir şekilde oturduğu simülasyon çalışmaları ile gözlemlenmiştir.

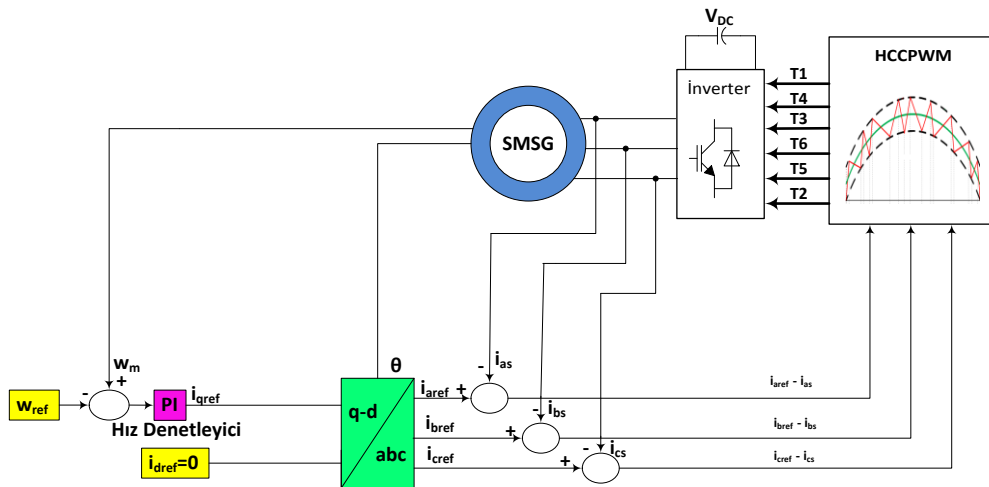
Decoupling işleminin ardından elde edilen V_{sq} ve V_{sd} gerilimlerinin SVPWM bloğuna uygulanmasıyla altı IGBT için gerekli anahtarlama sinyalleri elde edilmiş olur. Bu sinyallerin inverete uygulanmasıyla da generatörden gelen AC akım ve gerilimler doğrultularak DC hale getirilir ve back to back dönüştürücünün ikinci kısmı olan şebeke tarafı inverttere aktarılır. Böylece generatör hızının, girilen referans değere veya o anki rüzgâr hızına karşılık gelen referans değere eşit tutulması sağlanarak generatör hızı kontrolü sağlanmış olur.

Şekil 4.22'de gösterilen generatör tarafı alan yönlendirmeli kontrolde ise SPWM kontrol tekniği kullanılması durumunda oluşturulan kontrol bloğunda SVPWM'e göre tek bir fark vardır. Burada akım denetleyicilerin çıkışında elde edilen V_{sq} ve V_{sd} 2 faz dönen eksen gerilimleri, V_a , V_b ve V_c 3 faz statik eksen takımına dönüştürülerek bu üç gerilim SPWM konu başlığı altında da anlatıldığı gibi taşıyıcı üçgen bir gerilimle karşılaştırılır ve inverter anahtarlama sinyalleri elde edilir.



Şekil 4. 22 SPWM ile generatör tarafı alan yönlendirmeli kontrolü blok şeması

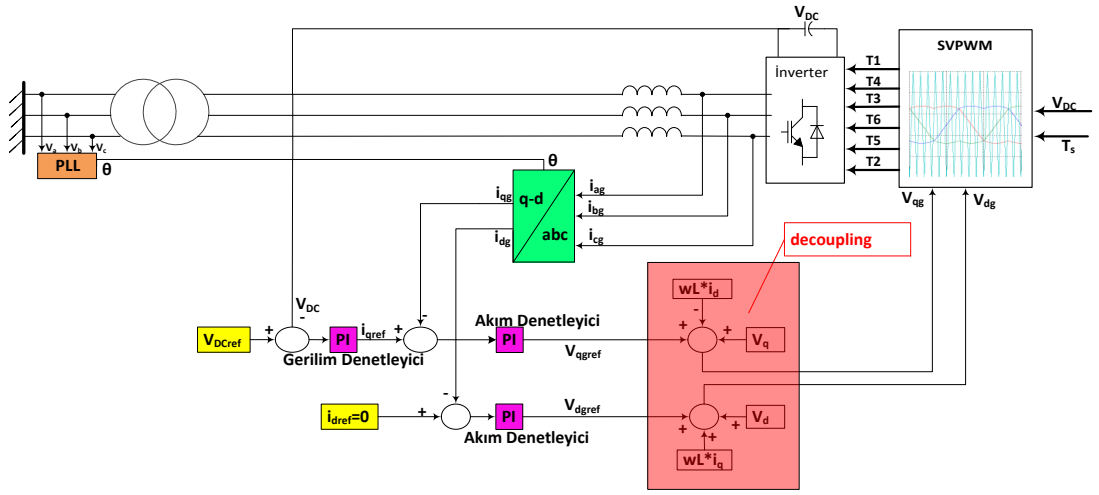
Şekil 4.23'te ise histeresis akım PWM kontrollü bir inverter ile alan yönlendirmeli kontrolü blok şeması verilmiştir. Adından da anlaşılacağı üzere HCCPWM'i diğer PWM tekniklerinden ayıran en önemli özelliği akım kontrollü olmasıdır. Bu kontrolün temel mantığı HCCPWM başlığı altında ayrıntılı olarak verilmiştir. HCCPWM'de decoupling kavramı yoktur. Sadece hız denetleme amacıyla tek bir PI kontrolör kullanılır. PI kontrolör çıkışındaki i_{qref} akımı ve sıfır olarak girdiğimiz i_{dref} akımı Park dönüşümüyle a,b,c transformuna dönüştürülür. Daha sonra bu referans i_{aref} , i_{bref} ve i_{cref} akımları generatörden alınan gerçek akımlarla karşılaştırılarak belirlenen histeresis bandı içerisinde inverter güç elemanlarının anahtarlanması sağlanır.



Şekil 4. 23 HCCPWM ile generatör tarafı alan yönlendirmeli kontrolü blok şeması

4.4.1.2 Şebeke Tarafı Alan Yönlendirmeli Kontrol

Şebeke tarafı dönüştürücünün görevleri daha önce ki bölümlerde anlatılmıştı. Bu görevlere dayanarak şebeke tarafı alan yönlendirmeli kontrolde amaç; DC baradan gelen akımı AC akıma çevirerek şebeke frekansı ile senkronizasyonu sağlamak, DC bara gerilimini istenen değerde sabit tutarak üretilen enerjiyi şebekeye aktarmak ve şebekeye aktarılan aktif ve reaktif güç miktarı düzenlenmektir. Burada da yine, i_d akımı reaktif güç bileşenidir ve bu akım sıfırda tutularak reaktif gücün oluşması engellenir. Yani kontrol sonucunda şebeke tarafındaki akım ve gerilim arasında faz farkı olmaması sağlanır.



Şekil 4. 24 SVPWM ile şebeke tarafı alan yönlendirmeli kontrolü blok şeması

Şebeke tarafı inverterin anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde yine üç farklı PWM kontrol tekniği kullanılmıştır. Şekil 4.24'deki alan yönlendirmeli kontrol metodu şu prensiplerde çalışmaktadır. DC baradan okunan V_{DC} gerilimi, referans olarak girilen V_{DCref} gerilimi ile karşılaştırılır. Gerilim denetleyici PI kontrolör, iki gerilim arasındaki hataya göre referans i_{qref} akımını üretir. Daha önceki bölümlerde de bahsedildiği gibi burada i_{dref} akımı ise sıfır olarak girilir. Daha sonra bu referans akım değerleri şebekeden okunan ve q-d dönüşümüne uğrayan gerçek i_{qg} ve i_{dg} akımları ile karşılaştırılır. Bu karşılaştırma akım denetleyicilerden geçerek i_q ve i_d 'ye göre referans V_{qref} ve V_{dref} gerilimleri üretilir. Bu gerilimler Şekil 4.13'te verilen SVPWM bloğunun giriş gerilimleri olarak kullanılabilir. Fakat onun öncesinde Şekil 4.24'deki kırmızı blokta görüldüğü gibi V_{qref} ve V_{dref} gerilimleri decouple edilmiştir. Eşitlik 4.19 ve 4.20'de şebekeye ait gerilim eşitlikleri verilmiştir.

$$V_{qg} = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} - \omega L i_d + V_q \quad (4.19)$$

$$V_{dg} = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + \omega L i_q + V_d \quad (4.20)$$

Decoupling (ayırıştırma) işleminin ardından elde edilen V_{qg} ve V_{dg} gerilimler SVPWM bloğuna girer ve SVPWM başlığı altında verilen kontrol mantığıyla inverter anahtarlama sinyalleri üretilir. Burda park dönüşümü için gerekli olan şebeke açısı (θ), PLL (Phase Locked Loop) bloğuyla elde edilmiştir.

SVPWM'le elde edilen sinyallerin invertere uygulanmasıyla da DC baradan gelen DC akım ve gerilimler AC hale dönüştürülür. Böylece generatörden gelen akımlar DC barayı sabit tutularak şebekeye aktarılır ve SMSM'ün generatör olarak çalışması sağlanmış olur. Şebekeye aktarılan aktif güç i_{gq} akımına ve reaktif güç ise i_{gd} akımına bağlıdır. Dolayısıyla aktif ve reaktif güç aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$P = \frac{3}{2} V_{gq} \cdot i_{gq} \quad (4.21)$$

$$Q = \frac{3}{2} V_{gd} \cdot i_{gd} \quad (4.22)$$

4.4.1.2.1 PLL ile Şebeke Açısının Hesaplanması

Şebeke akım veya gerilimlerinin referans eksen dönüşümlerinde şebeke açısına ihtiyaç vardır. Dönüşümlerin sağlıklı bir şekilde yapılabilmesi açısından şebeke açısı (θ)'nın doğru olarak hesaplanması gerekmektedir.

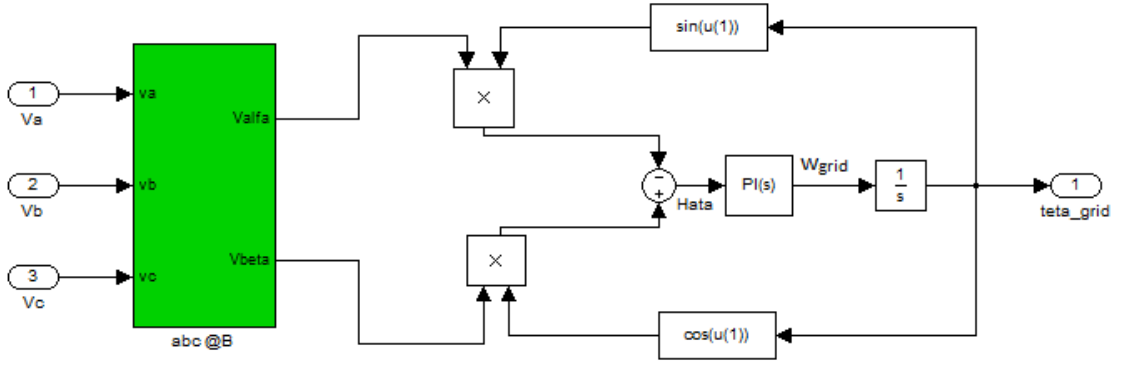
Şekil 4.25'te şebekeden alınan V_a , V_b ve V_c 3 faz statik eksen şebeke gerilimleri 2 faz statik eksen takımına dönüştürülür. Uzay vektör kavramı konu başlığı altında da değinildiği gibi V_{ref} vektörünün β bileşeninin α bileşenine oranı $\tan(\theta)$ 'ya eşittir.

Şebeke açısının hesabı için aşağıdaki eşitliklere göz atalım:

$$\frac{V_\beta}{V_\alpha} = \tan(\theta) = \frac{\sin(\theta)}{\cos(\theta)} \quad (4.23)$$

$$V_\beta \cos(\theta) - V_\alpha \sin(\theta) = 0 \quad (4.24)$$

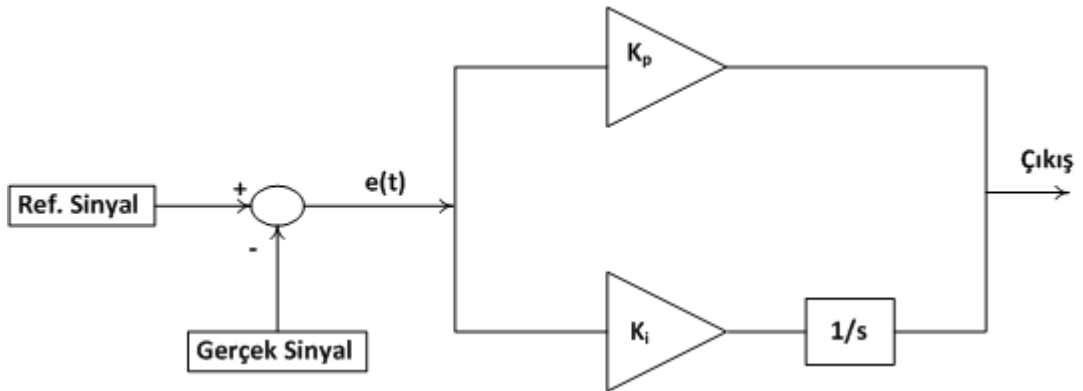
(4.24) eşitliğinde görüldüğü gibi şebeke açısının en sağlıklı çözümü hatanın sıfır olduğu andaki çözümdür. Bu iki ifade arasındaki farkın sıfır olduğu anlarda, ω şebeke açısal frekansı 314'e ve θ ise şebeke açısına tamamen eşittir.



Şekil 4. 25 PLL ile şebeke açısının hesaplanması simulink bloğu

4.4.1.3 PI (Proportional Integral) Kontrolörü

Şekil 4.26'da PI kontrolörü blok yapısı verilmiştir. PI kontrolörü, kontrol edilmek istenen sinyali hesaplar ve referans olarak çıkışına aktarır. Çıkışa aktarılan bu sinyal kazanç oranı K_p , integral zamanı K_i ve hata girişi $e(t)$ 'ye bağlıdır.



Şekil 4. 26 PI kontrolör bloğu

Şekil 4.26'da referans bir sinyal ile gerçek bir sinyal karşılaştırılır. Aradaki farka göre $e(t)$ hata sinyali elde edilir. K_p kazanç oranı, bu hata ile orantılı olarak çıkışı değiştirir. K_p değeri ile sistemin kararlı hale gelmesi sağlanır. Eğer K_p değeri çok yüksek ise sistem kararsızlaşır. Tam tersi olarak K_p çok küçük bir değere sahipse, kontrolör büyük hatalara

karşı duyarsızlaşır. Sadece K_p değerine sahip bir kontrolör ile çıkışta hedeflenen sinyale ulaşmaz. Bu tip bir durumda offset olarak adlandırılan kalıcı hal hatası meydana gelecektir. Bu yüzden ofseti sıfırlamak için kontrolörde K_i integral süreside gereklidir.

K_i integral süresi ise hatanın büyüklüğü ve süresi ile orantılıdır. Bu sabit değer kontrolörün cevabını hızlandırır ve K_p kat sayısının sebep olduğu kararlı hal hatasını ortadan kaldırır. Ancak integral terimi K_i geçmişten gelen birikmiş hatalara cevap verdiğinden dolayı referans değer istenilen değerin üzerine çıkmasına neden olabilir [23].

BÖLÜM 5

SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

Bu bölümde tez konusu ile ilgili yapılan simülasyon çalışmaları ve elde edilen sonuçların karşılaştırılması verilmiştir. Simülasyonda kullanılan referans hızın ideal bir rüzgâr hızında optimum hızda çalıştığı varsayılmıştır. Şebekeye güç akışını ayarlayan sabit DC bara gerilimini korumak için dönüştürücüdeki güç elemanlarına SVPWM kontrol tekniği uygulanmıştır. Bu tezde yüzey montajlı sabit mıknatıslı senkron makine kullanılmıştır. Bu makine ile ilgili parametreler Çizelge 5.1’de verilmiştir.

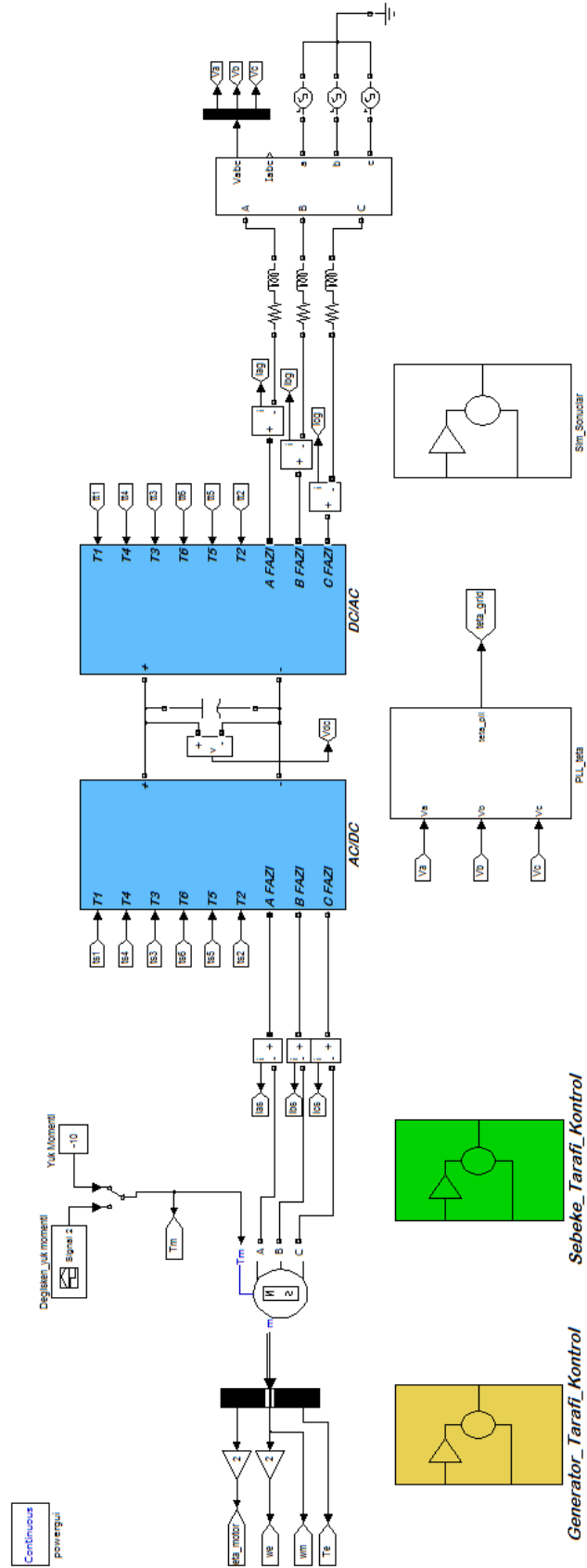
Çizelge 5. 1 SMSG parametreleri

Nominal Güç (P)	1.8 kW
İç Direnç (R_s)	0.775 Ω
q Eksen Endüktansı (L_q)	7.31 mH
d Eksen Endüktansı (L_d)	7.31 mH
Mıknatıslanma Akısı (φ_m)	0.37387 Wb
Birim Akıma Karşı Moment (T)	1.1216 Nm/A
Kutup Çifti Sayısı (p_p)	2
Atalet Momenti (J)	0.00126811 kg/m ²
Sürtünme Katsayısı (B)	0

5.1 Back to Back Dönüştürücü ile SMSG Hız Kontrolü

Şekil 5.1’de SMSG’nin alan yönlendirmeli kontrol yöntemi ile hız kontrolünü ve back to back dönüştürücü ile şebekeye güç akışını sağlayan devrenin Matlab/SİMULİNK programında benzetimi verilmiştir. Devre, generatör tarafı ve şebeke tarafı olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. Simülasyon da kullanılan makine parametreleri Çizelge 5.1’de verilmiştir. Ayrıca burada daha sonra yapılacak uygulama aşamasıda göz önünde bulundurulmuş ve uygulama aşamasında 1*2 trafo ile şebekeye enerji aktarılması planlanarak şebeke gerilimleri tepe değeri 155 V olarak alınmıştır. DC bara geriliminin ise minimum değerinin şebeke fazlar arası gerilimden yüksek olması gerekmektedir. Bu bağlamda rahat bir çalışma açısından 450 V ve 3760 μ F değerinde DC bara kondansatörü kullanılmıştır.

Simülasyonun ilk kısmı generatör tarafı alan yönlendirmeli kontrolüdür. Bölüm 4’te alan yönlendirmeli kontrolün mantığı anlatılmıştı. Alan yönlendirmeli kontrol sayesinde girilen sabit bir referans hızda makinenin generatör olarak çalışması sağlanmaktadır. Başlangıç şartlarında ilk olarak rüzgârdan gelen güce göre generatöre 10 Nm’lik bir yük momenti uygulandığı kabul edilmiştir. Makinenin 200 rd/sn olarak girilen referans açısal hızda dönerek çalışması istenmektedir. DC bara kondansatörü 450 V ile dolu olarak beklemektedir. Amaç DC bara gerilimini sabit tutarak AC/DC dönüştürücüden gelen akımı DC/AC dönüştürücü vasıtasıyla şebekeye aktarmaktır. Referans hızın sabit 200 rd/sn girilmesi durumunda başlangıçta makinenin çok yüksek değerli akım çektiği görüldüğü için girilen referans hız başlangıçta lineer artan ve 0.2 saniyede 200 referansa oturan bir hız olarak tanımlanmıştır.



Şekil 5. 1 Back to back dönüştürücü ile SMSG hız kontrolü Matlab/SİMULİNK blok diyagramı

Bu gerilimler ise daha önceki bölümlerde anlatılan SVPWM kontrol bloğuna uygulanarak AC/DC dönüştürücünün anahtarlama sinyallerinin üretilmesi sağlanır.

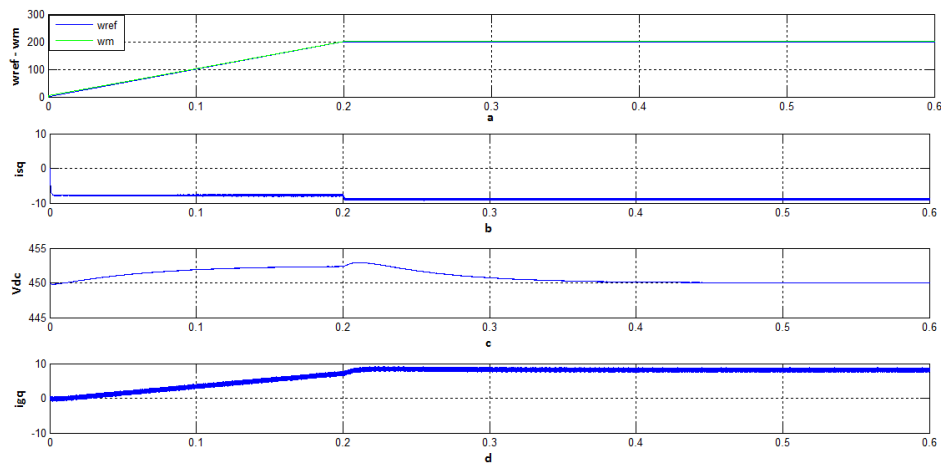
Rüzgârdan alınan gücün bir kısmı makineyi döndürme üzerinde harcanırken gücün geri kalanı ise şebekeye aktarılır. Bu aktarılacak gücü belirleyen w_m ve w_{ref} arasındaki farktır. Eğer w_{ref} , w_m den çok yüksek ise rüzgârdan alınan güç makinenin istenen referans hıza gelmesinde yeterli olmayacağı için DC baradan akım çekilecek yani; makineden okunan i_q akımı Şekil 5.1'deki ampermeterlerin bağlantı yönüne göre pozitif olacaktır. Bizim sistemimizde w_{ref} ve w_m arasındaki hata farkı çok küçük olduğu için PI regülatörü kararlı halde negatif bir i_q akımı oluşturmaktadır. Buda akım akış yönünün DC baraya doğru olduğunu göstermektedir.

Şekil 5.3'te 450 V'luk sabit DC bara gerilimi inverterler arasındaki kondansatörün referans DC gerilimi ile karşılaştırılır. Eğer generatör tarafındaki i_{sq} akımının yönü pozitif ise yani SMSM'ye doğru ise bu durum DC baradan enerji aktarıldığını göstermektedir. Dolayısıyla Şekil 5.3'e göre bu durumda DC gerilim hata farklarını kontrol eden PI regülatörü şebeke tarafındaki i_{gq} akım yönünü negatif olarak belirleyecektir. Şekil 5.1'e göre bu akımın negatif olması demek şebekeden enerji çekilmesi demektir. Fakat kararlı halde w_{ref} ve w_m arasındaki hata farkı sıfır olacağı için rüzgârdan alınan gücün tamamına yakını şebekeye aktarılacak ve i_{sq} akımı yönü şebekeye doğru olacaktır. Bu durumda DC bara gerilimi ise 450 V'u aşacak ve üzerindeki fazla akımı şebekeye aktarmak isteyecektir. DC bara kondansatörü üzerindeki akım sıfıra düşünce generatörden alınan akımın tamamı şebekeye aktarılabilir. Şebeke tarafında ise reaktif güç bileşeni i_d akımının sıfır referansta tutularak reaktif güç kompanzasyonu sağlanmaktadır.

5.1.1 SVPWM ile Alan Yönlendirmeli Kontrol Simülasyon Sonuçları

Uzay vektörü darbe genişlik modülasyonunun diğer kontrol tekniklerine göre genel olarak daha ağırlıklı avantajlara sahip olduğuna Bölüm 4'te değinilmişti. Burada inverterlerin kontrolünde il olarak SVPWM metodu kullanılmıştır. Şekil 5.4'te sabit 10 Nm'lik yük momentine karşılık 200 rd/sn'lik açısal bir hız referansı girildiğinde makine hızı, makine q eksen akımı, DC bara gerilimi ve şebeke q eksen akımı değişimi gösterilmiştir.

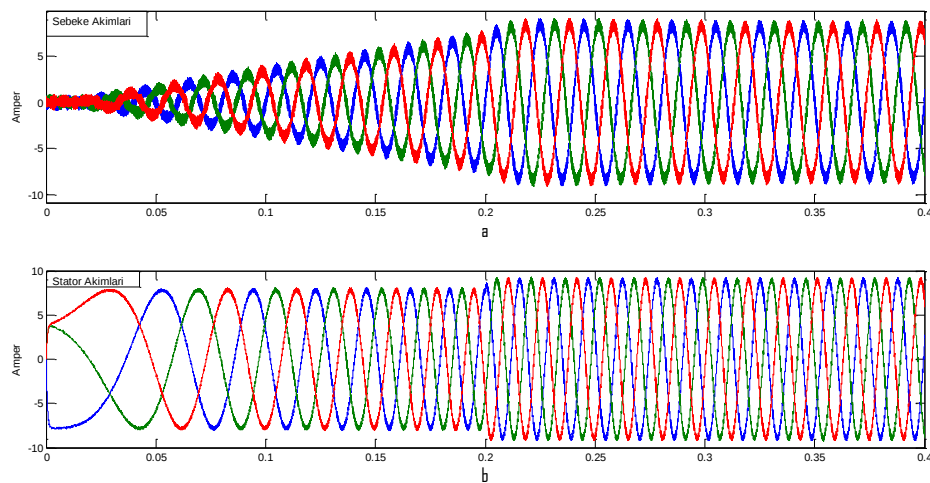
Şekil 5.4'te elde edilen simülasyon sonuçlarını şu şekilde yorumlayabiliriz. Öncelikle 0.2'inci saniyeye kadar geçen sürede Şekil 5.4.a'da yeşil ile gösterilen w_m generatör hızı, mavi ile gösterilen w_{ref} hızı 0.2'inci saniyeye kadar lineer olarak artmaktadır ve bu esnada generatör hızı referans hızdan küçük bi farkla yüksektir. Dolayısıyla motor 0.2'inci saniyeye kadar referans hızı zaten yakalamış ve geçmiş durumdadır. Bu durumda rüzgârdan alınan enerjinin fazla kısmı AC/DC dönüştürücü aracılığıyla DC'ye dönüştürülerek DC baraya aktarılır. Bu akım ise Şekil 5.4.b'de gösterilen i_{sq} 'dur ve değeri 0.2'inci saniyeye kadar yaklaşık 7.8 Amper iken kararlı halde (0.2 saniye sonrası) yaklaşık 8.9 A'dır. Bu akım değerini belirleyen ise Bölüm 5'in ilk kısmında makine parametlerinde verilen birim akım başına düşen momenttir. Akımın negatif olması Şekil 5.1'de verilen simülasyon düzeneğine göre akım akışının şebekeye doğru olduğunu ifade etmektedir. Yani 0.2'inci saniyeye kadar DC baraya 7.8 A'lık bir akım gönderilmektedir. Generatörden gelen bu 7.8 A'lık akımın bir kısmı DC baraya giderken bir kısmında şebekeye doğru gitmektedir. DC bara kondansatörü başlangıçta 450 V ile dolu olarak beklemektedir. Generatörden gelen akım ile kondansatör şarj olur ve Şekil 5.4.c'de görüldüğü gibi 0.2'inci saniye sonuna kadar kondansatör gerilimi 452 V'a ulaşır. Bu esnada generatörden gelen ve bir kısmı kondansatöre aktarılan akımın kalan kısmı ise şebekeye aktarılmaktadır. Bu akım ise i_{gq} 'dur. Bu akımın pozitif değerli olması Şekil 5.1'de verilen düzeneğe göre akım akışının DC/AC dönüştürücüden şebekeye doğru olduğunu göstermektedir.



Şekil 5. 4 Generatör hızı ve DC bara kontrolü simülasyon sonuçları

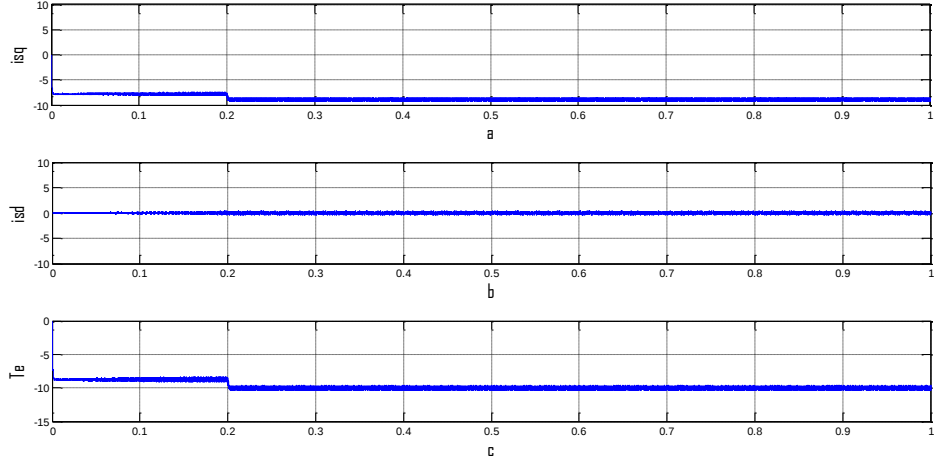
0.2'inci saniyede ise w_m hızı w_{ref} hızını geçmeye çalışacak ve 1 rd/sn'lik bir dilim kadar geçecektir. Bu durumda generatör hızının tekrar 200 referans hıza gelebilmesi için generatörden daha fazla akım çekilmesi istenecektir. Bu durumda Şekil 5.4.b'de görüldüğü gibi i_{sq} akımı 7.8 A'den 8.9 A'e yükselecek ve bu akımın bir kısmı DC baraya bir kısımda şebekeye aktarılacaktır. Dolayısıyla DC bara üzerindeki 452 V'a ulaşmış olan gerilim 0.2'inci saniyede gelen bu fazla akımla bir miktar daha yükselme yapacaktır ve 453 V'a ulaşacaktır. Aynı şekilde gelen fazla akımdan yararlanan şebeke akımı da 0.2'inci saniyede bir miktar daha artış gösterecektir. Bu şekilde generatörden şebekeye aktarılan fazla akım ile w_m generatör hızı tekrar 200 referansa düşerken DC bara kondansatöründe akımını şebekeye aktararak deşarj olacak ve tekrar ilk baştaki gerilimi 450 V'a gelecektir. Bu şekilde yapılan kontrol sayesinde generatör hızı w_m 'in 200 rd/sn referansta ve DC bara geriliminin 450 V referansta kalması sağlanarak generatörden alınan i_{sq} akımı i_{gq} akımına kararlı halde yaklaşık olarak eşit olacak ve böyle rüzgârdan alınan ve makine tarafından elektrik enerjisine çevrilen enerji şebekeye aktarılmış olacaktır.

Şekil 5.5'te ise şebeke ve stator üç faz statik düzlem akımları verilmiştir. Bu akımların tepe değerleri q-d referans düzlemdeki DC akımlara eşittir. Şekilden de görüldüğü gibi 0.2'inci saniyede stator akımları 7.8 A'den 8.9 A'e ulaşmıştır. Şebeke akımları ise başlangıçta sıfırken yavaş yavaş artarak 0.2'inci saniyeden sonra yaklaşık olarak generatör akımlarına eşit hale gelmiştir.



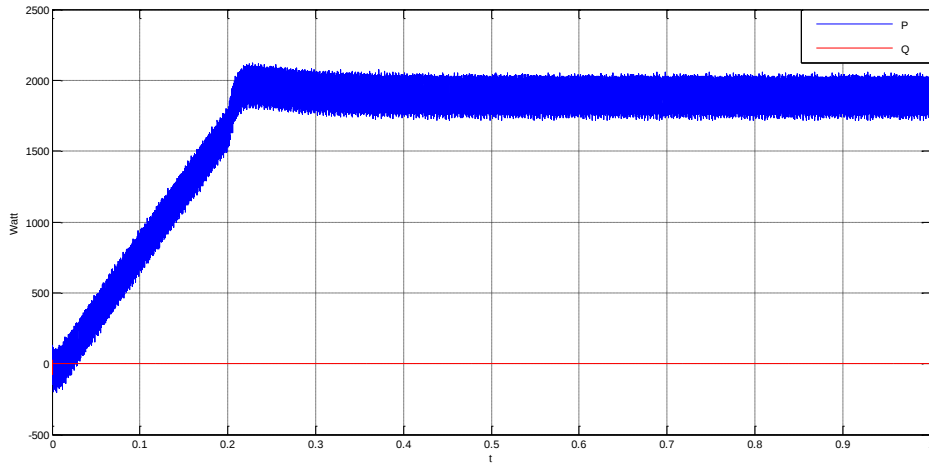
Şekil 5. 5 Stator ve şebeke akımları

Generatör tarafı kontrolde i_d akım bileşeninin PI kontrolör ile sıfırda tutularak maksimum i_q akımı ile moment üretimi sağlandığı daha önce eşitlik 3.25'e dayanarak teorik olarak ifade edilmişti. Şekil 5.6'da stator i_q , i_d akımları ve üretilen moment verilmiştir. Burada momentin kararlı halde rüzgârdan gelen yük momentine eşit (10 Nm) ve maksimum değerde olduğu gözükmemektedir.



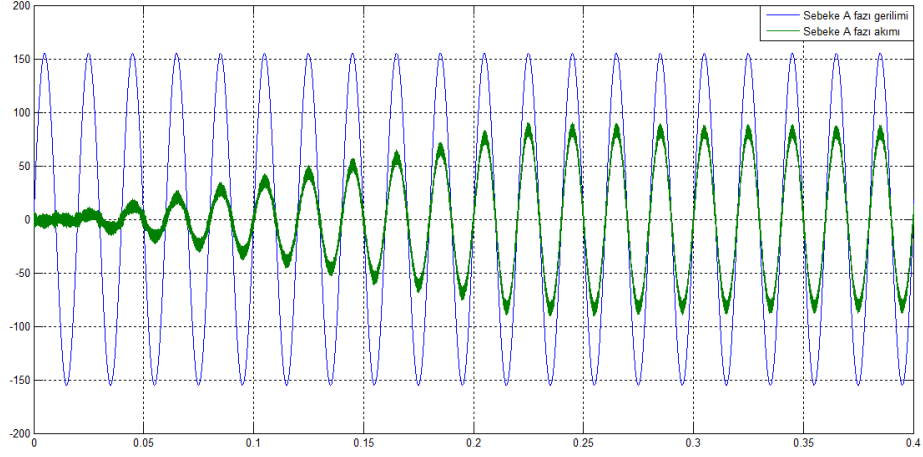
Şekil 5. 6 Maksimum moment üretimi

Şebeke tarafı kontrolde ise reaktif güç bileşeni i_d akımının PI kontrolör ile sıfırda tutulması sağlanarak şebekeye aktarılan reaktif güç sıfırlanır. Şekil 5.7'de şebekeye aktarılan aktif ve reaktif güçler verilmiştir. Burada i_d akımının sıfırda tutulmasıyla reaktif güç sıfır iken aktif güç yaklaşık 1.9 kW'tır ve buda generatör nominal gücünün biraz üstüne çıktığını göstermektedir.



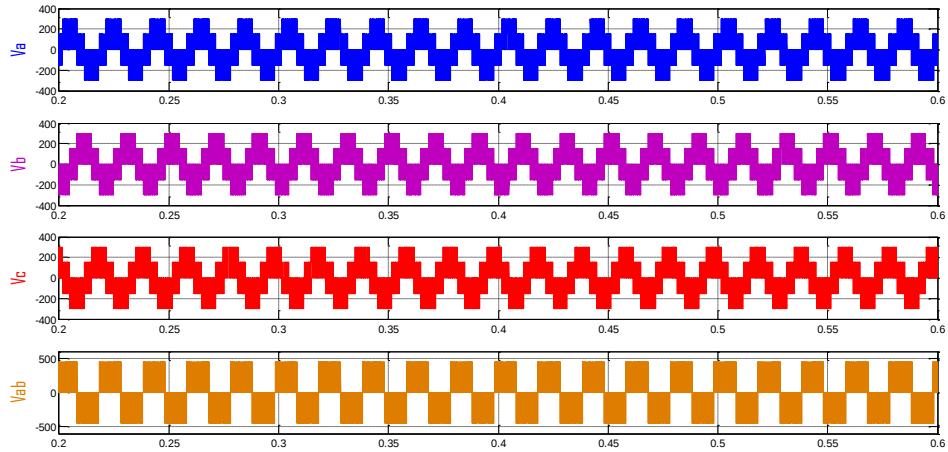
Şekil 5. 7 Şebekeye aktarılan aktif ve reaktif güçler

Şebeke reaktif gücünün sıfır olduğunun bir diğer göstergesi de şebeke akım ve gerilim arasındaki faz farkıdır. Şekil 5.8’de şebeke akım ve gerilimi verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi akım ve gerilim arasında herhangi bir faz farkı yoktur ve dolayısıyla reaktif güç sıfırdır. Burada akım değeri 10 kat değer büyütülerek gösterilmiştir.



Şekil 5. 8 Şebeke akım ve gerilimi

Şekil 5.9’da ise şebeke tarafındaki invertere ait faz gerilimleri ve V_{ab} fazlar arası gerilimi verilmiştir. Yük yıldız bağlı olduğundan dolayı faz gerilimleri $2V_{DC}/3$ değerine kadar çıkabilmektedir. Bununla ilgili uzay vektörün bulunduğu her bir bölgedeki faz gerilimleri ile ilgili gerekli hesaplamalar Çizelge 4.1’de verilmiştir.



Şekil 5. 9 DC/AC dönüştürücü faz ve V_{ab} fazlar arası gerilimleri

5.2 Alan Yönlendirmeli Kontrolde Kullanılan PWM Tekniklerinin Karşılaştırmalı Simülasyon Sonuçları

Bu tez çalışmasında alan yönlendirmeli kontrol yöntemiyle sabit mıknatıslı senkron generatörün hızı kontrol edilerek şebekeye enerji aktarılması simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir. Bununla ilgili yapılan simülasyon çalışmaları ve sonuçları yukarıda verilmiştir. Burada önemli olan bir diğer husus da back to back dönüştürücülerin yapısında bulunan yarı iletken güç elemanlarının anahtarlama sinyallerinin elde edilmiş biçimidir. Back to back dönüştürücülerde generatör tarafındaki AC/DC inverter generatörden alınan sinüsoidal AC akımları DC'ye çevirip DC/AC dönüştürücüye aktarır. DC/AC dönüştürücüde gelen akımları tekrar AC'ye çevirerek şebekeye aktarır.

Generatör tarafındaki akımın frekansı değişken frekansa sahip olduğu için şebekeye bu akımın doğrudan aktarılması gibi bir durum söz konusu olamaz. Burada back to back dönüştürücünün kullanılmasının amacı gelen AC akımı PWM tekniği sayesinde darbe genişliklerinin değiştirilmesiyle istenilen genlik ve frekansta şebeke aktarılmasını sağlamaktır. Böylece şebekeye aktarılan akımın frekansı da şebeke frekansıya eşit olacaktır.

Bu tez çalışmasında inverterlerin anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde üç farklı PWM tekniği uygulanmıştır. Bunlar uzay vektörü PWM, sinusoidal PWM ve histerezis akım kontrolü PWM teknikleridir. Bu tekniklerin uygulanış biçimleri ve kontrol yapısı ile ilgili ayrıntılı bilgiler 4. Bölüm'de anlatılmıştı. Üç farklı PWM tekniği de simülasyon olarak gerçekleştirilmiş ve şebekeye aynı akım, aynı moment ve aynı DC bara geriliminde enerji aktarılması sağlanmıştır. Şimdi elde edilen sonuçlarla ilgili bazı karşılaştırmalar yapılacaktır.

5.2.1 SVPWM ile SPWM Tekniklerinin Karşılaştırılması

Bölüm 4'te ayrı başlıklar halinde incelenen SVPWM ve SPWM teknikleriyle ilgili avantaj ve dezavantajlardan bahsedilmişti. Literatürde bu kontrol tekniklerinden en avantajlısı uzay vektörü PWM tekniği olduğu vurgulanmaktadır. Uzay vektör PWM'in sinüsoidal PWM'e göre avantajları şu maddelerle özetleyebiliriz.

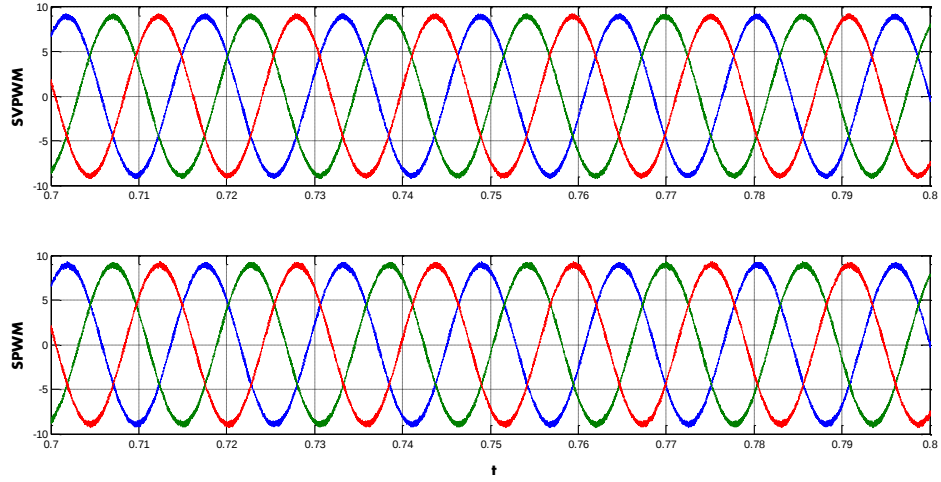
- SVPWM digital bir modülasyon tekniği olduğundan dolayı mikroişlemcilerde daha kolay uygulanabilir.
- Aynı anahtarlama frekansında SVPWM’de THD daha az olmaktadır.
- SVPWM’de uygun anahtarlama sayısı sayesinde anahtarlama güç kayıpları daha az olmaktadır.
- SVPWM’de DC bara geriliminden SPWM’e göre %15 daha fazla yararlanılır.

5.2.1.1 Aynı Frekansta Toplam Harmonik Distorsiyonu

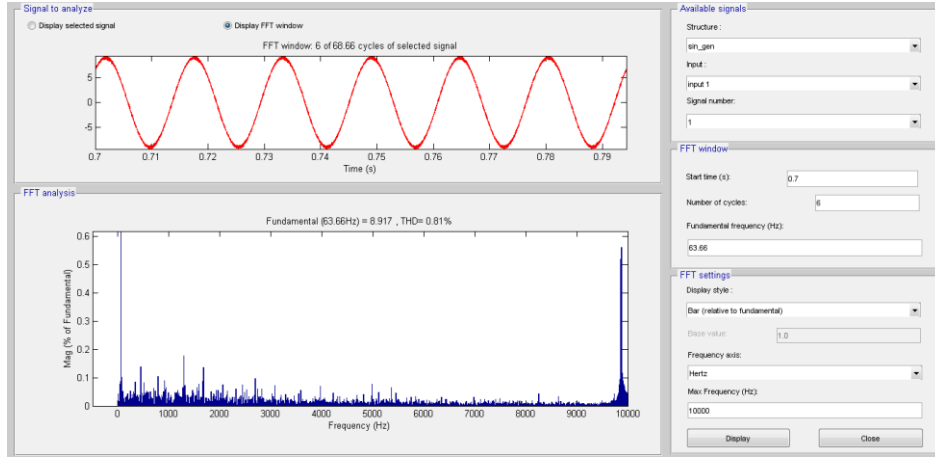
Bu başlık altında uzay vektörü PWM’in THD’sinin SPWM’e göre daha az olması avantajı üzerine durulacaktır. Elektrik enerjisinin üretimi, iletimi ve dağıtımı aşamalarında akım ve gerilim büyüklüklerinin sinüsoidal olması gereklidir. Fakat bu durum her zaman gerçekleşmeyebilir. Çeşitli nonlineer yükler nedeniyle sistemde çeşitli frekansta sinüsoidal dalgalar gözükabilir. Bu durumda akım ve gerilimlerde harmonik adı verilen bozulmalar (distorsiyon) oluşacaktır. Akım ve gerilimlerde oluşan bu harmonikler güç sistemlerine zarar vermekte ve hatta bazen sistemleri çalışamaz hale getirmektedir.

Güç sistemlerinde temel dalga dışındaki sinüsoidal dalgara harmonik bileşen adı verilmektedir. Güç sistemlerinde sinüsoidal dalganın simetrisinden dolayı 3, 5, 7, 9... gibi tek bileşenler bulunabilirken çift bileşenler bulunmaz. İşte bu harmonik bileşenlerinin temel bileşene göre seviyesini belirleyen en önemli ölçüt toplam harmonik distorsiyonudur (THD). THD, akım ve gerilim için sinüsoidal halden uzaklaşmayı, dolayısıyla bozulmayı belirtmektedir [24]. Bu sebeple güç sistemlerinde akım ve gerilimler için THD’nin en aza indirgenmesi en önemli avantajlardan biridir.

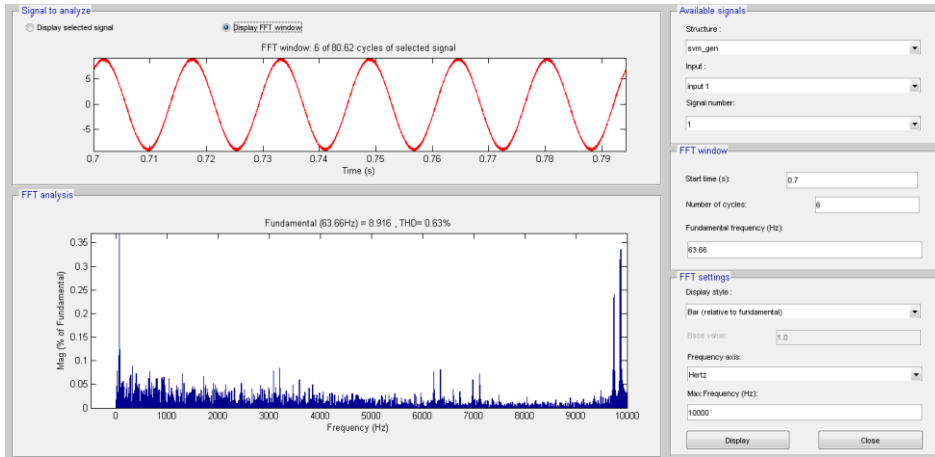
Şekil 5.10’da 10 kHz’lik anahtarlama frekansında SPWM ve SVPWM için elde edilen generatör akımları verilmiştir. Şekil 5.11 ve Şekil 5.12’de ise bu akımlar için yapılan harmonik analizi verilmiştir. Aynı çıkış akımını elde etmek için yapılan iki kontrol tekniği sonucu generatör akımlarında THD açısından SVPWM’in daha avantajlı olduğu Şekil 5.11 ve Şekil 5.12’de yapılan harmonik analizi ile anlaşılmaktadır. Aynı frekansta ve aynı çıkış akımında SVPWM’de % 0.63 THD oluşurken, SPWM’de % 0.81 THD oluşmaktadır.



Şekil 5. 10 SVPWM ve SPWM ile elde edilen generatör akım sonuçları



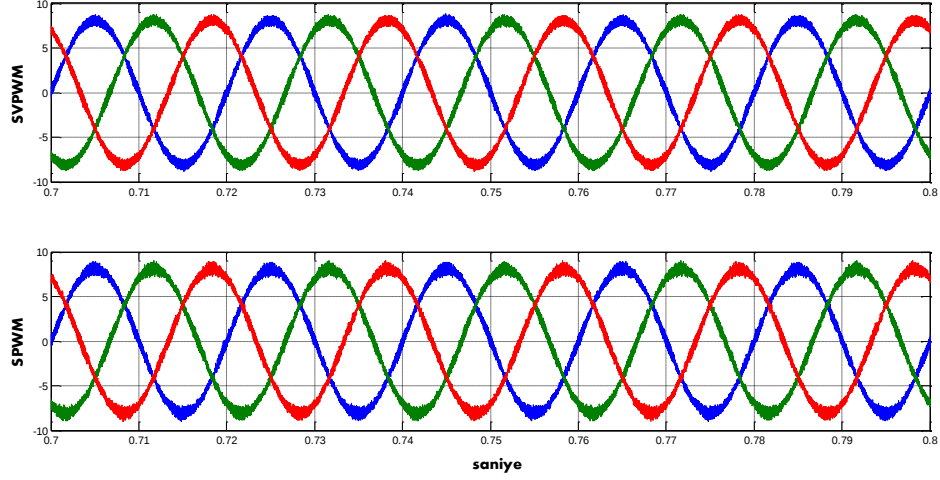
Şekil 5. 11 SPWM ile elde edilen generatör bir faz akımı THD analizi



Şekil 5. 12 SVPWM ile elde edilen generatör bir faz akımı THD analizi

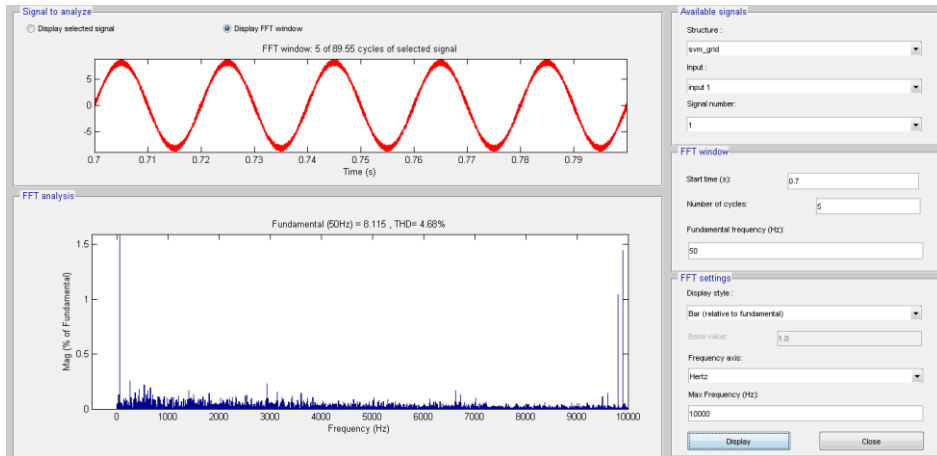
Şekil 5.13'te ise 10 kHz'lik anahtarlama frekansında SVPWM ve SPWM için elde edilen şebeke akımları verilmiştir. Şebekeye enerji aktaran inverterlerde parametre seçiminde

en önemli şart $THD < \%5$ şartının sağlanmasıdır. Bununla beraber anahtarlama frekansının artması ile anahtarlama kayıplarının artacağı, L değerinin yüksek seçilmesi ile sistemin hacim ve maliyetinin artarak dinamik cevabın yavaşlayacağı da göz önünde bulundurulmalıdır [25]. Bu çalışmada şebeke tarafı L değeri 3.3 mH seçilmiştir.

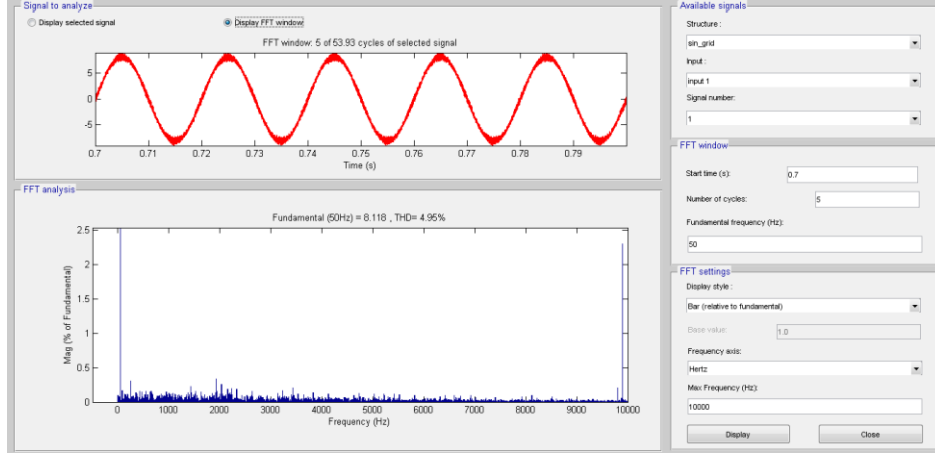


Şekil 5. 13 SVPWM ve SPWM ile elde edilen şebeke akım sonuçları

Şekil 5.14 ve Şekil 5.15'te SVPWM ve SPWM ile elde edilen şebeke akımları için yapılan harmonik analizi verilmiştir. Aynı çıkış akımını elde etmek için yapılan iki kontrol tekniği sonucu generatör akımlarında THD açısından SVPWM'in daha avantajlı olduğu Şekil 5.14 ve Şekil 5.15'de yapılan harmonik analizi ile anlaşılmaktadır. Aynı frekansta ve aynı çıkış akımında SVPWM'de % 4,68 THD oluşurken, SPWM'de % 4,95 THD oluşmaktadır.



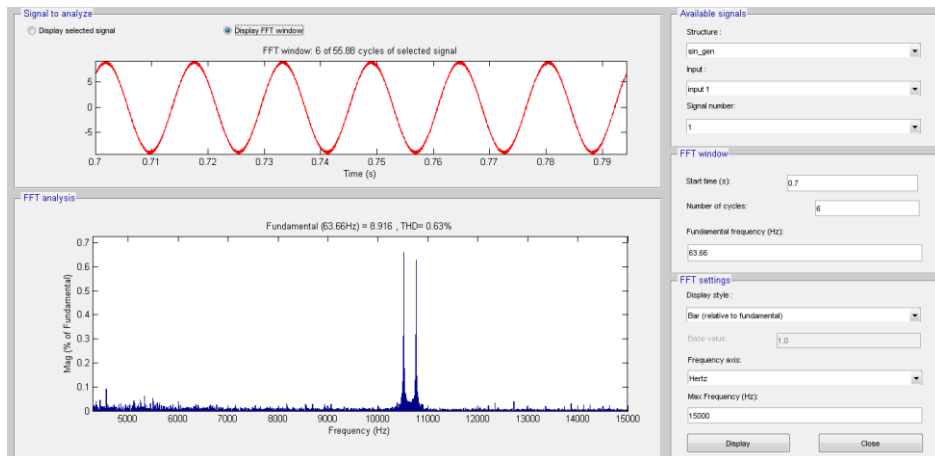
Şekil 5. 14 SVPWM ile elde edilen şebeke bir faz akımı THD analizi



Şekil 5. 15 SPWM ile elde edilen şebeke bir faz akımı THD analizi

5.2.1.2 Aynı THD Elde Etmek için Anahtarlama Frekansı

10 kHz anahtarlama frekansına sahip olan SVPWM’de generatör tarafı akımlarında gözlemlenen THD oranı % 0.63 iken aynı anahtarlama frekansında SPWM’in THD oranının % 0.81 olduğu gözlemlenmişti. SVPWM’in % 0.63 THD’de sabit tutarak SPWM’in THD’sini SVPWM’e eşitlemek için SPWM’in anahtarlama frekansının artırılması gerekmektedir. Şekil 5.16’da % 0.63 THD oranına sahip, SPWM tekniğiyle üretilen, bir faz akımının THD analizi verilmiştir. Generatör akımında % 0.63 THD elde etmek için SVPWM’de anahtarlama frekansı 10 kHz iken, aynı şartlarda SPWM’de anahtarlama frekansı 10.64 kHz olmaktadır. Bu da sinüsoidal PWM’de SVPWM’e göre aynı şartlarda anahtarlama kayıplarının daha yüksek olduğunu göstermektedir.

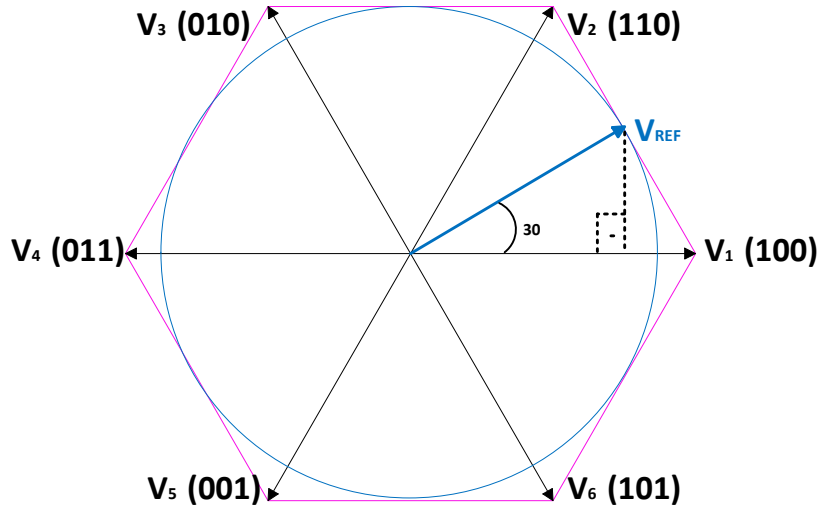


Şekil 5. 16 SVPWM ile aynı THD için SPWM anahtarlama frekansı

5.2.1.3 Etkin DC Bara Kullanımı

Bölüm 4'te ayrıntılarıyla anlatılan uzay vektörü PWM tekniğinin temel prensibi aktif vektörlerin oluşturduğu altıgenin her bölgesinde 2 aktif ve 2 sıfır vektörün belirli sürelerde anahtarlanmasıyla inverter çıkış geriliminin bir $\vec{V}_{ref}$ uzay vektörü ile ifade edilmesine dayanmaktadır. Şekil 5.17'den de görüldüğü gibi uzay vektörü $\vec{V}_{ref}$ bir altıgen içerisinde dairesel bir yörüngede döner. Altıgenin içerisinde referans vektörün alabileceği maksimum değer döner alan dairesinin yarı çapıdır. Bu daire aktif iki uzay vektörün uçlarını birleştiren çizgilerin orta noktasına teğettir. $\vec{V}_1$ vektörünün değerinin $(2/3) \cdot V_{DC}$ olduğunu önceki bölümden biliyoruz. Buna göre elde edilebilecek temel çıkış gerilimi $\vec{V}_{ref}$ maksimum $V_{DC}/\sqrt{3}$ olur. Dolayısıyla SVPWM'de modülasyon indeksi aşağıdaki gibi ifade edilir.

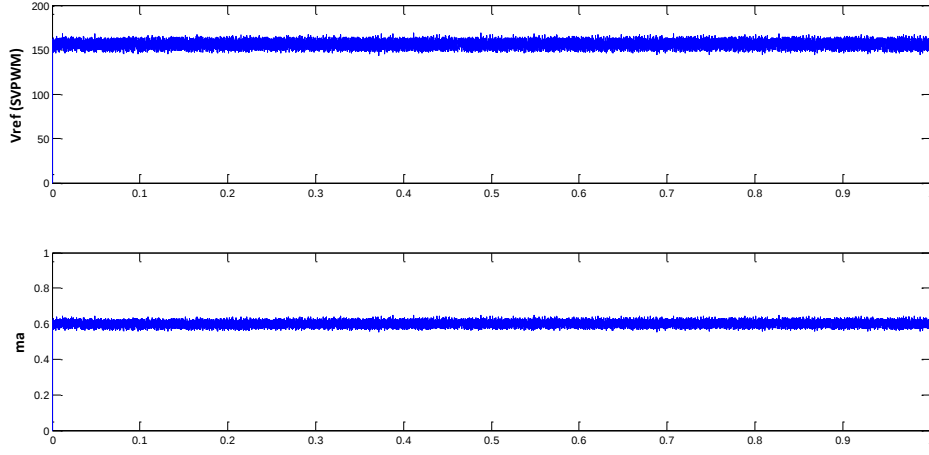
$$m_a = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_{DC}} \quad (5.1)$$



Şekil 5. 17 SVPWM referans vektör döner alanı

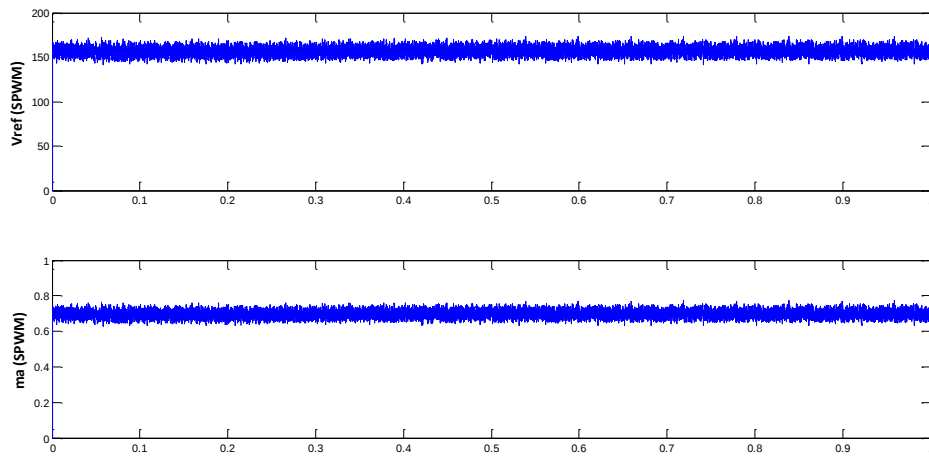
Genel olarak PWM kontrol tekniklerinde modülasyon indeksi sinüsoidal inverter çıkışındaki kontrol gerilimini tepe değerinin taşıyıcı gerilime oranı olarak ifade edilir. Burada $\vec{V}_{ref}$ de üç fazlı statik eksen takımındaki V_a , V_b , V_c gerilimlerinin tepe değerlerini ihtiva ettiğinden dolayı SVPWM'de üçgen dalga şeklindeki taşıyıcı gerilimin tepe değerinin aslında $V_{DC}/\sqrt{3}$ 'e eşit olduğu söylenebilir.

Şekil 5.18’de SVPWM tekniğiyle şebeke tarafındaki inverterin çıkışında alınan ortalama V_{ref} değeri ve eşitlik 5.1’e göre hesaplanan modülasyon indeksi verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi şebeke tarafındaki inverterin çıkışında alınan ortalama V_{ref} değeri 155,88V ve modülasyon indeksinde 0.6 olarak hesaplanmıştır.



Şekil 5. 18 SVPWM modülasyon indeksi ve elde edilen referans çıkış gerilimi

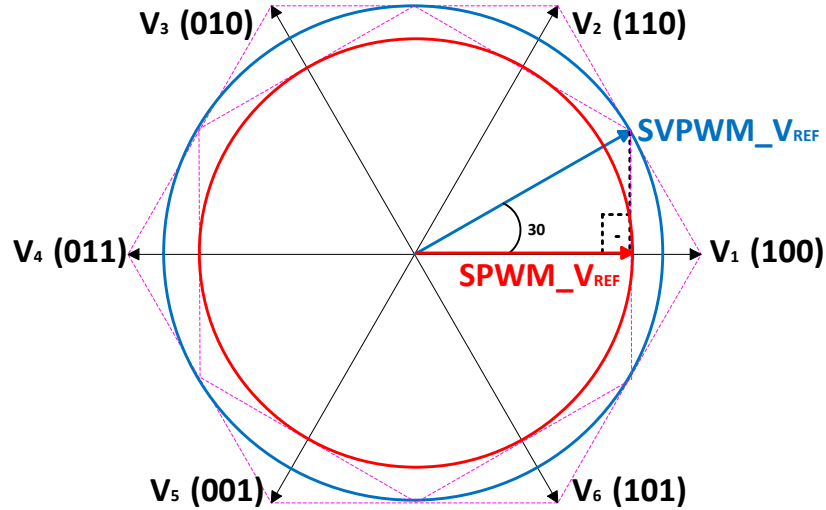
SPWM tekniğiyle yapılan çalışmada ise inverter çıkışında SVPWM ile aynı referans gerilimi ve aynı çıkış akımlarını elde edebilmek için üçgen dalga şeklindeki taşıyıcı gerilimin tepe değerinin $V_{DC}/2$ olması gerektiği simülasyon analizleriyle görülmüştür. Şekil 5.19’da SPWM ile elde edilen ortalama referans gerilim değeri 155.88 V olarak elde edilmiştir. Modülasyon indeksi ise yaklaşık olarak 0.69 değerindedir.



Şekil 5. 19 SPWM modülasyon indeksi ve elde edilen referans çıkış gerilimi

Bu iki karşılaştırma sonucunda aynı referans gerilimi elde etmek için SVPWM’de modülasyon indeksi 0.6 iken SPWM’de 0.69’dur. Bu da SVPWM’de DC bara geriliminin

% 15,4 daha etkin kullanım alanına sahip olduğunu gösterir. Örneğin sinüs PWM’de modülasyon indeksi 1 iken elde edilen V_{ref} değeri SVPWM’de daha küçük bir modülasyon indeksi ile elde edilebilir. Veya başka bir yaklaşımla her iki kontrol tekniğinde de modülasyon indeksleri 1 iken SVPWM’in ürettiği V_{ref} değeri SPWM’in üreteceği V_{ref} değerinden % 15.4 daha fazladır. Bu durum da SVPWM’in DC barayı daha etkin ve verimli kullandığını göstermektedir.



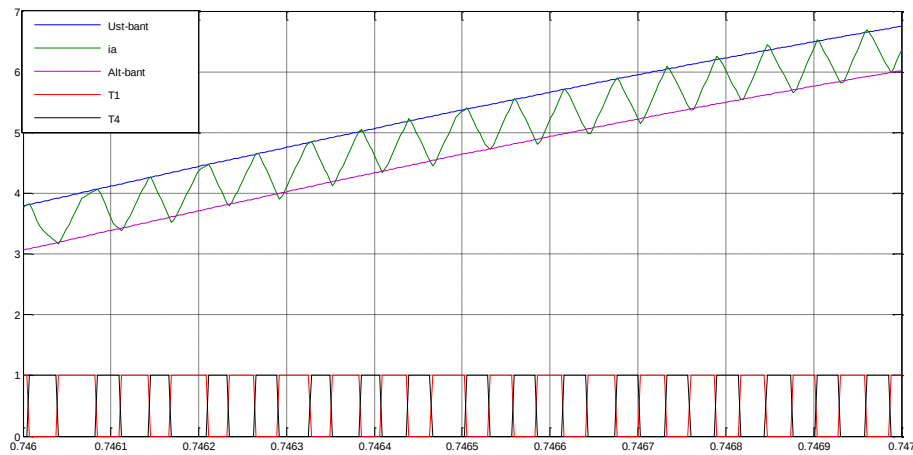
Şekil 5. 20 SVPWM ve SPWM referans vektör döner alanı

5.2.2 SVPWM ile HCCPWM Tekniklerinin Karşılaştırılması

Bu başlık altında uzay vektörü darbe genişlik modülasyonu ile histeresis akım kontrolü darbe genişlik modülasyonu teknikleri THD, dalgalılık ve dinamik cevap açısından karşılaştırılacaktır. Nonlineer kontrol yöntemi olan HCCPWM tekniğinde akım hata kompanzasyonu ve PWM üretme işlemi aynı anda gerçekleşir. Akım doğrudan kontrol edildiği için doğal olarak oluşan akım koruması, hızlı dinamik cevabı, parametre değişimlerinden etkilenmemesi ve uygulama basitliği bu yöntemin önemli avantajlarıdır. Bu avantajlarının yanında akımdaki yüksek dalgalanma, değişken anahtarlama frekansı ve EMI filtre tasarım zorluğu gibi dezavantajları bulunmaktadır [25].

HCCPWM’de anahtarlama frekansı sabit değildir. Bu frekans endüktans üzerindeki gerilime göre bir periyot boyunca değişiklik gösterir. HCCPWM’de anahtarlama

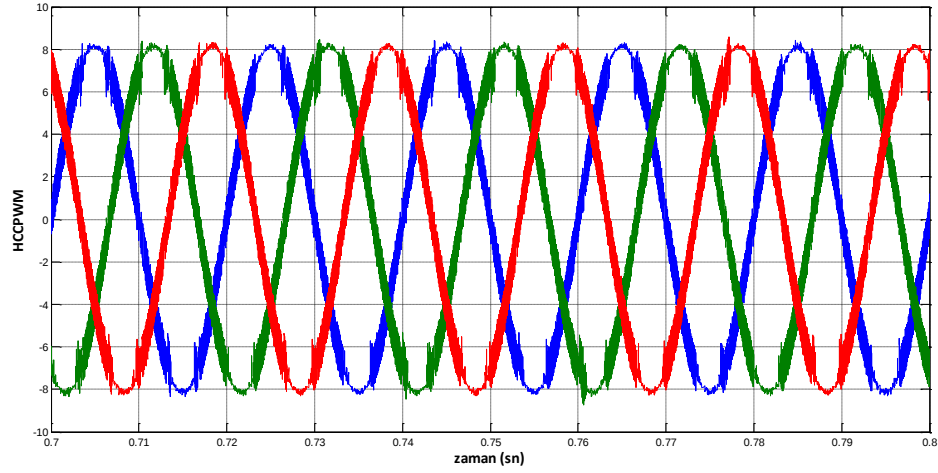
sinyallerinin nasıl üretildiği daha önce verilmişti. Referans akım ile gerçek akımın karşılaştırılması sonucu akımın belir bir histerezis bandı içerisinde dalgalanmasına izin verilir. Şekil 5.21’de HCCPWM’de A faz koluna ait T_1 ve T_4 güç elemanlarının anahtarlama sinyallerinin nasıl üretildiği gözükmemektedir. Bir faz kolundaki dalgalanan akım üst banda geldiğinde alt anahtar iletime geçerek akım azaltılır. Aynı akım alt banda geldiğinde ise üst anahtar iletime geçerek akımı artırır. Böylece akımın belirlenen histerezis bandı dışına çıkmaması sağlanır.



Şekil 5. 21 HCCPWM a fazı anahtarlama sinyalleri

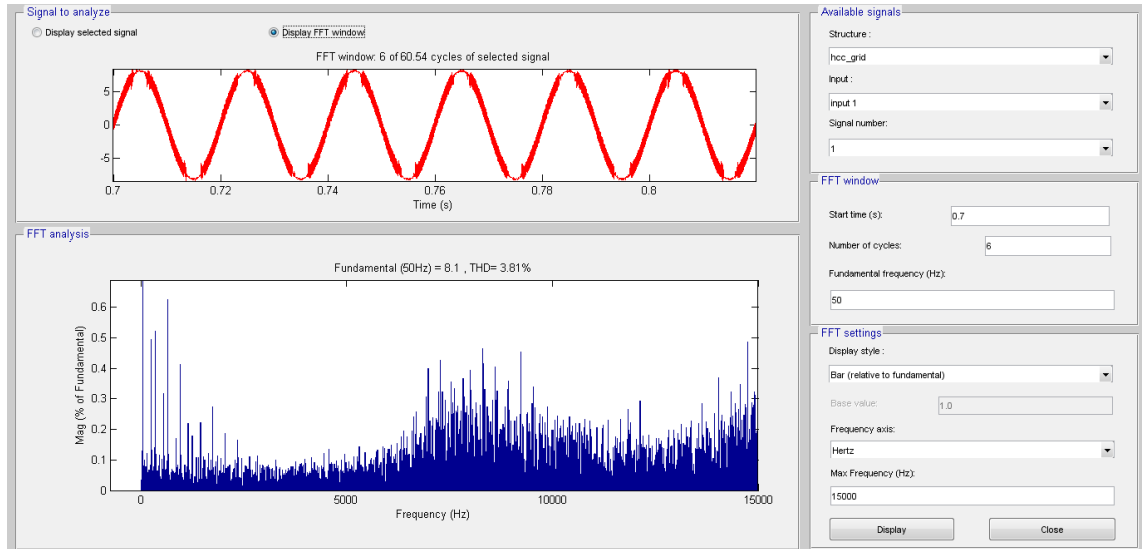
SVPWM ile SPWM teknikleri aynı anahtarlama frekansına sahip olduğu için THD açısından karşılaştırma yapabilmek mümkündür ve bu karşılaştırma sonucu SVPWM’in daha avantajlı olduğu simülasyon sonuçlarıyla görülmüştü. Ancak HCCPWM’de anahtarlama frekansı değişken olduğu için THD açısından bir karşılaştırma yapmak ancak HCCPWM’de ortalama anahtarlama frekansını SVPWM ile aynı tutarak mümkün olabilmektedir.

Burada şebeke tarafındaki kontrol bölümü ve şebeke akımları baz alınarak THD karşılaştırması yapılmıştır. SVPWM sabit 10 kHz’lik anahtarlama frekansında şebeke akım dalga şekli Şekil 5.13’te, bu akıma ilişkin THD ise Şekil 5.14’te verilmiş ve SVPWM’de şebeke akımları THD’si % 4.68 olarak gözlemlenmiştir. Şekil 5.22’de ise ortalama anahtarlama frekansı 10 kHz olan ve HCCPWM tekniğiyle kontrol edilen şebeke akımları verilmiştir. Ortalama anahtarlama frekansını 10 kHz’e eş tutabilmek için histerezis band genişliği 0.852 olarak girilmiştir.



Şekil 5. 22 HCCPWM ile elde edilen şebeke akımları

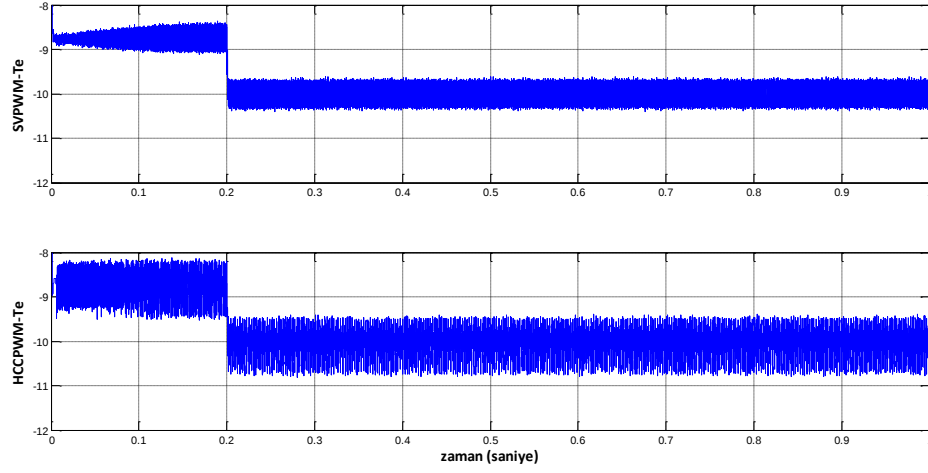
10 kHz ortalama anahtarlama frekansı ile üretilen bu akımlara dair THD analizi sonuçları Şekil 5.23'te verilmiştir. 10 kHz'lik anahtarlama frekansında SVPWM'de THD % 4.68 iken ortalama 10 kHz'lik anahtarlama frekansında HCCPWM'de THD % olarak hesaplanmaktadır. Bu iki sonucun karşılaştırılmasıyla HCCPWM'in aynı anahtarlama frekansında THD içeriği açısından SVPWM'e göre daha avantajlı olduğu gözükmektedir.



Şekil 5. 23 HCCPWM ile elde edilen şebeke bir faz akımı THD analizi

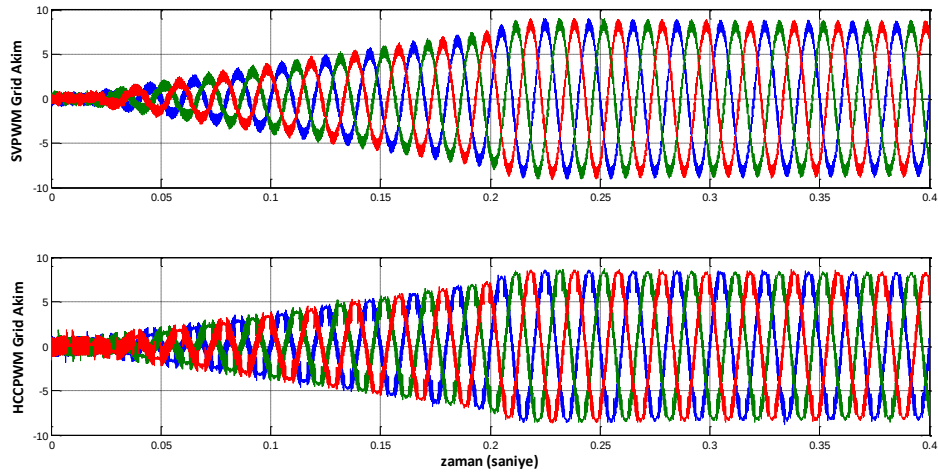
İki PWM tekniğini karşılaştırmak için değerlendirilecek olan bir diğer karşılaştırma parametresi de üretilen moment ve akımlardaki dalgalılıktır. Şekil 5.24'te 10 kHz anahtarlama frekansı ve PI katsayılarına sahip SVPWM ve HCCPWM kontrolleriyle elde edilen elektromanyetik momentteki dalgalanma verilmiştir. Şekildende görüldüğü gibi SVPWM'de üretilen moment dalgalanması daha az olmaktadır. Dalgalık güç

sistemlerinde istenmeyen bir durumdur. Dolayısıyla SVPWM'in bu kıyaslamada daha avantajlı olduğu söylenebilir.



Şekil 5. 24 SVPWM ve HCCPWM ile elde edilen elektromanyetik momentteki dalgalanma

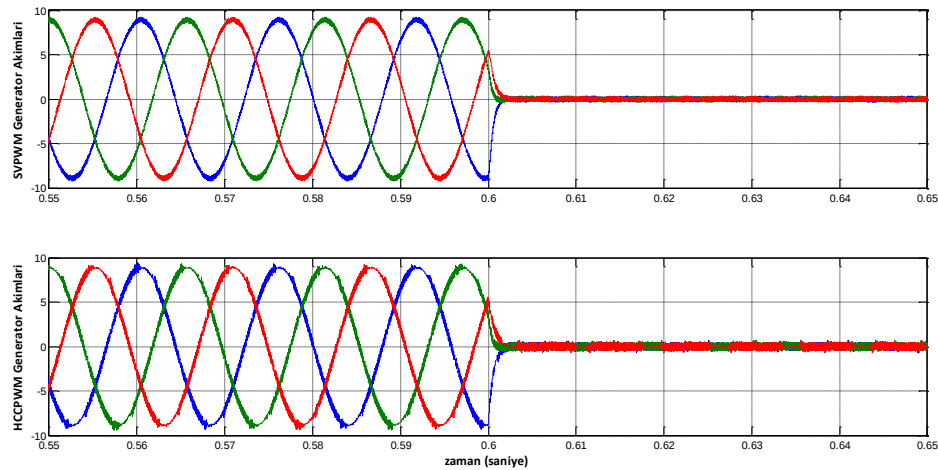
Benzer şekilde şebeke tarafı akımlarının dalgalalılığı da Şekil 5.25'te verilmiştir. HCCPWM ortalama anahtarlama frekansını SVPWM anahtarlama frekansı ile eş tutmak için bant genişliği 0.852 girilmiştir. Dolayısıyla akımdaki dalgalanma da 1.704'tür. SVPWM'de ise dalgalılık 1.4 olarak ölçülmüştür. Buradan eşit frekansta SVPWM'in dalgalılığının daha az olduğu ortaya çıkmaktadır. Dalgalılığı eşitleyebilmek için HCCPWM'in bant genişliği azaltılmalıdır. Buda anahtarlama frekansının artmasına ve anahtarlama kayıplarına yol açmaktadır.



Şekil 5. 25 SVPWM ve HCCPWM ile şebeke akımları

SVPWM ile HCCPWM'in farkını ortaya koyan bir diğer karşılaştırma parametresi de dinamik cevaptır. Güç sistemlerinde dinamik cevabın mümkün olduğunca hızlı olması istenen bir durumdur. Yapılan literatür taramasında HCCPWM'in dinamik cevabının daha iyi olduğu üzerine vurgu yapılmaktadır. Yalnız dinamik cevabın SVPWM'dekinden iyi çıktığı bu durum literatürde back to back dönüştürücülü sistemde değil sadece şebeke taraflı bir inverterde veya motor kontrolünün yapıldığı durumda gözlemlenmiştir.

Bu tez çalışmasında back to back dönüştürücü ile yapılan bir güç kontrolü vardır. HCCPWM ve SVPWM'de şebeke ve generatör kontrolün her ikisinde de referans olarak gelen i_q akımları aslında referans açılal hız ve generatör hızının karşılaştırıldığı bir PI kontrolör ile üretilmektedir. Dolayısıyla her iki kontrolde de i_q akımları her iki tarafta da katsayıları aynı olan bir PI kontrolör ile elde edildiği için HCCPWM ve SVPWM dinamik cevabı arasında bir fark gözlemlenmemektedir. Şekil 5.26'da yük momentinin 10 Nm olan yük momentinin 0.6'ıncı saniyede sıfıra düşürülmesi sonucu, yani i_q referans akımının sıfıra düşmesi sonucu, elde edilen generatör tarafı akım dalga şekilleri verilmiştir. Şekildende görüldüğü gibi SVPWM ve HCCPWM'de 0.6'ıncı saniyede şebeke akımlarının sıfıra oturma süreleri eşit ve yaklaşık 18 ms'dir.

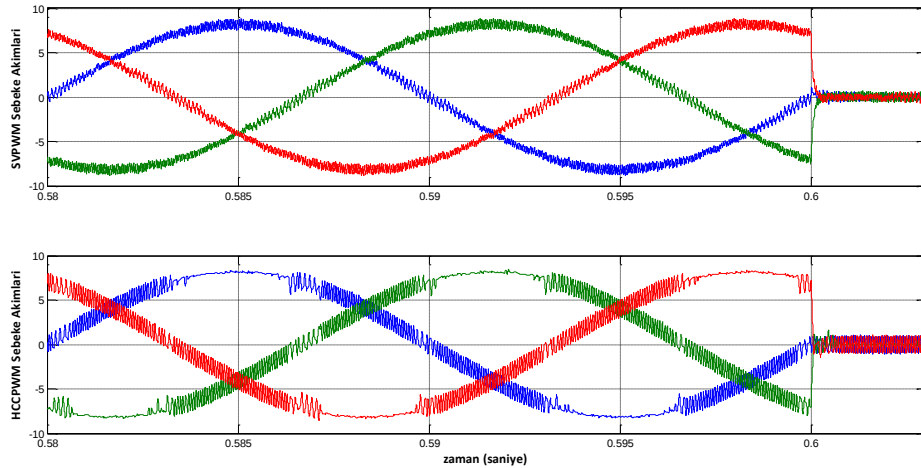


Şekil 5. 26 SVPWM ve HCCPWM PI kontrolörlü generatör akımları dinamik cevabı

SVPWM ve HCCPWM'in dinamik cevapları ancak back to back dönüştürücü kullanılmayan, şebeke ve generatör tarafının ayrı kontrol edildiği sistemlerde karşılaştırılabilir. Şekil 5.27'de böyle bir karşılaştırma sonucu elde edilen şebeke tarafı akımları verilmiştir. Bu karşılaştırma yapılırken DC bara kondansatörü yerine 450 V'luk

DC kaynak kullanılmış ve q eksen referans akımları elle girilmiştir. SVPWM’de hatırlanacağı üzere açılal hız ile referans açılal hızın karşılaştırılması sonucu elde edilen q eksen akımı tekrar bir PI kontrolörden geçerek SVPWM anahtarlama sinyallerinin üretılması için V_q ve V_d gerilimlerini üretmekteydi. HCCPWM’de ise sadece q eksen akımını üretmek için hızların karşılaştırılmasını sağlayan bir PI kontrolör kullanılmaktaydı. Dolayısıyla q eksen akımlarını oluşturan PI kontrolörü kaldırıp akım referanslarını elle girdiğimiz de HCCPWM’de PI kontrolöre artık gerek kalmazken SVPWM’de anahtarlama sinyallerini elde etmek için hala PI kontrolörle bulunmaktadır. PI kontrolör ise sistemde gecikmelere neden olduğundan böyle bir düzenekte yapılan karşılaştırmada HCCPWM’in dinamik cevabının daha iyi olduğu gözlemlenmiştir.

Şekil 5.27’de SVPWM ve HCCPWM teknikleriyle kontrol edilen generatör tarafı akımlarına ait dalga şekilleri verilmiştir. Burada elle girilen referans i_q akımları normal back to back dönüştürücölü sistemde elde edilen i_q referans akımıyla aynı değerde ve 8.9 A’dır. Bu referans akımın 0.6. saniyede 0’a düştüğü durumda SVPWM ve HCCPWM tekniklerinde sistemin cevabı şekildende gözlemlenmektedir. SVPWM’de akım 200 μ s’de sıfıra düşerken, HCCPWM’de yaklaşık 70 μ s’de sıfıra düşmektedir. Dolayısıyla HCCPWM’in dinamik cevabı SVPWM’den daha iyidir.



Şekil 5. 27 SVPWM ve HCCPWM PI kontrolörsüz şebeke akımları dinamik cevabı

Yukarıda HCCPWM ve SVPWM ile yapılan bu analizler hem şebeke tarafı hemde generatör tarafı akımları için aynı şekilde gözlemlenmiştir. Burada şebeke veya generatör akım sonuçlarından biri verilmiştir.

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında rüzgâr türbinlerinde yaygın olarak kullanılan sabit mıknatıslı senkron generatörün back to back dönüştürücü ile hız kontrolü ve şebekeye enerji aktarılması simülasyonu Matlab/SİMULİNK programında gerçekleştirilmiştir. Bu hız kontrolü vektörel bir kontrol tekniği olan alan yönlendirmeli kontrol yöntemiyle yapılmıştır. Ayrıca back to back dönüştürücünün hem şebeke tarafı hemde generatör tarafı dönüştürücülerinin anahtarlama sinyallerinde yaygın olarak kullanılan üç farklı darbe genişlik modülasyon teknikleri detaylı bir şekilde incelenmiş, simülasyon ortamında kurulan sisteme uygulanmış ve sistem üzerindeki etkileri etraflıca karşılaştırılmıştır.

Rüzgâr enerji sistemlerinde değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin daha verimli sonuçlar verdiği ve daha yüksek bir enerji elde edilebildiğine teorik kısımlarda vurgu yapılmıştır. Bu tez çalışması sonucunda sabit mıknatıslı senkron generatörün statorunun bir güç dönüştürücüsü ile şebekeye bağlı olmasından dolayı değişken hızlı rüzgâr türbinleri için elverişli bir elektrik makinesi olduğu da anlaşılmıştır. Yapılan kontrol yöntemiyle rüzgâr hızı ne olursa olsun generatörün bu hızı referans alıp kararlı halde şebekeye enerji aktarılması sağlanabilmektedir. Simülasyonda nominal gücü 1.8 kW ve nominal akımı 8.9 A'lık olan küçük güçlü bir generatör kullanılmış olup şebekeye yaklaşık 1.9 kW aktif güç aktarıldığı gözlemlenmiştir. Ayrıca yapılan kontrolle şebekeye reaktif güç aktarımının da önüne geçilmiştir.

Bu tez çalışmasında kurulan kontrol sisteminin en önemli parçalarından biri de DC bara kondansatörü ile birbirine bağlı 3 fazlı iki inverterden oluşan back to back dönüştürücü yapısıdır. Yapılan çalışma sonucunda generatör tarafındaki inverterin kontrolüyle

maksimum moment üretimi sağlanırken, şebeke tarafı inverterin kontrolüyle de hem DC bara gerilimi sabit tutulur hem de şebeke aktarılan reaktif güç sıfıra indirgenerek güç kalitesi iyileştirilir. Bu inverterde bulunan yarı iletken güç elemanlarının anahtarlama sinyallerinin oluşturulması kontrol yapısında çok önemlidir. Bu tez çalışmasında anahtarlama sinyallerinin üretilmesinde kullanılan uzay vektörü darbe genişlik modülasyonu, sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu ve histeresis akım kontrolü darbe genişlik modülasyonu teknikleri ayrı ayrı uygulanmış ve bazı etkileri karşılaştırılmıştır.

Öncelikle bu karşılaştırmalar sonucunda temel değerler, yani şebekeye aktarılan güç, şebeke ve generatör akımları, DC bara gerilimi v.b sonuçlar ile sabit mıknatıslı senkron makinenin generatör olarak çalışması, üç PWM tekniğiyle de aynı sonuçları verecek şekilde sağlanmıştır. Öncelikle SVPWM ve SPWM teknikleri aynı anahtarlama frekansı altında ve aynı PI katsayısı şartlarında toplam harmonik distorsiyonu, anahtarlama güç kayıpları ve DC bara geriliminin verimli kullanımı açısından karşılaştırılmış ve SVPWM'in üç karşılaştırma sonucunda da daha elverişli sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. SVPWM'in tek dezavantajı oluşturulan kontrol algoritmasında çok sayıda kompleks işlemlere sahip olmasıdır. Bu bağlamda böyle bir sistem için iki PWM tekniği arasında karar kılmak gerekirse SVPWM cazip bir seçenektir.

Diğer yapılan karşılaştırma ise SVPWM ve HCCPWM arasındaki karşılaştırmadır. Burada da karşılaştırma ölçütleri THD, dalgalılık ve dinamik cevap olarak ele alınmıştır. HCCPWM'de anahtarlama frekansı bant genişliğine bağlı olduğu için sürekli değişken bir yapıya sahiptir. SVPWM'in HCCPWM'e göre en önemli üstünlüğü sabit anahtarlama frekansı altında gerçekleştirilmesidir. Yapılan karşılaştırmalar da HCCPWM'in ortalama olarak anahtarlama frekansı SVPWM'e eşitlenmiş ve HCCPWM'in THD'si daha iyi çıkmıştır. Fakat aynı şartlar da üretilen moment ve şebekeye aktarılan güç, akım v.s gibi değerlerde SVPWM'de daha az bir dalgalılık mevcuttur. Üçüncü ölçüt olan dinamik cevap ise her iki kontrol tekniğinde de referans akımın elde edilmesi için PI kontrolör kullanılmasından dolayı hemen hemen aynı çıkmıştır. Fakat PI kontrolör kullanmadan referans akımın elle girilmesi durumunda ise HCCPWM'in dinamik cevabının daha iyi olduğu gözlemlenmiştir. Yapılan tüm bu kıyaslamalara dair rakamsal veriler tez içeriğinde konuya ait başlık altında yapılan incelemeler sonucunda verilmiştir.

Simülasyon ortamında gerçekleştirilen bu tez çalışmasının deneysel kısmında çok yakın bir sürede tarafımda gerçekleştirilmesi planlanmaktadır. Deneysel kısımda kullanılacak mikroişlemci olan DSP (Digital Signal Processor)'yi de göz önünde bulundurarak SVPWM'in bu darbe genişlik modülasyonu teknikleri içerisinde en uygunu olduğu öngörülmektedir. Bu sebeple SVPWM konu başlığı altında da anlatıldığı gibi DSP'nin daha hızlı çalıştırılabilmesi göz önünde bulundurularak SVPWM'e dair kodlar yazılmıştır. DSP mikroişlemcisinde arctan ve karekök alma gibi matematiksel işlemler DSP'yi yavaşlattığı ve uzun zaman aldığı için yazılan kodlarda bu tip matematiksel işlemleri yapmadan nasıl kontrol algoritmasının oluşturulacağı da sunulmuştur.

Bu tez çalışmasında da görüldüğü gibi sabit mıknatıslı senkron generatör en verimli ve en elverişli rüzgâr türbin generatörü olmasına rağmen yüksek frekanslarda genellikle ÇBAG kullanılmaktadır. Çünkü sabit mıknatıslı senkron generatörde rüzgârdan üretilen gücün tamamı back to back dönüştürücü üzerinden geçirilirken çift beslemeli asenkron generatörde bu üretilen gücün %25'i dönüştürücü üzerinden geçmektedir. Dolayısıyla invertelerin çok yüksek güçlerde çalışmadığında göz önünde bulundurursak aynı güçte çalışan bir inverter ile ÇBAG sayesinde daha yüksek bir güç üretimi mümkündür. Bu tez ile ilgili olarak SMSG'nin avantajlarını da göz önünde bulundurularak daha yüksek güçlere dayanabilen bir inverter tasarımı ile SMSG'nin kullanımı yaygınlaştırılması önerilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] TMMOB, (2012). Türkiye'nin Enerji Görünümü, 2. Baskı, MRK Baskı ve Tanıtım Hizmetleri Tic. Ltd. Şti, Ankara.
- [2] TEİAŞ, (2012), Türkiye'de Enerji İstatistikleri, Ankara.
- [3] Rolan, A., Luna, A., Vazquez, G., Aguliar, D. ve Azevedo, G., (2009). "Modelling of a Variable Speed Wind Turbine with a Permanent Magnet Synchronous Generator", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 734-739, Seoul.
- [4] Huang, K., Huang, S., She, F., Luo, B. ve Cai, L., (2008). "Modeling of a Variable Speed Wind Turbine with a Permanent Magnet Synchronous Generator", International Conference on Electrical Machines and Systems, 2283-2288, Wuhan.
- [5] Apaydın, M., Üstün, A.K., Kurban, M. ve Filik, Ü.B., (2009). "Rüzgâr Enerjisinde Kullanılan Generatörlerin Karşılaştırmalı Analizi", V. Yenilenebilir Enerji Kaynakları Sempozyumu, Diyarbakır.
- [6] Prasad, E., Suresh, B. ve Raghuveer, K., (2012). "Field Oriented Control of PMSM Using SVPWM Technique", Global Journal of Advanced Engineering Technologies, 1:39-45.
- [7] Kale, M. ve Özdemir, E., (2005). "An Adaptive Hysteresis Band Current Controller for Shunt Active Power Filter", Electric Power Systems Research, 73:113-119
- [8] Ergür, Ö., (2006). Rüzgâr Türbinleri ile Enerji Üretimi, Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya.
- [9] Kısar, A.O., (2009). "Rüzgârdan Enerji Üretimi ve Rüzgâr Türbinlerinin Evrimi", EMO İstanbul Şubesi Bülteni, 45: 17-19.
- [10] Enerji Raporu (2012), DEK-TMK, Ankara.
- [11] Risoe, K., (2002). "Guidelines for Design of Wind Turbines", DetNorskeVeritas (DNV) and Wind Energy Department, Riso National Laboratory, Denmark.
- [12] İşcan, S. ve Demirbaş, Ş., (2011). " Rüzgâr Türbin Laboratuvarı: Daimi Mıknatıslı Senkron Generatörlü Rüzgâr Türbini Modellenmesi ve Simülasyonu", IATS'11, 341-346, Elazığ.

- [13] Ahsrom, A., (2002). "Simulating Dynamical Behaviour of Wind Power Structures", Royal Institute of Technology Department of Mechanics, Technical Reports, Stockholm.
- [14] Patel, M.R., (1999). "Wind and Solar Power Systems" CRC Press, Boca Raton, London, New York, Washington.
- [15] Cimpoeru, A., (2010). Encoderless Vector Control of PMSG for Wind Turbine Applications, Master Thesis, Aalborg University Institute of Energy Technology, Denmark.
- [16] Öner, Y., (2009). Sürekli Mıknatıslı DC Motor ile Tahrik Edilen Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatörün Çıkış Geriliminin Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [17] Opritescu, A., (2010). Control of A Saturated Permanent Magnet Shynchorous Motor, Master Thesis, Aalborg University Institute of Energy Technology, Denmark.
- [18] Öztürk, M., (2006). Uzay Vektör Modülasyonu ile Asenkron Motor Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [19] Bodur, H., (2012). Güç Elektroniği, 2. Baskı, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- [20] Kocalmış, A., (2005). Uzay Vektörü PWM Kontrollü Çok Seviyeli İnverterin Modellenmesi ve Benzetimi, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [21] Soliman, H.M. ve Hakim S.M., (2012). "Improvement the Current Control Methods for Three Phase Voltages Source Inverter to Drive the Permanent Magnet Synchronous Motor", IJEAT, 53-61.
- [22] Özçira, S., (2007). Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri ve Endüstriyel Uygulamaları, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [23] Mehrzad, D., Luque, J. ve Juenca, M.C., (2009). Vector Control of PMSG for Grid-Connected Wind Turbine Applications, Master Thesis, Aalborg University Institute of Energy Technology, Denmark.
- [24] Adak, S., (2003). Enerji Sistemlerinde Harmonik Distorsiyonunun Azaltılması, Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [25] İşen, E. ve Bakan, A.F., (2010). "Comparison of SVPWM and HCC Control Techniques in Grid Connected Three Phase Inverters", ELECO, 264-268.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Naim Süleyman TING
Doğum Tarihi ve Yeri : 20.09.1988 – ERZURUM
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : nsting@yildiz.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Lisans	Elektrik-Elektronik Mühendisliği	Erciyes Üniversitesi / Mühendislik Fakültesi	2010
Lise	Fen Bilimleri	Erzurum Ilıca YDA Lisesi	2006

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2010-2011	Erzincan Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

ÖDÜLLERİ

1. Erzurum Ilıca Lisesi Okul Birinciliği - 2006

