



ÜÇ FAZLI YEDİ SEVİYELİ İNVERTER İLE ASENKRON MOTOR

HIZ KONTROLÜ

Ramazan KAVAK

Yüksek Lisans Tezi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Nisan - 2019

ÜÇ FAZLI YEDİ SEVİYELİ İNVERTER İLE ASENKRON MOTOR HIZ KONTROLÜ

Ramazan KAVAK

Kütahya Dumlupınar Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Öğretim ve Sınav Yönetmeliği Uyarınca
Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
YÜKSEK LİSANS TEZİ
Olarak Hazırlanmıştır.

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Ayhan GÜN

Nisan-2019

KABUL VE ONAY SAYFASI

Ramazan KAVAK' ın YÜKSEK LİSANS tezi olarak hazırladığı Üç Fazlı Yedi Seviyeli İnverter İle Asenkron Motor Hız Kontrolü başlıklı bu çalışma, jürimizce Dumlupınar Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin ilgili maddeleri uyarınca değerlendirilerek kabul edilmiştir.

30 / 04 / 2019

Prof. Dr. Önder UYSAL
Enstitü Müdürü, Fen Bilimleri Enstitüsü

Prof. Dr. Mehmet Ali EBEOĞLU
Anabilim Dalı Başkanı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Dr. Öğr. Üyesi Ayhan GÜN
Danışman, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Sınav Komitesi

Prof.Dr.Abdurrahman ÜNSAL
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Dumlupınar Üniversitesi

Dr.Öğr.Üyesi Gökhan DINDİŞ
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Osmangazi Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Ayhan GÜN
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Dumlupınar Üniversitesi



ETİK İLKE VE KURALLARA UYGUNLUK BEYANI

Bu tezin hazırlanmasında Akademik kurallara riayet ettiğimizi, özgün bir çalışma olduğunu ve yapılan tez çalışmasının bilimsel etik ilke ve kurallara uygun olduğunu, çalışma kapsamında teze ait olmayan veriler için kaynak gösterildiğini ve kaynaklar dizininde belirtildiğini, Yüksek Öğretim Kurulu tarafından kullanılmak üzere önerilen ve Kütahya Dumlupınar Üniversitesi tarafından kullanılan İntihal Programı ile tarandığını ve benzerlik oranının %15 çıktığını beyan ederiz. Aykırı bir durum ortaya çıktığı takdirde tüm hukuki sonuçlara razı olduğumuzu taahhüt ederiz.

Dr. Öğr. Uyesi Ayhan GÜN

Ramazan KAVAK

ÜÇ FAZLI YEDİ SEVİYELİ İNVERTER İLE ASENKRON MOTOR HIZ KONTROLÜ

Ramazan KAVAK

Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Yüksek Lisans Tezi, 2019

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Ayhan GÜN

ÖZET

Bu tez çalışmasında öncelikle, çok seviyeli inverter topolojileri, SPWM kontrol tekniği, IGBT' ler, asenkron motor ve asenkron motorun hız kontrol yöntemleri hakkında genel bilgi verilmiştir. Matlab/Simulink programında, üç fazlı yedi seviyeli inverter devresi kaskad (seri) bağlı inverter topolojisi seçilerek oluşturulmuştur. İverter devresinde anahtarlama devre elemanı olarak IGBT' ler kullanılmış ve bu devre elemanlarında akım dengesizliğini önlemek için DC kaynaklara paralel kondansatörler bağlanmıştır. Elde edilen gerilim ve akım işaretlerinde toplam harmonik bozulmayı düşürmek ve bu işaretleri sinüs işaretime çevirmek için alçak geçiren filtre L-C devresi bağlanmıştır. Tasarlanan üç fazlı yedi seviyeli inverter ile 15 kW çıkış gücündeki asenkron motor sürülmüştür. Asenkron motor PI denetleyici ile V/f oranı sabit tutularak hız kontrolü yapılmıştır. Asenkron motorun çıkışından elde edilen performans parametreleri analizinde %92.8 verim elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Alçak geçiren filtre, Asenkron motor, Çok seviyeli inverter, IGBT, L-C devresi, SPWM, Toplam harmonik bozulma, V/ f kontrol.

ASYNCHRONOUS MOTOR SPEED CONTROL WITH THREE PHASE SEVEN INVERTER

Ramazan KAVAK

Electrical-Electronic Engineering, M. S. Thesis, 2019

Thesis Advisor: Asist. Prof. Ayhan GÜN

SUMMARY

In this thesis, firstly general information about multi-level inverter topologies, SPWM control technique, IGBTs, asynchronous motor and asynchronous motor speed control methods are given. In the Matlab / Simulink program, the three-phase seven-level inverter circuit is constructed by selecting the cascade (serial) connected inverter topology. In the inverter circuit, IGBTs are used as switching circuit elements and capacitors are connected to DC sources in order to prevent current imbalance in these circuit elements. The low-pass filter L-C circuit is connected to reduce the total harmonic distortion and convert it to the sine signal at the voltage and current signals obtained. With the designed three phase seven level inverter, an asynchronous motor with 15 kW output power has been applied. Speed control with asynchronous motor PI controller and V/f ratio constant. In the analysis of the performance parameters obtained from the output of the asynchronous motor, %92.8 efficiency was obtained.

Keywords: Low pass filter, Asynchronous motor, Multilevel inverter, IGBT, L-C circuit, SPWM, Total harmonic distortion, V / f control.

TEŞEKKÜR

Bu çalışmada bana yardımcı olan, bilgi ve tecrübesini esirgemeyen danışman hocam Dr. Öğr. Üyesi Ayhan GÜN' e en içten şekilde teşekkür eder ve saygılarımı sunarım.

Bu süreçte bana her zaman hoşgörü ve anlayışla destek olan eşim Lütfiye KAVAK' a, değerli vaktinden sürekli çalmak zorunda kaldığım minik oğlum M. Enes KAVAK' a ve emeği geçen tüm herkese sonsuz teşekkürlerimi sunarım.



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	v
SUMMARY	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xi
ÇİZELGELER DİZİNİ	xiv
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	xv
1. GİRİŞ	1
2. İNVERTER ÇALIŞMA PRENSİBİ VE ÇEŞİTLERİ	6
2.1. Besleme Kaynağına Göre İverter Çeşitleri.....	7
2.2. Faz Sayısına Göre İverter Çeşitleri	7
2.2.1. Bir fazlı inverterler	7
2.2.2. Üç fazlı inverterler	11
2.3. Çok Seviyeli İverterler	12
2.3.1. Diyot kenetlemeli inverter.....	13
2.3.2. Kondansatör (Kapasitör) kenetlemeli inverter	16
2.3.3. Kaskad bağlı inverter	19
2.3.4. Çok seviyeli inverter çeşitlerinin karşılaştırılması	22
2.4. İverterlerde Harmonik Bozulum	23
3. İNVERTERLERDE SPWM İLE KONTROL TEKNİĞİ	25
3.1. SPWM Tekniğinde Sinyallerin Kullanımı ve Özellikleri	25
3.2. Çok Seviyeli İverterler İçin SPWM Taşıyıcı Sinyallerin Yerleşme Durumu	26
3.2.1. APO (Alternatif ters fazlı) dağılım.....	26
3.2.2. PO (Ters fazlı) dağılım.....	27
3.2.3. PD (Faz dağılımı)	28
3.2.4. PS (Faz kaydırmalı) dağılım.....	29
3.2.5. H (Hibrit) dağılım.....	30
3.3. Çok Seviyeli İverterlerde SPWM Tekniğinin Kullanımı	31
4. IGBT (İZOLE KAPILI BİPOLAR TRANZİSTÖR)	36

İÇİNDEKİLER (devam)

	<u>Sayfa</u>
4.1. IGBT'nin Yapısı	36
4.2. IGBT'nin Akım-Gerilim Karakteristikleri.....	38
4.3. IGBT'nin Yalıtım Durumu	39
4.4. IGBT'nin İletim Durumu.....	40
5. ASENKRON MOTORLAR.....	41
5.1. Asenkron Motorların Yapısı	42
5.1.1. Stator	42
5.1.2. Rotor.....	43
5.2. Asenkron Motor Çalışma Prensibi	44
5.3. Döner Alan.....	45
5.4. Asenkron Motorlarda Devir Sayısı ve Kayma	46
5.5. Asenkron Motorun Boşta Çalışması	48
5.6. Asenkron Motorun Yüklü Çalışması	49
5.7. Asenkron Motorun Eşdeğer Devresi.....	49
5.8. Asenkron Motorda Hız-Moment Karakteristiği.....	52
5.9. Asenkron Motor Hızının Kontrol Teknikleri	54
5.9.1. Stator gerilimi değişimi ile hız kontrolü.....	54
5.9.2. Stator sargısı kutup çifti değişimi ile hız kontrolü	55
5.9.3. Rotor direnci değerinin değişimi ile hız kontrolü.....	56
5.9.4. V/f oranı sabit kaldığında gerilim ve frekansın değiştirilmesi ile hız kontrolü	57
6. SİSTEMİN MATLAB/SIMULİNKTE TASARIMI VE ANALİZİ	62
6.1. SPWM ile Anahtarlama Sinyallerinin Oluşturulması	62
6.2. İnverter Devresinin Oluşturulması	67
6.3. İnverter Devresinin Çıkışında Elde Edilen Sinyaller	69
6.4. Filtre Devresinin Oluşturulması	72
6.5. Filtre Edilmiş İnverter Devresinin Çıkışında Elde Edilen Sinyaller	75
6.6. Tasarlanan İnverter Devresi ile Üç Fazlı Asenkron Motorun Çalıştırması.....	77
6.7. Asenkron Motorda V/f Oranı Sabit Tutularak Hız Kontrolü	84

İÇİNDEKİLER (devam)

	<u>Sayfa</u>
7. SONUÇ VE ÖNERİLER	92
KAYNAKLAR DİZİNİ	94
ÖZGEÇMİŞ	



ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
2.1. İnverter temel blok şeması.	6
2.2. Besleme kaynağına göre inverterlerin sınıflandırılması.....	7
2.3. Faz sayısına göre inverterlerin sınıflandırılması.	7
2.4. Bir fazlı yarım köprülü inverter.	8
2.5. Yarım köprülü inverter çıkışında elde edilen gerilim sinyali.....	9
2.6. Bir fazlı tam köprülü inverter.....	9
2.7. Tam köprülü inverter çıkışında elde edilen gerilim sinyali.....	11
2.8. Üç fazlı inverter devresi.	12
2.9. Çok seviyeli inverterlerin sınıflandırması.	13
2.10. Tek fazlı diyot kenetlemeli inverter çeşitleri: a) 3 seviyeli diyot kenetlemeli inverter, b) 5 seviyeli diyot kenetlemeli inverter.....	14
2.11. 3 fazlı 5 seviyeli diyot kenetlemeli inverter.	15
2.12. Tek fazlı kondansatör kenetlemeli inverter çeşitleri: a) 3 seviyeli kondansatör kenetlemeli inverter, b) 5 seviyeli kondansatör kenetlemeli inverter.	17
2.13. 3 fazlı 5 seviyeli kondansatör kenetlemeli inverter.....	18
2.14. Tek fazlı kaskad bağlı inverter çeşitleri: a) 3 seviyeli kaskad bağlı inverter, b) 5 seviyeli kaskad bağlı inverter.	20
2.15. 3 fazlı 5 seviyeli kaskad bağlı inverter.....	21
3.1. SPWM için giriş sinyalleri ve çıkışta oluşan anahtarlama sinyali.	26
3.2. 5 seviyeli inverter için taşıyıcı sinyallerin APO dağılımı.	27
3.3. 5 seviyeli inverter için taşıyıcı sinyallerin PO dağılımı.	28
3.4. 5 seviyeli inverter için taşıyıcı sinyallerin PD dağılımı.	29
3.5. 5 seviyeli inverter için taşıyıcı sinyallerin faz kaydırmalı dağılımı.	30
3.6. 5 seviyeli inverter için taşıyıcı sinyallerin hibrit dağılımı.....	31
3.7. Tek fazlı 3 seviyeli inverterin sinyalleri: a) SPWM sinyalleri, b) çıkış gerilimi.	32
3.8. Tek fazlı 5 seviyeli inverterin sinyalleri: a) SPWM sinyalleri, b) çıkış gerilimi, c) çıkış gerilimi oluşturan sinyaller.	33
3.9. 3 faz 5 seviyeli inverterin sinyalleri: a) SPWM sinyalleri, b) faz-faz çıkış gerilimi.....	34
3.10. Tek fazlı 15 seviyeli inverter için çıkış gerilimi.	34
4.1. IGBT yarı iletken devre elemanı kesiti	37

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
4.2. IGBT sembol ve eşdeğer devreleri: a) IGBT sembolü, b) IGBT' nin MOSFET ve BJT ile oluşturulan eşdeğer devresi, c) IGBT' nin MOSFET ve diyot ile oluşturulan eşdeğer devresi.....	38
4.3. IGBT akım-gerilim karakteristiği.	38
4.4. IGBT' nin transfer karakteristiği.	39
5.1. Asenkron motorun genel yapısı	41
5.2. Asenkron motorun stator ve rotor görünümü.....	42
5.3. Sincap kafesli rotor genel görünümü	43
5.4. Bilezikli rotor genel görünümü	44
5.5. Üç fazlı asenkron motorun manyetik düzlemde gösterimi.....	45
5.6. Asenkron motor kayma-hız karakteristiği.....	47
5.7. Üç fazlı bir asenkron motorun bir fazı için transformatör eşdeğer devresi.....	50
5.8. Üç fazlı bir asenkron motorun bir fazı için primere indirgenmiş eşdeğer devresi.	50
5.9. Asenkron motorda moment-hız karakteristiği.....	53
5.10. Değişken stator gerilimi için moment-hız karakteristiği	55
5.11. Kutup sayısına bağlı moment-hız karakteristiği.....	56
5.12. Asenkron motor rotorunun direnci.....	56
5.13. Asenkron motor rotor direnci artırıldığında moment-hız karakteristiği.....	57
5.14. V/f oranı sabit kaldığında gerilim ve frekansın değiştirilmesi metodunda moment-hız karakteristiği.	58
5.15. Ara devreli frekans çevirici şeması.	59
5.16. Ara devreli frekans çevirici çeşitleri: a) akım ara devreli, b) kontrollü doğrultucu ile denetlenen gerilim ara devreli, c) doğru akım konverteri ile denetlenen gerilim ara devreli, d) PWM' li sabit ara devreli.	61
6.1. Oluşturulan taşıyıcı ve referans sinyalleri bloğu.....	63
6.2. Taşıyıcı ve referans sinyallerinin görüntüsü.	64
6.3. İnverterde A fazı için anahtarlama sinyalleri bloğu.....	65
6.4. İnverterde B fazı için anahtarlama sinyalleri bloğu.	66
6.5. İnverterde C fazı için anahtarlama sinyalleri bloğu.	67
6.6. 3 fazlı 7 seviyeli inverter için oluşturulan H köprüleri bloğu.	68
6.7. Yükün inverter devresine bağlantı bloğu.	69

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
6.8. İnverter devresi faz-nötr çıkış gerilimleri: a) genliği, b) FFT' si.....	70
6.9. İnverter devresi çıkış akımları a) genliği, b) FFT' si.....	71
6.10. İnverter devresi faz-faz çıkış gerilimleri: a) genliği, b) FFT' si.....	72
6.11. Filtre devresinin bağlantı bloğu.....	73
6.12. Kesim frekansında L-C filtrenin kazanç - frekans eğrisi.....	74
6.13. Yükün filtrelenmesi sonucu faz-nötr çıkış gerilimleri: a) genliği, b) FFT' si.....	75
6.14. Yükün filtrelenmesi sonucu çıkış akımları: a) genliği, b) FFT' si.....	76
6.15. Yükün filtrelenmesi sonucu faz-faz çıkış gerilimleri: a) genliği, b) FFT' si.....	77
6.16. İnverter devresine asenkron motor bloğunun bağlantısı.....	78
6.17. Asenkron motorun statorunda elde edilen faz gerilimleri: a) genliği,b)FFT' si.....	80
6.18. Asenkron motorun statorunda elde edilen faz akımları: a) genliği, b) FFT' si.....	81
6.19. Asenkron motorun rotorunda elde edilen faz akımları.....	82
6.20. Asenkron motorun çıkışında elde edilen elektromanyetik tork.....	82
6.21. Asenkron motorun rotor hızı.....	83
6.22. Bir sisteme ait geri beslemeli denetim blok şeması.....	84
6.23. Asenkron motorun hız kontrolü için oluşturulan PI denetleyici ile blok şeması.....	85
6.24. Asenkron motorun hız kontrolü için oluşturulan PI kontrol bloğu.....	85
6.25. Referans sinyalin oluşturulması için gerekli denklem bloğu.....	86
6.26. PI kontrol bloğundan elde edilen hata grafiği.....	86
6.27. Asenkron motorun temel frekansının zamana bağlı değişimi.....	87
6.28. İnverterde kullanmak için elde edilen referans sinyali.....	87
6.29. Hız kontrolü yapılan asenkron motor için statorunda elde edilen faz gerilimleri:	
a) genliği, b) FFT' si.....	88
6.30. Hız kontrolü yapılan asenkron motor için statorunda elde edilen faz akımları:	
a) genliği, b) FFT' si.....	89
6.31. Hız kontrolü yapılan asenkron motor için rotorunda elde edilen faz akımları.....	90
6.32. Hız kontrolü yapılan asenkron motorda elde edilen elektromanyetik tork.....	90

ÇİZELGELER DİZİNİ

<u>Çizelge</u>	<u>Sayfa</u>
2.1. Yarım köprülü inverterdeki anahtarlama durumları.....	8
2.2. Tam köprülü inverterdeki anahtarlama durumları.	10
2.3. 3 seviyeli diyot kenetlemeli inverter anahtarlama durumları.....	14
2.4. 5 seviyeli diyot kenetlemeli inverter anahtarlama durumları.....	16
2.5. 5 seviyeli kondansatör kenetlemeli inverter anahtarlama durumları.....	19
2.6. 5 seviyeli kaskad bağlı inverter anahtarlama durumları.....	22
2.7. Çok seviyeli inverter topolojilerinde kullanılan devre elemanları yönünden karşılaştırılması.	23

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
π	Pi sayısı (3.14)
V, E	Volt
A	Amper
f	Frekans
D	Diyot
Q	Anahtarlama elemanı (Mosfet, IGBT vb.)
C	Kapasite
L	İndüktans
R	Direnç
W	Watt
Nm	Tork
F	Farad
H	Henry
t	Zaman
s	saniye
PI	Proportional Integral

Kısaltmalar

<u>Kısaltmalar</u>	<u>Açıklama</u>
DC	Doğru akım
AC	Alternatif akım
THD	Toplam harmonik distorsiyon (toplam harmonik bozulum)
BJT	Bipolar jonksiyonlu tranzistör
MOSFET	Metal oksit yarı iletken alan etkili tranzistör
IGBT	İzole kapılı bipolar tranzistör
PWM	Darbe genişlik modülasyonu
SPWM	Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu
EMK	Elektromotor kuvvet
FFT	Fast fourier transform

1. GİRİŞ

Yapılan bu tez çalışmasında üç fazlı yedi seviyeli inverter devresinin Matlab / Simulink' te tasarımı yapılmış ve asenkron motorun V/f oranı sabit tutularak hız kontrolü yapılmıştır. Bu bölümde öncelikle tasarlanan devrede kullanılan argüman, devre elemanı, kontrol yöntemi ve topolojiler için kısa bilgi ve bunların önemli avantajları verilmiştir.

İnverterlerin bir yükü veya şebekeyi beslediği sistemlerde aranan ortak özellik, inverter çıkış geriliminin harmonik seviyelerinin çok düşük olması, başka bir deyişle gerilim dalga şeklinin sinüs formuna olabildiğince yaklaşmış olmasıdır. Talep edilen bu özellik doğrultusunda birçok inverter çeşitleri geliştirilmiş ve çok seviyeli inverter sistemleri literatüre kazandırılmıştır (Beşer, 2009).

İnverterlere eviricilerde denmektedir. İki seviyeli inverterler yarım köprü bağlantılı en temel inverter modelidir. Yarım köprü bağlantılı iki inverterin yan yana gelmesiyle tam köprü inverter modeli oluşmaktadır.

İki seviyeli gerilim kaynaklı inverterlerde artan anahtarlama frekansı daha kaliteli bir dalga şeklinin oluşmasını sağlayamadığından geleneksel inverterlerde genelde yüksek anahtarlama frekansları ve çeşitli darbe genişlik modülasyon (PWM) stratejileri kullanılır. Fakat orta ve yüksek güçlü uygulamalarda geleneksel inverterlerin verimleri düşüktür ve büyük transformatörler kullanılması nedeni ile fiyatın yükselmesi gibi dezavantajlara da sahiptir. Yarı iletken anahtarların anahtarlama problemleri ve bunların birbirine seri bağlanmaları sonucu ortaya çıkan problemler yüksek güçlü inverter kullanımını sınırlar. Bu nedenle çok seviyeli inverterler (Multilevel inverters) yüksek güç uygulamalarında tercih edilmektedir (Kouro, 2010). Üç fazlı inverter modeli bir adet tam köprü ve bir adet yarım köprü inverterden oluşmaktadır. Üç adet oluşan koldan aralarında 120° şer derece faz farkı olan inverter çıkış gerilimi elde edilir. Çok seviyeli inverter modeli üç fazlı uygulanarak devrelerde, yüksek güç elde edilmekte ve toplam harmonik bozulmuş azaltılmaktadır.

BJT yarı-iletken anahtarlama elemanlarında iletim iç direnci küçük olduğu için iletim kayıpları düşüktür. Fakat anahtarlama süresinin yüksek olmasından dolayı anahtarlama kayıpları da yüksektir. MOSFET ise BJT' de bulunan bu özelliklerin tam tersini taşır. 1980'li yıllarda BJT' nin ve MOSFET' in avantajlarını üzerinde bulunduran IGBT' ler tasarlanmıştır. Bu nedenle inverter devrelerinde anahtarlama devre elemanı olarak IGBT' ler tercih edilmektedir.

Asenkron motorlar genel olarak stator ve rotor olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. Stator, asenkron motorların duran kısmıdır. Rotor ise dönen kısmıdır. asenkron motorlar diğer elektrik motorlarına göre daha ucuzlardır ve bakıma daha az ihtiyaç duyarlar. Tehlikeli ve kirli ortamlarda çalışabilirler. Bu gibi sebeplerden dolayı asenkron motorların kullanılma oranı artmıştır. Artan kullanıma bağlı olarak asenkron motorların farklı işlerde farklı hızlarda çalıştırılma ihtiyacı doğmuştur (Boduroğlu, 1988).

Asenkron motorlar direkt olarak şebeke geriliminden beslendiğinde kutup sayıları ve şebeke frekansına göre belirli bir sabit hızda dönerler. Asenkron motorların değişik hızlarda çalıştırılabilmesi için değişken genlikli gerilim ve frekans üretebilen kaynaklardan beslenmeleri gerekmektedir. İnverterler tarafından beslendiklerinde, asenkron motorların hızını değiştirmek mümkün hale gelmektedir (Bose, 1997). Asenkron motorun hız kontrolü için çeşitli yöntemler mevcuttur. Fakat asenkron motorun V/f oranı sabit kalacak şekilde motora verilen gerilim ve frekans arttırıldığından, motordaki hava aralığı akışı, yani moment sabit kalmaktadır. Bu şekilde hız kontrolü yük momentinden bağımsız yapılabilmektedir. Bu amaçla asenkron motoru sürmek için PWM inverter kullanılmaktadır.

Bu tez çalışmasında ikinci bölümde, inverterin tanımı yapılmış, çalışma prensibi anlatılmış, beslenme kaynağı ve faz sayısı açısından inverter çeşitleri anlatılmıştır. Çok seviyeli inverterin avantajları anlatılmış ve çok seviyeli inverter topoloji çeşitleri incelenmiştir. Ayrıca inverterlerde harmonik bozulumu anlatılmıştır.

Üçüncü bölümde, SPWM tekniğinin tanımı yapılmış, inverterlerde ne maksatla kullanıldığı anlatılmış, SPWM tekniğinde kullanılan sinyallerin özellikleri ile taşıyıcı sinyalin yerleştirilme topoloji çeşitleri incelenmiş, SPWM tekniğinin çok seviyeli inverterlerde kullanımı anlatılmıştır.

Dördüncü bölümde, IGBT' nin diğer anahtarlama elemanlarına göre avantajları, IGBT' nin yapısı, akım-gerilim karakteristikleri, yalıtım durumu ve iletim durumu anlatılmıştır.

Beşinci bölümde, asenkron motorların yapısı, çalışma prensibi, boşa çalışması, yüklü çalışması ve eşdeğer devresi anlatılmış, asenkron motora ait parametrelerin denklemleri ile asenkron motorda hız-moment karakteristiği incelenmiş ve asenkron motor hızının kontrol teknikleri anlatılmıştır.

Altıncı bölümde, üç fazlı yedi seviyeli inverter devresi tasarlanmıştır. İnverter çıkışına bağlanan R-L yükünden elde edilen gerilim ve akım sinyallerinin toplam harmonik bozulumu

azaltmak ve gerilim sinyalini sinüse çevirmek için L-C devresi tasarlanmıştır. Tasarlanan bu devre il asenkron motor sürülmüştür. Asenkron motorun performans parametreleri ölçülmüştür. PI denetim birimi kullanılarak asenkron motorun V/f oranı sabit tutularak hız kontrolü yapılmıştır.

Literatür araştırması yaptığımızda; Deniz, (2005) tarafından gerçekleştirilen çalışmada Matlab/Simulink programında sinüzoidal darbe modülasyonu ile kaskad bağlı ve diyot kenetlemeli inverterin üç ve beş seviyeli direnç ve bobinden oluşan yükte uygulamaları yapılmıştır. Bu devrelerde elde edilen sonuçları karşılaştırmak için iki seviyeli inverter devresi de tasarlanmıştır. Ayrıca 5 seviyeli inverter ile üç fazlı asenkron motorun V/f kontrolü yapılmıştır.

Kerem, (2012) tarafından gerçekleştirilen çalışmada çok seviyeli inverter topolojisine alternatif 6 adet IGBT ile üç seviyeli inverter devresi oluşturmuştur. Yapılan simülasyon çalışmasında PI denetleyici ile kontrol yapmıştır. Denetleyiciden elde edilen sinyaller ile 6 adet IGBT'li 3 seviyeli inverterdeki yarıiletken anahtarların çalışması için gerekli sinyaller üretilmiştir. Bu sinyaller, uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği ile elde edilmiştir. Simülasyonu yapılan inverter devresinin performansı incelenmiştir.

Önder, (2010) tarafından gerçekleştirilen çalışmada darbe genişlik modülasyonlu inverterler incelenmiştir. Basamaklı çok seviyeli inverter devresi ile asenkron motor çalıştırılarak Matlab / Simulink'te simülasyonu yapılmıştır. Basamaklı çok seviyeli inverterin anahtarlama açılarının hesabı için Newton-Raphson metodunu ile MATLAB kodları oluşturulmuş, hesaplamalar sonucu elde edilen anahtarlama açıları simülasyon yapılmıştır. Yük olarak 4 kW çıkış gücünde asenkron motor kullanılmıştır.

Kocalmış, (2005) tarafından gerçekleştirilen çalışmada uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği ile kontrol edilen inverterler incelenmiştir. Uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği kullanılarak üç seviyeli izoleli DC kaynaklı kaskad bağlı çok seviyeli inverterin simülasyonu Matlab / Simulink' te yapılmıştır.

Kırçay, (2001) tarafından gerçekleştirilen çalışmada IGBT anahtarlama elemanı kullanılarak PWM inverter tasarlanmış ve üç fazlı motorun hız kontrolü yapılmıştır. Z-80 mikroişlemcisi ile elde edilen sayısal sinyaller DAC0800 sayısal-analog dönüştürücü kullanarak üç faz referans sinyaller oluşturulmuştur. Sinüzoidal referans sinyaller üçgen dalga üreten devreden elde edilen sinyallerle komparatör biriminde karşılaştırılmış, böylece PWM

anahtarlama sinyalleri elde edilmiştir. Tasarlanan inverter devresi ile üç fazlı asenkron motorun hız kontrolü yapılmıştır.

Gün, (2001) tarafından gerçekleştirilen çalışmada 3 fazlı asenkron motorun hız kontrolü bilgisayar üzerinden olmuştur. Darbe genişlik modülasyonlu inverter devresi tasarlanmıştır. Devrede; doğrultucu, güç devresi, MOSFET tetikleme devresi, ileri-geri kontrol ünitesi, analog kanal seçici ünitesi, maksimum-minimum devir ayarı ünitesi, sıcaklık kontrol ünitesi, boost devresi, eeprom ünitesi ve zamanlayıcı ünitesinden oluşmaktadır. 5.5 kW gücünde asenkron motorun hız kontrolü için güç katı tasarlanmıştır. Kanal1' e bağlı potansiyometre ile asenkron motorun hızı ayarlanabilmektedir. Kanal 2 ile paralel port üzerinden DAC birimiyle asenkron motor için hassas bir kontrol sağlanabilmektedir.

Çelik, (2004) tarafından gerçekleştirilen çalışmada inverterin kontrolü için modülasyon teknikleri çeşitlerinin ile Matlab / Simulink' te simülasyon çalışmaları yapılarak detaylı bir karşılaştırma olmuştur. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonlu inverter ile asenkron motorun V / f hız kontrolü yapılmıştır.

Solmaz, (2003) tarafından gerçekleştirilen çalışmada darbe genişlik modülasyonu kullanılarak asenkron bir motorun hız kontrolünün uygulaması yapılmıştır. Bu çalışmada üç faz anahtarlama sinyalleri ve asenkron motorun hız kontrolünü yüksek hızlı bir mikroişlemci olan PIC18F458 ile yapılmıştır. Mikroişlemci ile asenkron motor arasında veri iletişiminde; yüksek gerilim ve frekanslarda çalışabilen, açma/kapama süreleri çok küçük olan IGBT yarı-iletken anahtarlar kullanılmıştır.

Güzel, (2004) tarafından gerçekleştirilen çalışmada SPWM tekniği ile üç fazlı kaskad bağlı inverter tasarlanmıştır. PI denetleyici, inverter devresinde asenkron motorun hız kontrolü için kullanılmıştır. Asenkron motorun ve inverterin farklı inverter seviyelerindeki sonuçlarını elde etmek için simülatör tasarlanmıştır. Simülatör, C# programlama dili ile yazılmıştır. Simülatör grafiksel bir ara yüze sahiptir. Bu simülatör ile üç fazlı kaskad bağlı; üç seviyeli, beş seviyeli, yedi seviyeli, dokuz seviyeli, on bir seviyeli, on üç seviyeli, on beş seviyeli ve on yedi seviyeli inverter simülasyonları yapılmıştır. Sonuç olarak eviricinin çıkışındaki seviye sayısı arttıkça dalga şekillerindeki toplam harmonik bozulmalar azalmıştır.

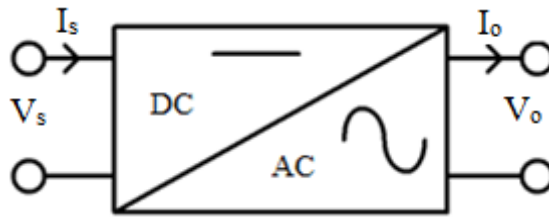
Bague, (2018) tarafından gerçekleştirilen çalışmada tasarlanan sistem asenkron motor kullanılan elektrikli bir taşıtta uygulanacaktır. Daha sonra bu motoru dinamik sistemde uygulaması için doğrudan moment kontrolü gerçekleştirilmiştir. Matlab / Simulink' te bulunan

simülasyon sonuçları % 3.5' luk toplam harmonik bozulumu ve 50 kW' lık güç ile elektrik ve mekanik davranışının uygun olduğunu göstermiştir. Sonuçlar asenkron motorun boşa ve yüklü durumlarında gösterilmiştir. Asenkron motorun boşa ve yüklü olma durumunda kalkınma akımları sırasıyla 5 A ve 40 A' dir.



2. İNVERTER ÇALIŞMA PRENSİBİ VE ÇEŞİTLERİ

İnverter (evirici), DC giriş akımını AC çıkış akımına çevirir. DC-AC inverter sisteminin temel blok şeması Şekil 2.1.' de gösterilmektedir. İnverter sistemi, transformatör, bobin (L), kondansatör (C) ve direnç (R) gibi reaktif bileşenler ve anahtarlama elemanlarını içerir. (Agrawal, 2000).



Şekil 2.1. İnverter temel blok şeması.

V_s : DC giriş gerilimi, V_o : AC çıkış gerilimi, I_s : DC giriş akımı, I_o : AC çıkış akımıdır.

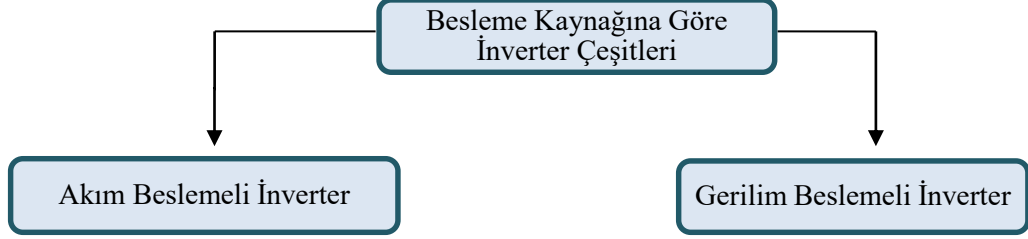
İnverterler batarya, güneş paneli ya da farklı bir DC kaynaktan aldıkları gerilimi, AC gerilime dönüştürerek kesintisiz güç kaynakları, AC gerilim kaynakları, endüksiyonlu ısıtma, anahtarlama güç kaynakları gibi birçok alanda uygulaması vardır.

DC-AC inverter sistemi DC giriş gerilimini, tek faz ya da üç faz sinyal kullanılarak istenilen genlik ve frekansta AC çıkış gerilimine çevirir. Frekans sabit ise çıkış gerilimi sabit, frekans değişken ise çıkış gerilimi değişkendir. İnverter kazancı sabit tutulup, DC giriş gerilimi değiştirilerek değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir. Ayrıca, DC giriş gerilimi sabit ve kontrol edilemiyor ise, değişken bir çıkış gerilimi elde edilmesi için invertere genellikle darbe genişlik modülasyonu uygulanır ve inverter kazancı değiştirilir (Rashid, 2003).

DC giriş geriliminin ilk yarım periyotta pozitif yönde ve ikinci yarım periyotta negatif yönde yüke uygulanması inverterlerin temel çalışma prensibidir. Devrenin çalışma periyodu bu iki yarım periyodun toplamı ile belirlenir. Bu çalışma BJT, MOSFET, IGBT gibi yarıiletken elemanlara anahtarlama yaptırılarak sağlanabilir (Bodur, 2010).

İnverterler besleme kaynağına, faz sayısına ve seviye sayısına göre sınıflandırılabilir.

2.1. Besleme Kaynağına Göre İverter Çeşitleri

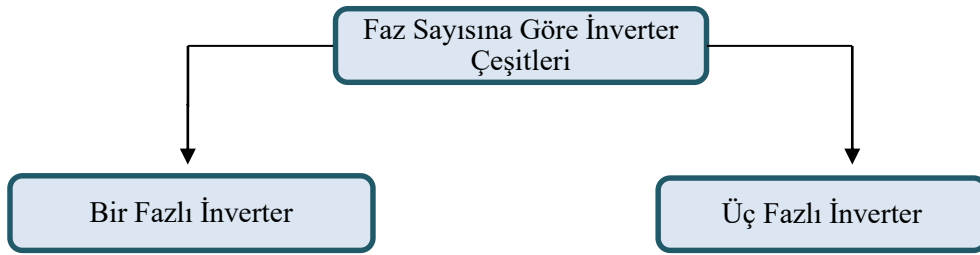


Şekil 2.2. Besleme kaynağına göre inverterlerin sınıflandırılması.

İnverterler besleme kaynağı açısından iki kısımdır. Giriş gerilimi sabit kalıyorsa gerilim beslemeli inverter, giriş akımı sabit kalıyorsa akım beslemeli inverter olarak adlandırılır. Gerilim kaynaklı inverterler direnç ve endüktif yüklere güç sağlamak için sabit tork çalışması gerektiren AC motor uygulamaları için uygundur. Akım kaynaklı inverterler ise büyük kapasitif yükler ve AC gerilim baralarına güç sağlamak için uygundur. Gerilim beslemeli inverterler endüstriyel uygulamalarda daha çok kullanılmaktadır (Agrawal, 2000).

2.2. Faz Sayısına Göre İverter Çeşitleri

İnverterler bir fazlı ya da çok fazlı olarak da tasarlanabilmektedir. Çok fazlı inverterler genellikle üç fazlı olarak tasarlanmaktadır. Bu sınıflandırmaya göre de inverterler faz sayılarına göre; tek fazlı ve üç fazlı inverter olarak ikiye ayrılır.



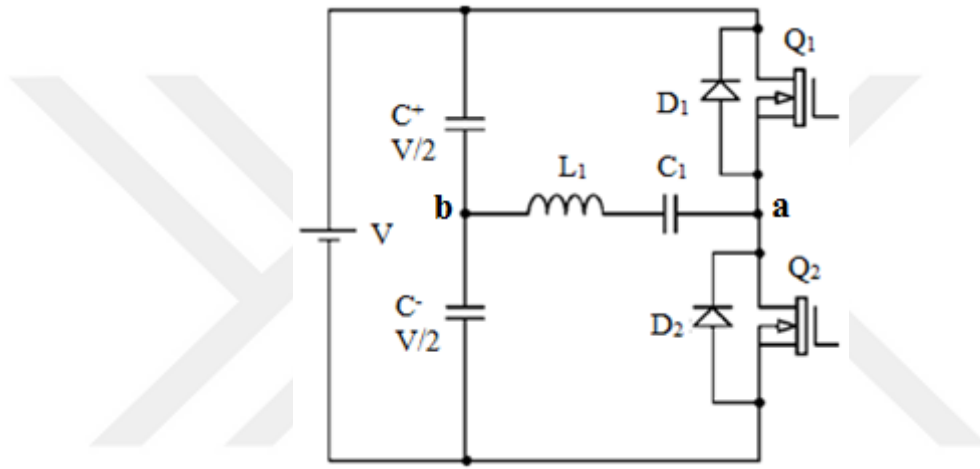
Şekil 2.3. Faz sayısına göre inverterlerin sınıflandırılması.

2.2.1. Bir fazlı inverterler

Bir fazlı inverterler yarım köprü inverterler ve tam köprü inverterler olmak üzere iki farklı uygulamasını görmek mümkündür. Bunların yanında farklı itme-çekme (push-pull) inverter gibi düşük güçlerde farklı uygulamaları da görmek mümkündür.

Yarım köprülü inverterler

Yarım köprülü inverterler en temel halde iki seviyeli inverterler olarak da adlandırılmaktadır. Her birisi sabit bir gerilim değerine ($V/2$) sahip iki kondansatör inverterin nötr çıkışını oluşturmaktadır. İnverterin çalışması esnasında oluşacak harmoniklerin düşük dereceli olması için C^+ ve C^- kondansatörlerinin yüksek değerde seçilmesi gerekmektedir. İnverterin yapısından da anlaşılacağı üzere her bir anahtarlama süresinde Q_1 ve Q_2 anahtarlarından sadece bir tanesi iletim durumunda olmalıdır.



Şekil 2.4. Bir fazlı yarım köprülü inverter.

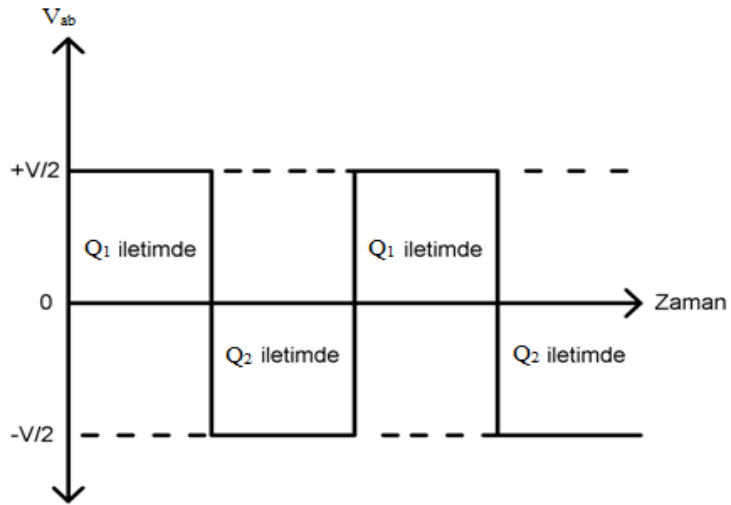
Buna göre inverterde, her bir anahtarın ayrı ayrı iletimde olduğu 2 durum söz konusudur.

Çizelge 2.1. Yarım köprülü inverterdeki anahtarlama durumları.

Durum	Anahtarlama Durumu	$V_{ab} = V_a - V_b$
1	Q_1 iletimde	$+V/2$
2	Q_2 iletimde	$-V/2$

Anahtar ve dolayısıyla sürücü sayısının az olması sebebi ile tercih edilse dahi giriş geriliminin bölünmesi için gereken kondansatör gereksinimi ile DA baranın yüksek olma gerekliliği olumsuzluklarındandır.

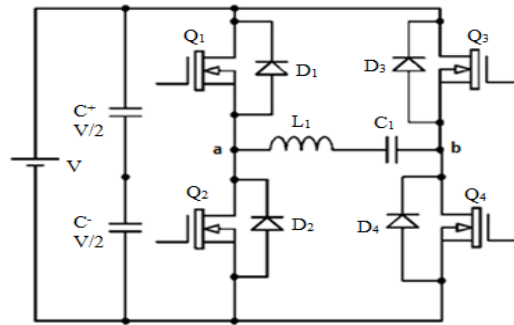
Anahtarlama elemanlarının açma-kapama durumuna göre yarım köprülü inverter çıkışında elde edilen gerilim işareti Şekil 2.5' de görülmektedir.



Şekil 2.5. Yarım köprülü inverter çıkışında elde edilen gerilim sinyali.

Tam köprülü inverterler

Tam köprülü inverterler üç seviyeli inverterler olarak da adlandırılmaktadır. Şekil 2.6.'da bir fazlı tam köprü inverter şeması görülmektedir. Bu inverterlerde 4 adet anahtar kullanılmaktadır. Çıkış geriliminin en yüksek değeri aynı DA bara için yarım köprü inverterlerin iki katı kadardır.



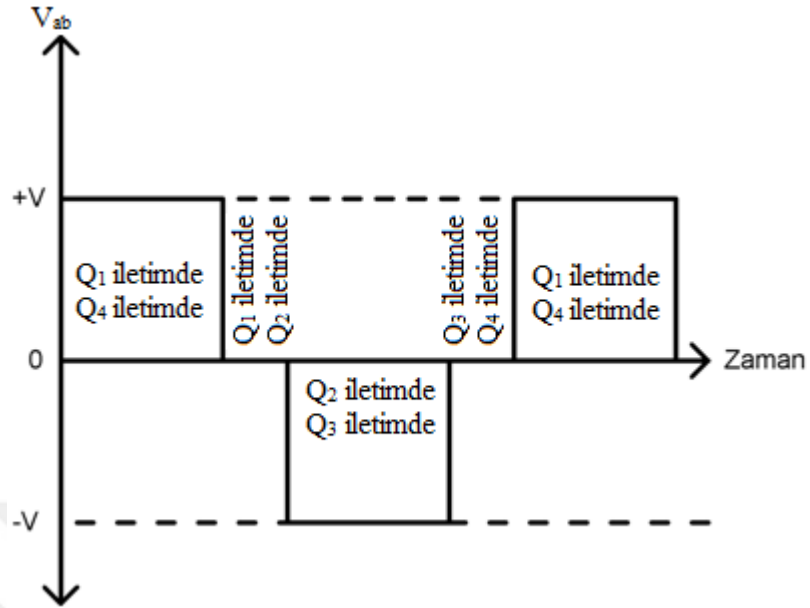
Şekil 2.6. Bir fazlı tam köprülü inverter.

Tam köprü konfigürasyonda 4 adet anahtarlama elemanı ve 4 adet diyot bulunmaktadır. Burada yük üzerindeki gerilim V_{ab} ' yi elde etmek için anahtarların çapraz çiftler halinde ilettime geçmesi ve kesime gitmesi gerekmektedir. Q_1 ve Q_4 anahtarları iletimde, Q_2 ve Q_3 kesimde iken a-b noktaları arasındaki gerilim $V_{ab} = V$, Q_1 ve Q_4 anahtarları kesimde, Q_2 ve Q_3 iletimde iken $V_{ab} = -V$ olur. Tam köprü inverter yapısında 0 seviyesini elde etmek için Q_1 ve Q_2 anahtarları iletimde iken Q_3 ve Q_4 anahtarları kesime getirilir veya tam tersi kombinasyon uygulanır. Bütün anahtarlar kesimde olduğunda $+V$ veya $-V$ gerilimi oluşur.

Çizelge 2.2. Tam köprülü inverterdeki anahtarlama durumları.

Durum	Anahtarlama Durumu	V_a	V_b	$V_{ab} = V_a - V_b$
1	Q_1 ve Q_4 iletimde	$V/2$	$-V/2$	V
2	Q_1 ve Q_2 iletimde	$V/2$	$V/2$	0
3	Q_3 ve Q_4 iletimde	$-V/2$	$-V/2$	0
4	Q_2 ve Q_3 iletimde	$-V/2$	$V/2$	$-V$
5	Bütün anahtarlar kesimde	$-V/2$ $V/2$	$V/2$ $-V/2$	$-V$ V

Anahtarlama elemanlarının açma - kapama durumuna göre tam köprülü inverter çıkışında elde edilen gerilim işareti Şekil 2.7' de görülmektedir.

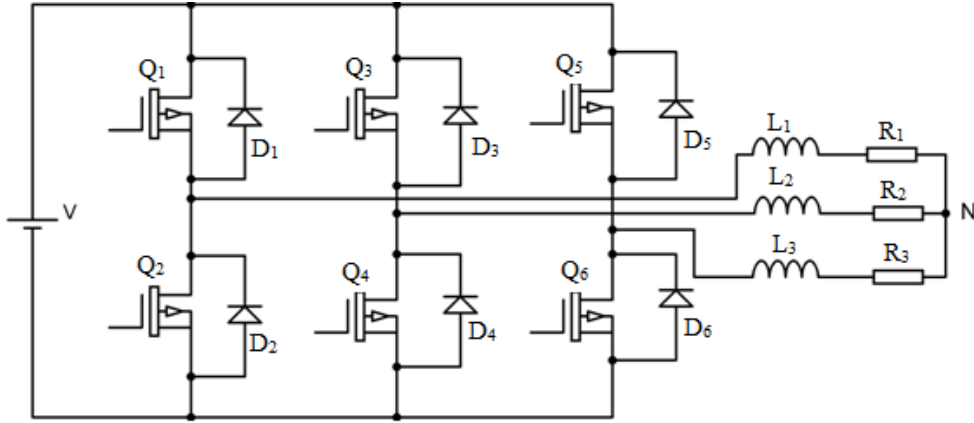


Şekil 2.7. Tam köprülü inverter çıkışında elde edilen gerilim sinyali.

2.2.2. Üç fazlı inverterler

Üç adet bir fazlı yarım köprü inverterden oluşan inverterin her bir yarım köprü kısmına inverter bir kolu ya da fazı denilmektedir. Aralarında 120° şer derece faz farkı olan üç denetim sinyali her bir inverter koluna verilir. Dolayısıyla inverter çıkış gerilimleri arasında 120° şer derece faz farkı oluşur.

İnverter çıkışının her bir kolundaki yük devre elemanları yıldız veya üçgen bağlantı yöntemiyle birleştirilerek nötr noktası elde edilir. İnverterin her fazından eşit güç çekildiğinde bu durum sorun oluşturmaz. Ancak kesintisiz güç kaynağı gibi uygulamalarda dengeli yük koşulu her zaman sağlanamayacağından bu tip uygulamalarda şebekenin nötr noktası ile yapay nötr noktası birleştirilir. Nötr noktası ile 3 fazdan elde edilen akım ve gerilim vektörel toplamı sıfır olur.



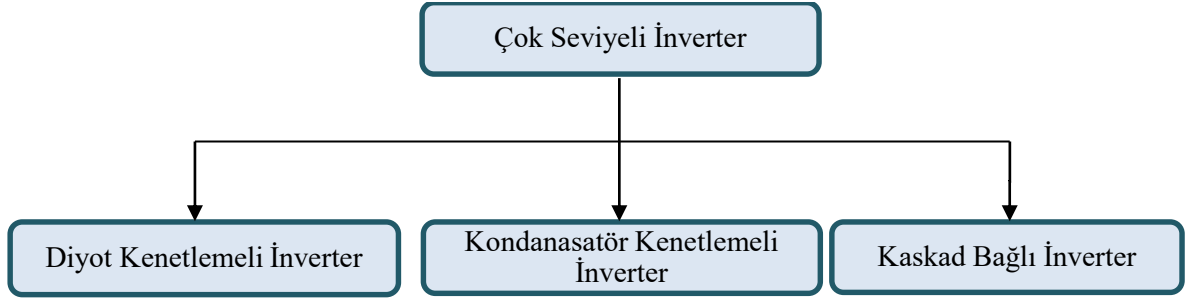
Şekil 2.8. Üç fazlı inverter devresi.

2.3. Çok Seviyeli İnverterler

Çok seviyeli inverterler geleneksel inverterlere göre daha fazla donanım içermektedir. İlk zamanlar bu nedenle bu inverter topolojisinin gelişimini engellese de yarı iletken teknolojisinde yaşanan gelişmelerle bu sistemin önü açılmıştır. İnverterdeki seviye kavramı giriş DA seviyesine göre çıkış gerilimin alabileceği değerlerin sayısı olarak açıklanabilir. Dolayısıyla çıkış gerilimindeki seviye adedi iki ise iki seviyeli, üç ise üç seviyeli olarak isimlendirilir. Çıkış gerilim seviyelerinin artırılması için geleneksel inverterlerden daha fazla yarı iletken anahtar ve donanım gereksinimi doğmaktadır.

İnverter çıkış gerilimi ideal bir sinüzoidal sinyal değildir. Elde edilen sinyal kare formundadır. Bu topoloji ile inverterde seviye sayısı artırılarak elde edilen sinyal formu sinüzoidal yaklaştırılır. Hatta seviye sayısı sonsuz değerde olursa çıkışta ideal sinüzoidal sinyal elde edilebilir. En temel çok seviyeli inverter üç seviyelidir.

Ayrıca düşük gerilim uygulamalarında da üç seviyeli topolojilerinin iki seviyeli inverterlere alternatif olabileceği, eleman sayıları, filtre boyutları, verimleri gibi değerler incelendiğinde orta ve yüksek frekans bölgesinde çalışmada üç seviyeli topolojilerin şebeke, sürücü, doğrultucu uygulamaları için daha ekonomik olabileceği belirtilmiştir (Teichmann ve Bernet, 2005).



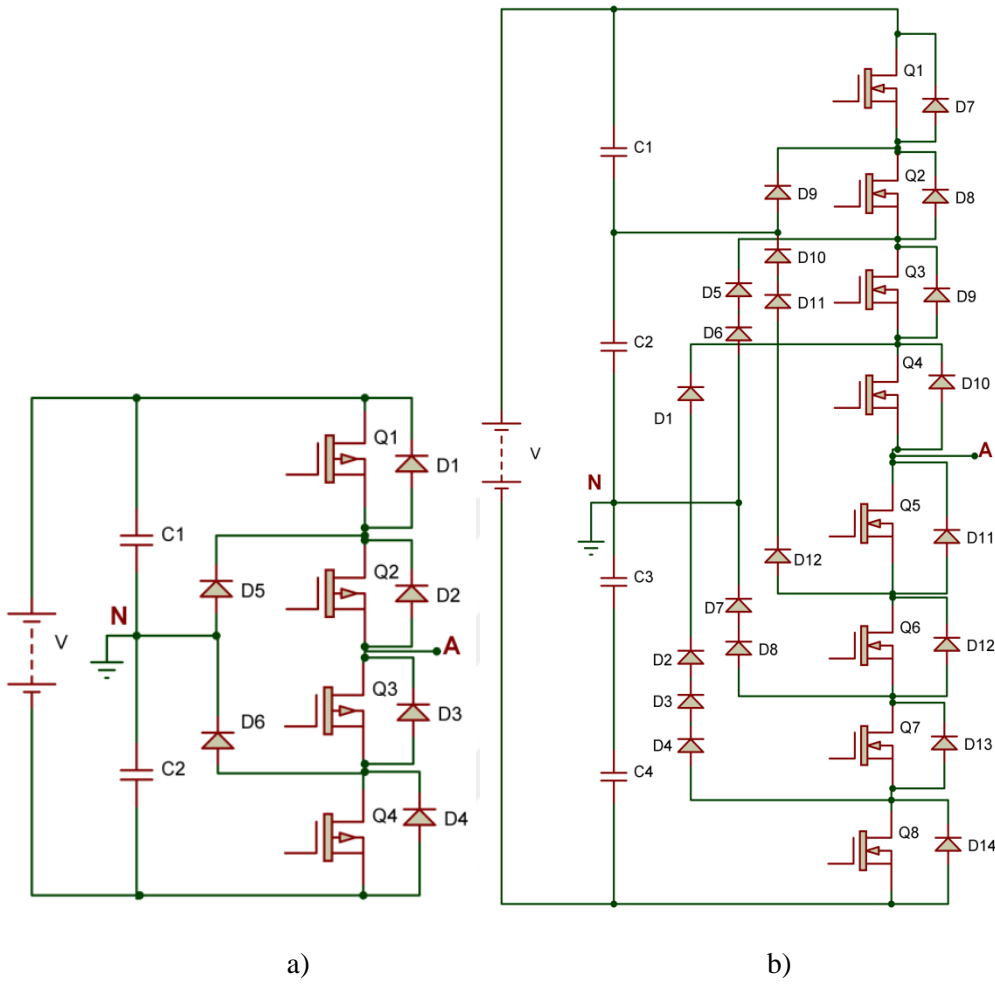
Şekil 2.9. Çok seviyeli inverterlerin sınıflandırması.

2.3.1. Diyot kenetlemeli inverter

İlk pratik diyot kenetlemeli inverter 1981 yılında Nabae tarafından gerçekleştirilmiştir ve günümüzde oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Tek fazlı üç-seviyeli ve beş seviyeli diyot kenetlemeli inverterlerin devre yapısı Şekil 2.10' da verilmiştir. (Kocalmış, 2005).

Diyot kenetlemeli inverterde, inverter seviyesi n ise giriş hat kondansatörleri $n-2$ ' dir. Giriş kondansatörlerinin orta noktası nötr uç seçilir. Her faz için bu topolojide $(n-1) \times (n-2)$ tane kenetleme diyotu kullanılır. Seviye sayısı artırılarak çıkış geriliminin harmonik distorsiyonu azaltılır. Bütün fazların aynı DC barayı kullanması, reaktif güç akışının kontrol edilebilmesi, gibi avantajları vardır.

Fakat giriş kondansatörlerinin gerilim dengesizliği, çıkış geriliminin kolay bir şekilde elde edilememesi, seviye sayısı arttıkça devrenin karmaşık hale gelmesi ve kondansatör sayısının artması ise diyot kenetlemeli inverterlerin dezavantajlarındandır.



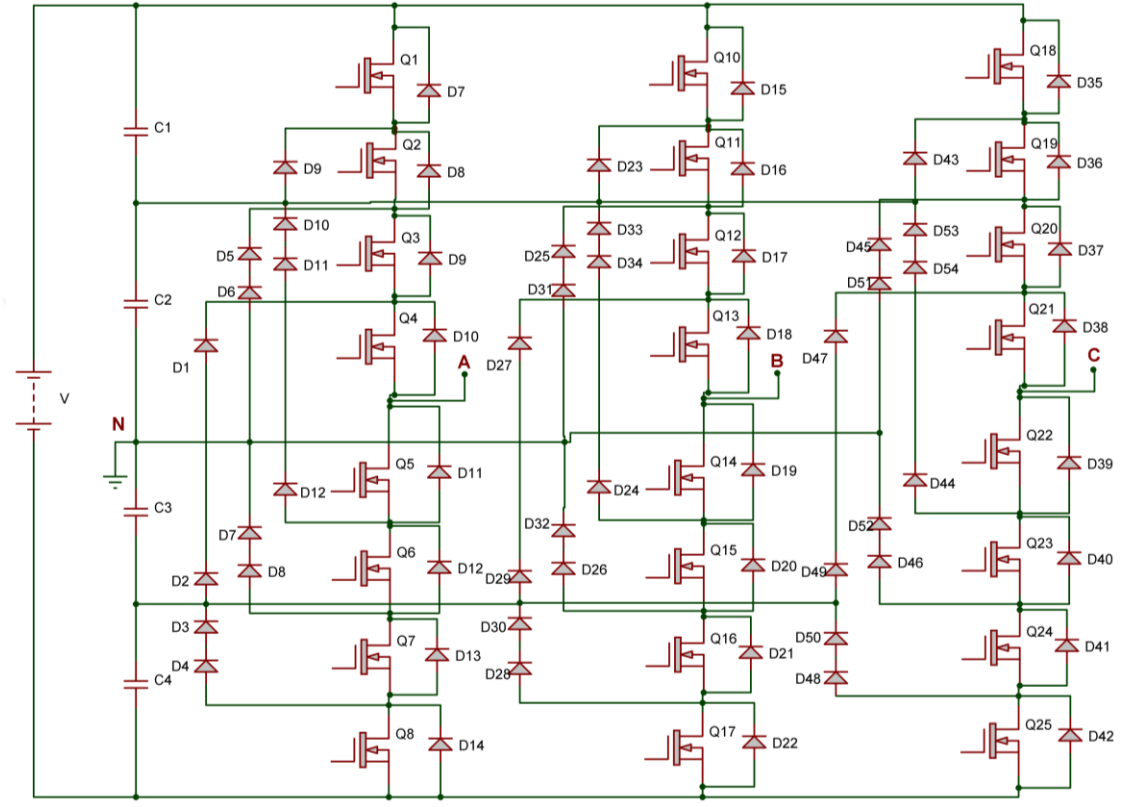
Şekil 2.10. Tek fazlı diyot kenetlemeli inverter çeşitleri: a) 3 seviyeli diyot kenetlemeli inverter, b) 5 seviyeli diyot kenetlemeli inverter.

Tek fazlı üç seviyeli diyot-kenetlemeli inverterin anahtarlama durumları Çizelge 2.3'te gösterilmiştir. Anahtarlama elemanlarının durumunda 0 değeri için kesimde, 1 değeri için iletimdedir. V_{AN} çıkış gerilimi için Q_1 ve Q_2 iletimde olduğunda $V/2$, Q_3 ve Q_4 iletimde olduğunda $-V/2$ ve Q_2 ve Q_3 iletimde olduğunda ise 0 volt değerinde olur.

Çizelge 2.3. 3 seviyeli diyot kenetlemeli inverter anahtarlama durumları.

Çıkış Gerilimi	Anahtarlama Durumları			
	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
$V/2$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-V/2$	0	0	1	1

Diyot kenetlemeli inverterlerin 3 fazlı 5 seviye için devre bağlantısı Şekil 2.11.' de verilmiştir. Bu inverter devresi incelendiğinde her bir faz kolunda 5 seviye için 4 adet kondansatörün ve 12 adet kenetleme diyotunun kullanıldığı görülmektedir.



Şekil 2.11. 3 fazlı 5 seviyeli diyot kenetlemeli inverter.

3 fazlı 5 seviyeli inverterin örnek olarak A faz kolu için yapılan anahtarlama durumları ve elde edilen çıkış gerilimi Çizelge 2.4.' te verilmiştir.

Çizelge 2.4. 5 seviyeli diyot kenetlemeli inverter anahtarlama durumları.

Çıkış Gerilimi	Anahtarlama Durumları							
	Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄	Q ₅	Q ₆	Q ₇	Q ₈
V/2	1	1	1	1	0	0	0	0
V/4	1	1	1	0	1	0	0	0
	0	1	1	1	0	0	0	1
	1	0	1	1	0	0	1	0
0	1	1	0	0	1	1	0	0
	0	0	1	1	0	0	1	1
	1	0	1	0	1	0	1	0
	1	0	0	1	0	1	1	0
	0	1	0	1	0	1	0	1
	0	1	1	0	1	0	0	1
-V/4	1	0	0	0	1	1	1	0
	0	0	0	1	0	1	1	1
	0	0	1	0	1	0	1	1
-V/2	0	0	0	0	1	1	1	1

3 fazlı 5 seviyeli diyot kenetlemeli inverterin A fazı için yapılan anahtarlamalarda çıkışta V/2 gerilimini elde etmek için; Q₁, Q₂, Q₃, Q₄ anahtarları iletimde ve Q₅, Q₆, Q₇, Q₈ anahtarları kesimde olmalıdır. V/4 gerilim değerini elde etmek için örnek olarak Q₁, Q₃, Q₄ ve Q₇ anahtarları iletimdedir ve diğer anahtarlar kesimdedir. Bu şekilde çıkış gerilimi anahtarlama iletimde olan anahtarlama elemanları üzerine düşen gerilim değerinden $V_{AN} = 3V/8 - V/8 = V/4$ elde edilir.

2.3.2. Kondansatör (Kapasitör) kenetlemeli inverter

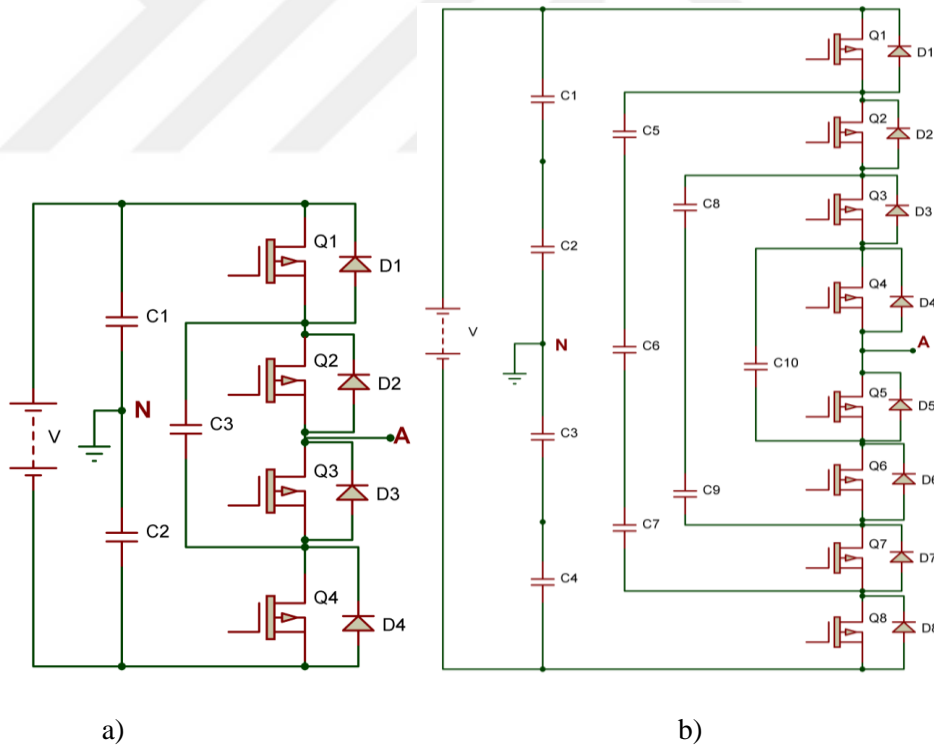
Kondansatör kenetlemeli inverter yapısı Nabae ve arkadaşları tarafından önerilen nötr kenetli ve diyot kenetli inverter yapısına alternatif olarak 1992 yılında Meynard tarafından önerilmiştir. Kondansatör kenetli inverterin temel yapısı diyot kenetli invertere benzemektedir. Kondansatör kenetlemeli inverter topolojisi seri bağlanmış kondansatör kenetlenmiş anahtarlama hücreleri gerektirir. Bu topoloji diyot-kenetlemeli inverter ile kıyaslandığında birçok özgün ve etkileyici özelliklere sahiptir. Bu özelliklerin en önemlisi kenetleme diyotlarına ihtiyaç duyulmamasıdır. Kondansatör kenetlemeli inverter, diyot kenetlemeli invertere benzemektedir. Bununla birlikte kapasitör kenetlemeli inverter topolojisi çıkış dalga şeklinin meydana gelmesinde daha fazla esnekliğe sahiptir. DC hat kondansatörleri gerilimin

dengelemesine yardımcı olur. Bu inverter bağımsız kapasitörlerin anahtarlama gerilimlerini bir kapasitör gerilimine kenetlediği için "flying capacitor" inverter olarak da adlandırılır (Sarıkkurt, 2010).

Bu inverter topolojisinde de seviye sayısı artırıldığında çıkış geriliminde oluşan toplam harmonik distorsiyon azalır. Kenetleme kondansatörleri kullanıldığı için yüksek seviyeli uygulamalarda uzun süre deşarj olmasıyla büyük ölçüde enerji tutması önemli avantajlarındanndır.

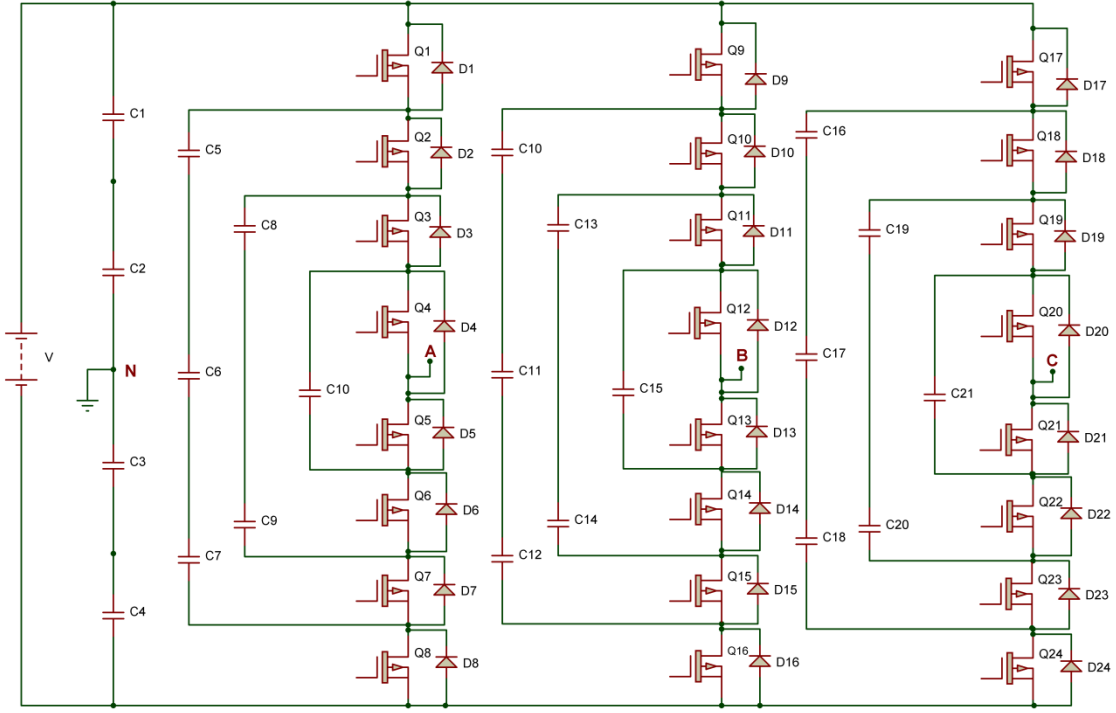
Dezavantajları için; kondansatörlerin sayıca fazla olması devreyi maliyetli kılmaktadır. Devrenin kontrolü seviye sayısı arttıkça zorlaşır. Ayrıca kenetleme kondansatörleri arasında parazitik rezonans ihtimali vardır.

3 seviyeli ve 5 seviyeli kondansatör kenetlemeli inverter devre şemaları Şekil 2.12' de verilmiştir.



Şekil 2.12. Tek fazlı kondansatör kenetlemeli inverter çeşitleri: a) 3 seviyeli kondansatör kenetlemeli inverter, b) 5 seviyeli kondansatör kenetlemeli inverter.

Bu topolojiye ait 3 fazlı 5 seviyeli inverter devre şeması Şekil 2.3.'te verilmiştir. Devre şeması incelendiğinde her bir faz için seviye sayısına n dersek; kenetleme kondansatör sayısı $(n-1) \times (n-2)/2$ ' dir. Bu devrede de her faz için 6 adet kenetleme kondansatörünün kullanıldığı hesaplanabilir.



Şekil 2.13. 3 fazlı 5 seviyeli kondansatör kenetlemeli inverter.

3 fazlı 5 seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin örnek olarak A faz kolu için yapılan anahtarlama durumları ve elde edilen çıkış gerilimi Çizelge 2.4.'te verilmiştir.

Çizelge 2.5. 5 seviyeli kondansatör kenetlemeli inverter anahtarlama durumları.

Çıkış Gerilimi	Anahtarlama Durumları							
	Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄	Q ₅	Q ₆	Q ₇	Q ₈
V/2	1	1	1	1	0	0	0	0
V/4	1	1	1	0	1	0	0	0
	0	1	1	1	0	0	0	1
	1	0	1	1	0	0	1	0
0	1	1	0	0	1	1	0	0
	0	0	1	1	0	0	1	1
	1	0	1	0	1	0	1	0
	1	0	0	1	0	1	1	0
	0	1	0	1	0	1	0	1
	0	1	1	0	1	0	0	1
-V/4	1	0	0	0	1	1	1	0
	0	0	0	1	0	1	1	1
	0	0	1	0	1	0	1	1
-V/2	0	0	0	0	1	1	1	1

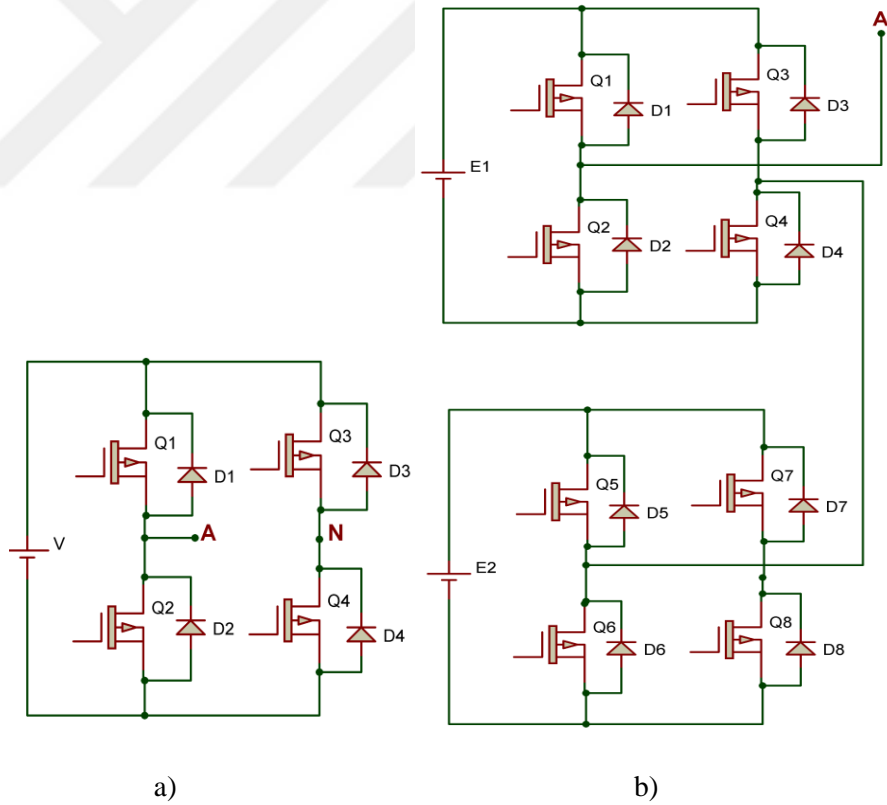
3 fazlı 5 seviyeli kondansatör kenetlemeli inverterin A fazı için yapılan anahtarlamalarda çıkışta V/2 gerilimini elde etmek için; Q₁, Q₂, Q₃, Q₄ anahtarları iletimde, Q₅, Q₆, Q₇, Q₈ anahtarları kesimde olmalıdır. V/4 gerilim değerini elde etmek için örnek olarak Q₂, Q₃, Q₄ ve Q₈ anahtarları iletimdedir ve diğer anahtarlar kesimdedir. Bu şekilde çıkış gerilimi anahtarlama iletimde olan anahtarlama elemanları üzerine düşen gerilim değerinden $V_{AN} = 3V/4 - V/2 = V/4$ elde edilir. Eğer başka bir örnek verecek olursak; çıkış gerilimi sıfır değeri elde etmek için Q₁, Q₂, Q₅, Q₆ iletimde diğerleri kesimde olduğu durumda $V_{AN} = V/2 - V/2 = 0$ olarak hesaplarız.

2.3.3. Kaskad bağlı inverter

Farklı DC kaynaklı ve çok seviyeli kaskad inverterler için farklı DC kaynak gerilimi oluşturmada akümülatör, yakıt hücreleri veya güneş pillerinden elde edilen DC gerilimden yararlanılır. Son zamanlarda bu yapı AC güç kaynaklarında ve güç sistemlerinde sıkça kullanılmaya başlanmıştır. Bu inverter topolojisi diğerlerine göre daha avantajlıdır. Çünkü Kenetleme diyot veya kondansatörleri gerektirmemektedir. Ayrıca DC kaynak gerilimine eşit değerde AC gerilim seviyesi elde edilebilmektedir (Bhagwat vd., 1983).

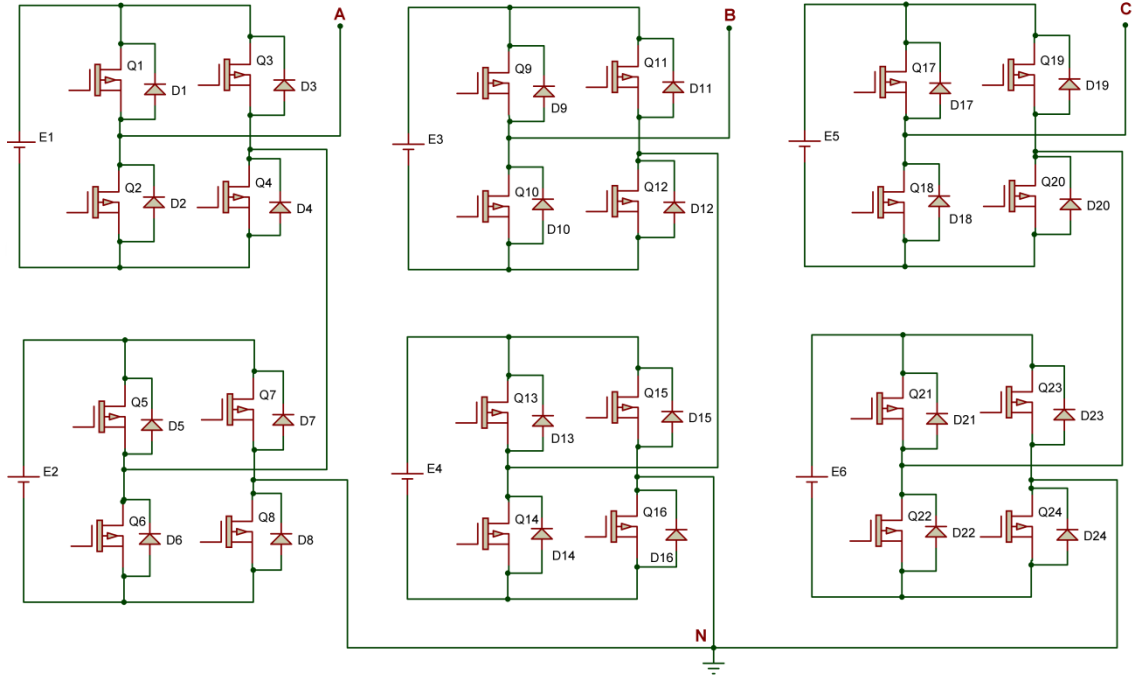
Çok seviyeli kaskad bağlı inverter topolojisinin en temel devresi tam köprü inverter devresidir. Bu topolojideki inverter devresinde seviye sayısı en az 3' tür. Bu topolojinin temel mantığı tam köprü inverter hücrelerinin birbirine seri bağlanmasıdır. Bu şekilde inverter devresinin seviye sayısı artırılabilir. Tam köprü inverter devrelerinin seri bağlanması elde edilen çıkış gerilimi inverter çıkışlarının toplam değeri olur. Kaskad bağlı inverterler diğer inverter topolojilerine göre tasarımı daha kolaydır. Kenetleme kondansatör ve diyotlarını içermediği için daha maliyetlidir. Tam köprü hücreleri seri bağlanarak kolaylıkla modül haline getirilir. Seri bağlama sayısı artırılarak seviye sayısı yükseltilir ve toplam harmonik distorsiyon azaltılır. Diğer topolojilere göre bariz en büyük dezavantajı her tam köprü inverter için bir DC kaynak kullanılmasıdır.

Şekil 2.14.' te 3 seviyeli ve 5 seviyeli kaskad bağlı inverter devresi verilmiştir. Bu devrelerde DC kaynak sayısı seviye sayısının bir eksiğinin yarısıdır.



Şekil 2.14. Tek fazlı kaskad bağlı inverter çeşitleri: a) 3 seviyeli kaskad bağlı inverter, b) 5 seviyeli kaskad bağlı inverter.

Bu topolojiye ait 3 fazlı 5 seviyeli inverter devre şeması Şekil 2.15.' te verilmiştir. Devre şeması incelendiğinde diğer topolojilere göre daha basit ve anlaşılabilir yapıda olduğu görülmektedir. 6 adet DC kaynak kullanılmıştır. Devrede ayrıca, 3 faz için bir nötr noktası oluşturulmuştur. Her faz kolu için tam köprü hücreleri seri bağlanmıştır.



Şekil 2.15. 3 fazlı 5 seviyeli kaskad bağlı inverter.

3 fazlı 5 seviyeli kaskad bağlı inverterin örnek olarak A faz kolu için yapılan anahtarlama durumları ve elde edilen çıkış gerilimi Çizelge 2.6.' da verilmiştir.

Çizelge 2.6. 5 seviyeli kaskad bağlı inverter anahtarlama durumları.

Çıkış Gerilimi	Anahtarlama Durumları							
	Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄	Q ₅	Q ₆	Q ₇	Q ₈
2V	1	0	0	1	1	0	0	1
V	0	0	1	1	1	0	0	1
	1	1	0	0	1	0	0	1
	1	0	0	1	1	1	0	0
	1	0	0	1	0	0	1	1
0	0	0	1	1	1	1	0	0
	0	1	1	0	1	0	0	1
	1	1	0	0	0	0	1	1
	1	0	0	1	0	1	1	0
	0	0	1	1	0	0	1	1
	1	1	0	0	1	1	0	0
-V	0	0	1	1	0	1	1	0
	0	1	1	0	1	1	0	0
	0	1	1	0	0	0	1	1
	1	1	0	0	0	1	1	0
-2V	0	1	1	0	0	1	1	0

3 fazlı 5 seviyeli kaskad inverterin A fazı için yapılan anahtarlamalarda çıkışta +2V gerilimini elde etmek için; Q₁, Q₄, Q₅, Q₈ anahtarları iletimde, Q₂, Q₃, Q₆, Q₇ anahtarları kesimde olmalıdır. +V gerilim değerini elde etmek için örnek olarak Q₁, Q₄, Q₇ ve Q₈ anahtarları iletimdedir ve diğer anahtarlar kesimdedir. Bu şekilde çıkış gerilimi anahtarlama iletimde olan anahtarlama elemanları üzerine düşen gerilim değerinden $V_{AN} = +V - 0 V = +V$ elde edilir. Eğer başka bir örnek verecek olursak; çıkış gerilimi sıfır değeri elde etmek için Q₃, Q₄, Q₇, Q₈ iletimde diğerleri kesimde olduğu durumda $V_{AN} = 0 V - 0 V = 0 V$ olarak hesaplarız.

2.3.4. Çok seviyeli inverter çeşitlerinin karşılaştırılması

Seviye sayısı n olarak ifade edilirse, seviye sayısına bağlı olarak çok seviyeli inverter çeşitlerinde kullanılan anahtarlama elemanı (MOSFET, BJT, İGBT vb.), temel ve kenetleme diyotları ile kenetleme ve DC hat kondansatör adetleri Çizelge 2.7.' de verilmiştir. Kenetleme diyotları, kondansatör kenetlemeli ve kaskad bağlı inverterlerde, kenetleme kondansatörleri ise diyot kenetlemeli inverter ve kaskad bağlı inverterlerde kullanılmamaktadır.

Çizelge 2.7. Çok seviyeli inverter topolojilerinde kullanılan devre elemanları yönünden karşılaştırılması.

Çok seviyeli inverter çeşidi	Diyot kenetlemeli inverter	Kondansatör kenetlemeli inverter	Kaskad bağlı inverter
Temel anahtarlar	$2(n-1)$	$2(n-1)$	$2(n-1)$
Temel diyotlar	$2(n-1)$	$2(n-1)$	$2(n-1)$
Kenetleme diyotları	$(n-1) \times (n-2)$	0	0
Kenetleme kondansatörleri	0	$(n-1) \times (n-2)/2$	0
DC hat kondansatörleri	$(n-1)$	$(n-1)$	$(n-1)/2$

2.4. İnverterlerde Harmonik Bozulum

Herhangi bir sinyal şekli, bir ana harmonikten ve bir grup harmonik bileşenden oluşur. Sinyal şekline Fourier dönüşümü yapılarak elde edilir. Her bir harmonik bileşenin frekansı onun ana harmonik frekansının tam katıdır. Harmoniklerin toplam miktarını gösteren birkaç metot vardır . En yaygın olarak kullanılanı toplam harmonik bozulum (Total harmonics distortion), THD' dir. (Sirisukprasert, 1999).

Teorikte, inverter çıkışlarında elde edilen gerilim ve akım sinyalleri saf sinüzoidal sinyal olması istenir fakat pratikte çıkış sinyalleri sinüzoidal değildir, belirli harmonikler içerir. Bu harmonikler çıkış performansını etkilemektedir. Harmonik faktörü HF_n , toplam harmonik bozulum (THD) ve bozulma faktörü (DF) inverterin kalitesini belirler.

Harmonik faktörü Eşitlik (2.1)' de verilmiştir.

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (2.1)$$

Denklemden V_1 , ana harmoniğin efektif değeridir. V_n n. harmoniğin efektif değeridir. Harmonik faktörün her bir harmoniğe ait bozulum değeri bulunabilir.

THD' nin denklemi Eşitlik (2.2)' de verilmiştir.

$$THD = \frac{1}{V_1} \times (\sum_{n=2,3,4...}^{\infty} V_n^2)^{1/2} \quad (2.2)$$

THD toplam harmonik bozulumu içeriğini verir, ancak her bir harmoniğin seviyesini belirtmez. Eşitlik (2.3)' de ifade edilen bozulma faktörü ile herhangi bir sinyal şeklinde ikinci seviyeden bir zayıflamaya uğradıktan sonra (n^2 ' ye bölündükten sonra) kalan harmonik bozulmasını gösterir.

$$DF = \frac{1}{V_1} \times (\sum_{n=2,3,4\dots}^{\infty} (\frac{V_n}{n^2})^2)^{1/2} \quad (2.3)$$



3. İNVERTERLERDE SPWM İLE KONTROL TEKNİĞİ

İnverterlerde anahtarlama devre elemanlarının tetikleme sinyallerini üretmek için PWM tekniği kullanılır. Bu kontrol yönteminde referans bir sinyal ile (kare dalga veya sinüzoidal dalga) ile taşıyıcı (üçgen dalga) bir sinyalin karşılaştırıcı biriminde karşılaştırılarak anahtarlama sinyalleri elde edilir. PWM metodunda amaç inverter çıkışında sinüzoidale mümkün olduğunca yakın harmonik bozulumu az sinyal elde etmektir. Bunun için PWM' de referans sinyali kare dalga yerine sinüzoidal dalga tercih edilir. Ayrıca referans işareti sinüzoidal olan PWM'li inverter devrelerinde, referans işareti kare dalga olanlara göre daha küçük değerlikli filtre devre elemanları kullanılır. Referans işareti sinüzoidal dalga olan bu anahtarlama yöntemine SPWM olarak ifade edilmektedir. SPWM ile inverterde çıkışta elde edilen işaretin genlik ve frekansının kontrol edilmesi sağlanır. Anahtarlama devre elemanları ile kıyılmış yüksek frekanslı sinyal alçak geçirgen filtreden geçirilerek inverter çıkışında sinüzoidal formda dalga elde edilmesi sağlanır.

3.1. SPWM Tekniğinde Sinyallerin Kullanımı ve Özellikleri

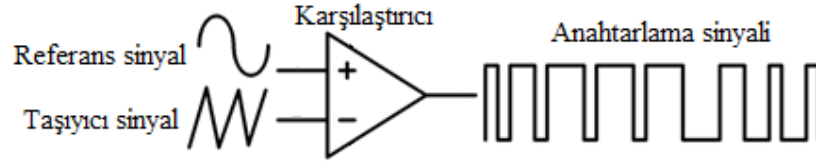
SPWM için kullanılan referans işareti olan sinüs dalgasının genliği V_r ' dir. Frekansı, f_m ile ifade edilebilir. f_m ayrıca inverterin de çıkış frekansıdır. Sinüs dalgasının frekansı ile inverter frekansı kontrol edilebilir.

Taşıyıcı işaret olarak üçgen dalga kullanılır. Üçgen dalganın genliği V_t ' dir. Üçgen dalganın frekansı f_t ile ifade edilebilir. f_t inverterin de anahtarlama frekansıdır. Taşıyıcı işaret inverterlerde "seviye sayısı-1" adet olarak kullanılır.

Sinüs dalgasının frekansının taşıyıcı dalganın frekansına oranına frekans modülasyon oranı denir. Frekans modülasyon oranı M_f ile gösterilir. Sinüs dalgasının genliğinin taşıyıcı dalganın genliğine oranına modülasyon indeksi denir. Modülasyon indeksi M_a ile ifade edilir.

$$M_f = \frac{f_m}{f_t} \quad (3.1)$$

$$M_a = \frac{V_r}{(\text{seviye sayısı}-1) \times V_t} \quad (3.2)$$



Şekil 3.1. SPWM için giriş sinyalleri ve çıkışta oluşan anahtarlama sinyali.

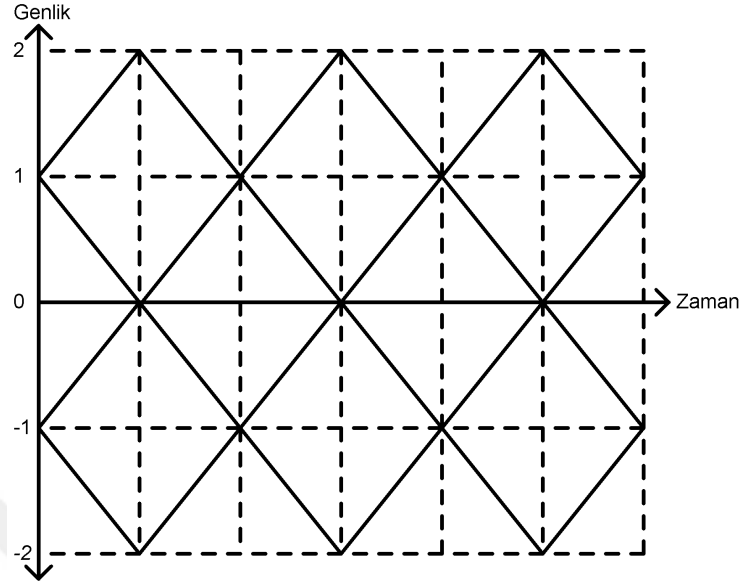
Referans sinyal ve taşıyıcı sinyal Şekil 3.1.' de verildiği gibi bir karşılaştırıcı biriminde karşılaştırılır. Referans sinyal, taşıyıcı sinyalden büyük değerde olduğu durumda +V, küçük olduğu durumda ise 0 değeri oluşur. Bu şekilde işlem tamamlandığında anahtarlama sinyali elde edilir.

3.2. Çok Seviyeli İnverterler İçin SPWM Taşıyıcı Sinyallerin Yerleşme Durumu

Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonunda kullanılan taşıyıcıların olarak APO (Alternatif ters fazlı) dağılım, PO (Ters fazlı) dağılım, PD (Faz dağılımı) olarak adlandırılan üç farklı yerleştirme durumu ve bu taşıyıcı durumlarının kombinasyonu ile ortaya çıkarılmış H (Hibrit) dağılım ve PS (Faz kaydırmalı) dağılım şeklinde iki tane daha yerleştirme durumu vardır. (Agelidis vd., 1998).

3.2.1. APO (Alternatif ters fazlı) dağılım

Bu dağılımda m seviyeli bir inverter için, her bir taşıyıcı bant bitişik banttan 180 derece faz kaydırılmış (n-1) tane taşıyıcı dalga kullanılır. Yani bütün taşıyıcılar alternatif olarak zıt yapıdadır. Şekil 3.2.' de beş seviyeli inverter için, aralarında 180 derece faz farkı bulunan dört tane taşıyıcı gösterilmektedir. Literatürde, bu dağılım kullanılarak yapılan çalışmalarda faz ve hat gerilimi için en önemli harmonikler taşıyıcı frekansının yan bantlarında ortaya çıkmıştır. Taşıyıcı frekansında harmonik oluşmamıştır (Deniz, 2005).



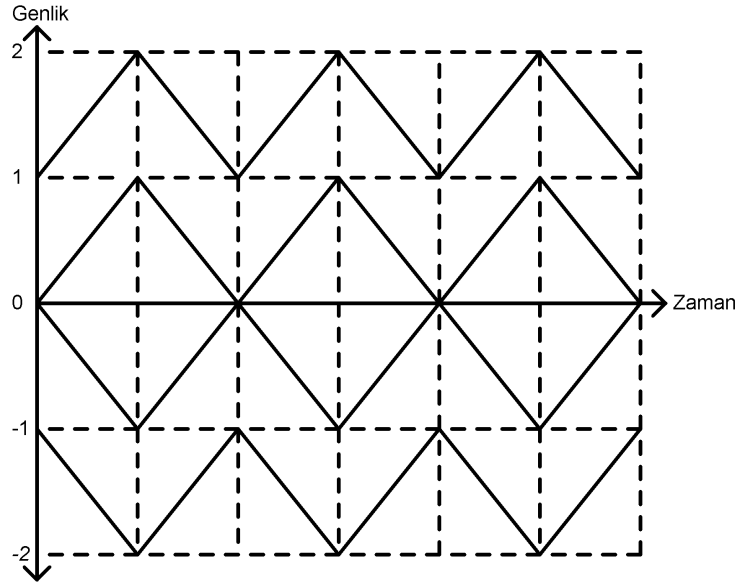
Şekil 3.2. 5 seviyeli inverter için taşıyıcı sinyallerin APO dağılımı.

$$M_a = \frac{V_r}{\frac{(n-1)}{2} \times V_t} \quad (3.3)$$

3.2.2. PO (Ters fazlı) dağılım

Bu dağılımda n seviyeli bir inverter için, sıfır referansının üstündeki taşıyıcılar aynı fazda ve altındakiler aynı fazda olan (n-1) tane taşıyıcı dalga kullanılır. Ancak sıfır referansının üstündeki taşıyıcı grubu ile altındaki taşıyıcı grubu arasında 180 derece faz farkı vardır. Şekil 3.3.' de sıfır referansının üstündeki taşıyıcılar aynı fazda ve altındakiler aynı fazda olan beş seviyeli için dört tane taşıyıcı gösterilmektedir. Literatürde, bu dağılım kullanılarak yapılan çalışmalarda faz ve hat gerilimi için önemli harmonikler taşıyıcı frekansı civarında ortaya çıkmıştır. (Deniz, 2005).

Modülasyon indeksi M_a , Eşitlik (3.3) ile hesaplanabilir.

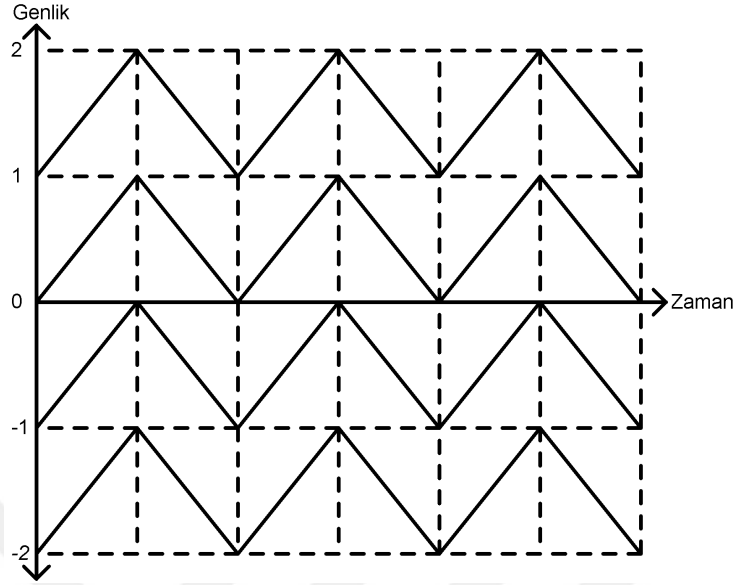


Şekil 3.3. 5 seviyeli inverter için taşıyıcı sinyallerin PO dağılımı.

3.2.3. PD (Faz dağılımı)

Bu dağılımda n seviyeli bir inverter için, sıfır referansının üstündeki ve altındaki taşıyıcılar aynı fazda olan $(n-1)$ tane taşıyıcı dalga kullanılır. Şekil 3.4.' de beş seviyeli inverter için sıfır referansının üstündeki ve altındaki taşıyıcılar aynı fazda olan dört tane taşıyıcı gösterilmektedir. Literatürde, bu dağılım kullanılarak yapılan çalışmalarda faz gerilimi için önemli harmonikler taşıyıcı frekansı civarında ortaya çıkmıştır. Fakat onun harmonik içeriği aynı fazda olduğu için hat geriliminde gözükmemektedir (Deniz, 2005).

Modülasyon indeksi M_a Eşitlik (3.3) ile hesaplanabilir.



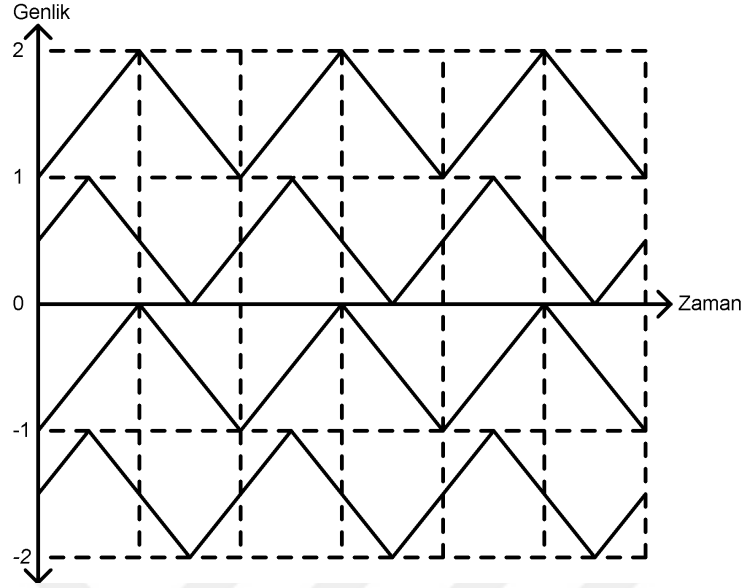
Şekil 3.4. 5 seviyeli inverter için taşıyıcı sinyallerin PD dağılımı.

3.2.4. PS (Faz kaydırmalı) dağılım

Bu metot ile n seviyeli bir inverter için, hepsi birbirine göre faz kaydırılmış $(n-1)$ tane taşıyıcı dalga kullanılır. Taşıyıcı dalgalar birbirinden kadar faz kaydırılır. Şekil 3.5.' de beş seviyeli inverter için aralarında 90 derece faz farkı bulunan dört tane taşıyıcı gösterilmektedir. Literatürde, bu dağılım kullanılarak yapılan çalışmalarda faz ve hat gerilimi için en önemli harmonikler $(n-1)$ ' inci taşıyıcı frekansının yan bantlarında ortaya çıkmıştır ve inverterin seviye değerinin daha yüksek olduğu ayrıca ana harmonik ve en yakın önemli harmonik arasındaki aradığın diğer taşıyıcı durumlarına göre daha fazla olduğu gözlemlenmiştir (Bhagwat vd., 1983).

Modülasyon indeksi M_a Eşitlik (3.4)' de verilmiştir.

$$M_a = V_r / V_t \quad (3.4)$$



Şekil 3.5. 5 seviyeli inverter için taşıyıcı sinyallerin faz kaydırmalı dağılımı.

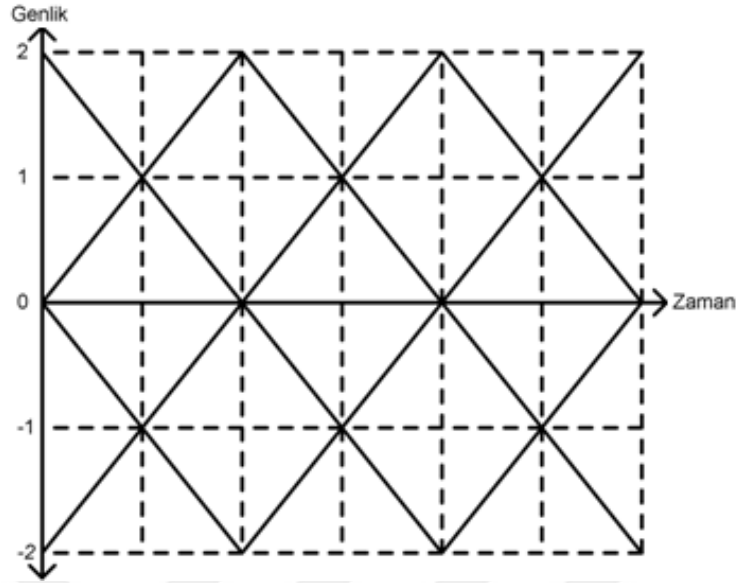
3.2.5. H (Hibrit) dağılım

Bu taşıyıcı dağılım şekli daha öncekilerin bir kombinasyonudur. Bu dağılımda da n seviyeli bir inverter için, $(n-1)$ tane taşıyıcı dalga kullanılır. Ancak burada modülasyon için kullanılan bantlar iki tanedir. Yani taşıyıcıların yarısı birinci bantta, diğer yarısı ikinci bantta yer alır. Örneğin, Şekil 3.6.' da gösterildiği gibi beş seviyeli inverter için dört tane taşıyıcı kullanılır. Bu taşıyıcılardan iki tanesi sıfır referansının yukarısında tepeden tepeye aynı genlikte ve aynı frekanstadır.

Fakat onların arasında faz farkı vardır. Sıfır referansının altındaki iki taşıyıcı içinde aynı durum söz konusudur (Deniz, 2005).

Modülasyon indeksi M_a Eşitlik (3.5)' de verilmiştir.

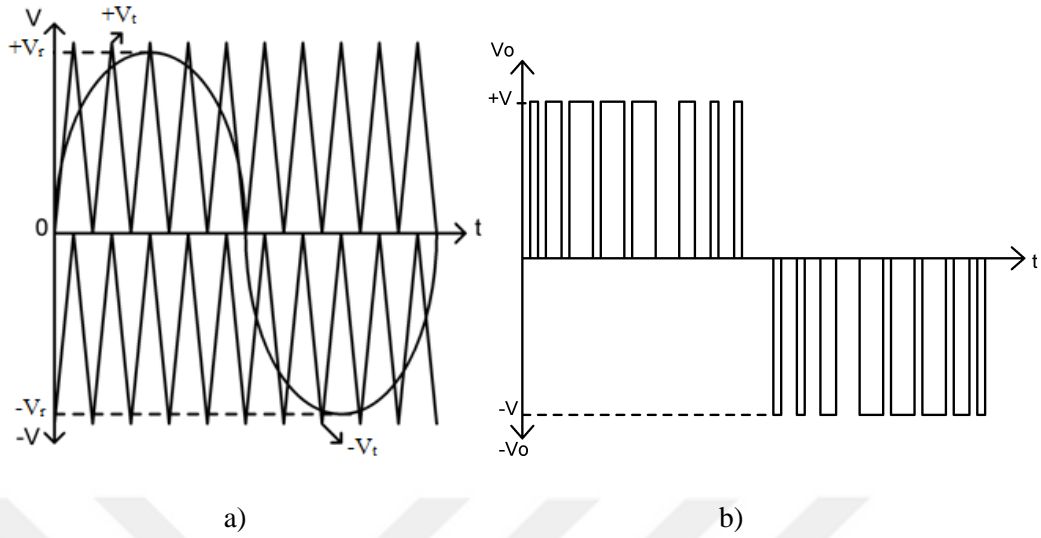
$$M_a = V_r / 2 \quad (3.5)$$



Şekil 3.6. 5 seviyeli inverter için taşıyıcı sinyallerin hibrit dağılımı.

3.3. Çok Seviyeli İnverterlerde SPWM Tekniğinin Kullanımı

Şekil 3.7. 'de üç seviyeli inverter için SPWM dalga şekilleri görülmektedir. Tek fazlı üç seviyeli inverterde seviye sayısının bir eksiği 2 adet taşıyıcı sinyal kullanılmıştır. Tek fazlı bir adet referans sinüs sinyali kullanılmıştır. Referans ve taşıyıcı işaretler karşılaştırılarak anahtarlama işaretleri elde edilmiştir. Pozitif alternansta sinüzoidal referans işaret üçgen dalgadan büyük olduğu taktirde invertere çıkışta $+V/2$ üretecek, küçük olduğunda ise $-V/2$ gerilimi üretecek anahtarlama işaretleri uygulanır. Negatif alternansta ise bu işlemin tersi yapılır.

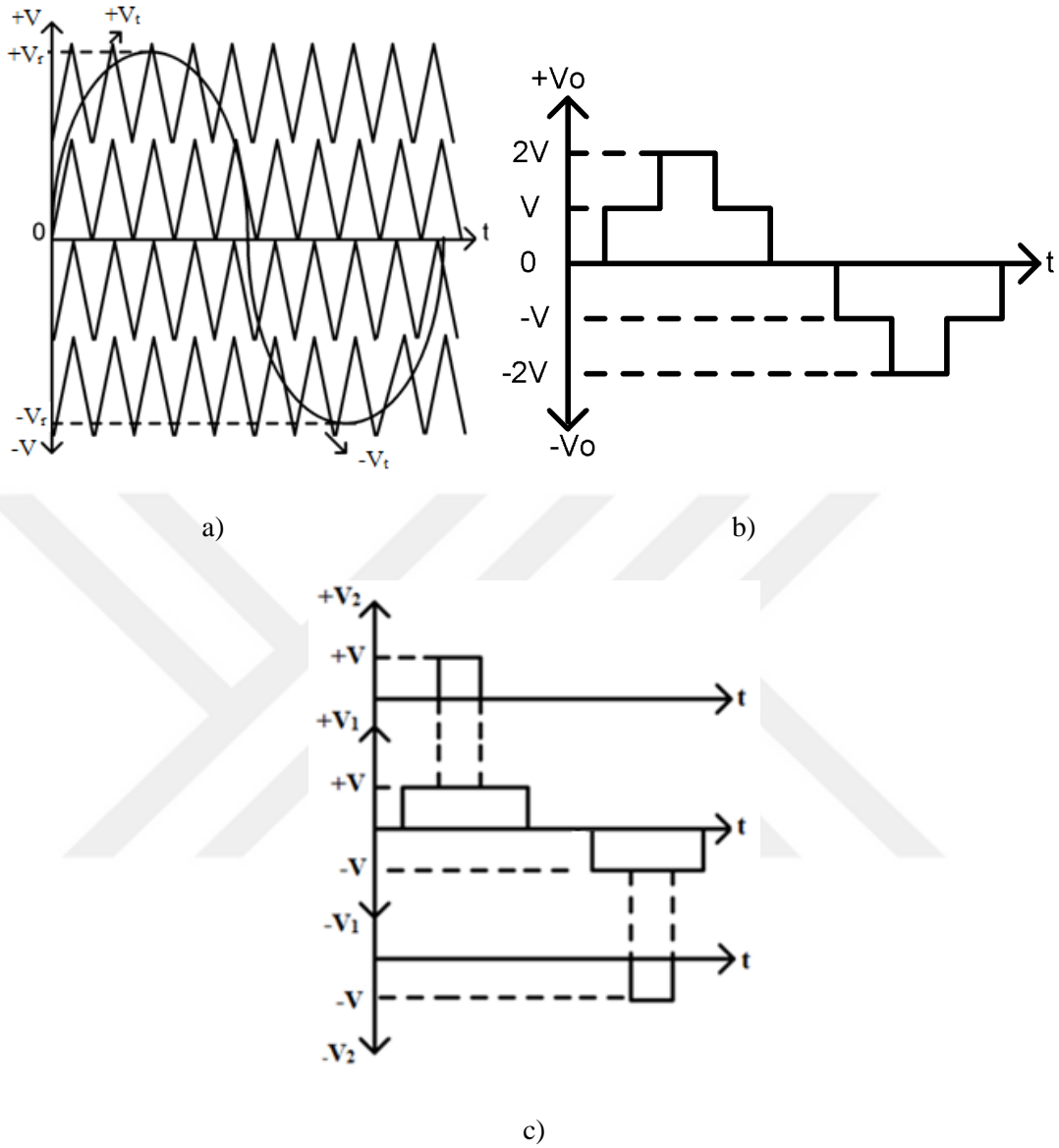


Şekil 3.7. Tek fazlı 3 seviyeli inverterin sinyalleri: a) SPWM sinyalleri, b) çıkış gerilimi.

Darbe genişlik modülasyonu yöntemi olduğu için anahtarlama işaretlerinin darbe genişlikleri sinüs sinyalinin genliğine bağlı olarak değişmektedir. Referans sinüs işaretinin genliği azaldığında darbe genişlikleri azalacak, referans sinüs genliği arttığında ise darbe genişlikleri artacaktır. Referans sinüs genliği taşıyıcı üçgen dalga genliğine eşit ya da taşıyıcıdan daha küçük genlikte olmalıdır.

Yüksek frekanslı harmonikler kolay filtre edilebildiği için anahtarlama frekansı yüksek seçilmelidir. Bu nedenle SPWM inverterlerde taşıyıcı sinyalin frekansı referans sinyalin frekansına göre büyük değerde seçilir.

İnverterlerde seviye sayısı artırılırsa SPWM yöntemi ile de çıkış genliği kare formundan sinüzoidal forma doğru yaklaşır. Şekil 3.8' de Tek fazlı 5 seviyeli inverterin SPWM sinyalleri ve inverter çıkışında elde edilen gerilim verilmiştir.

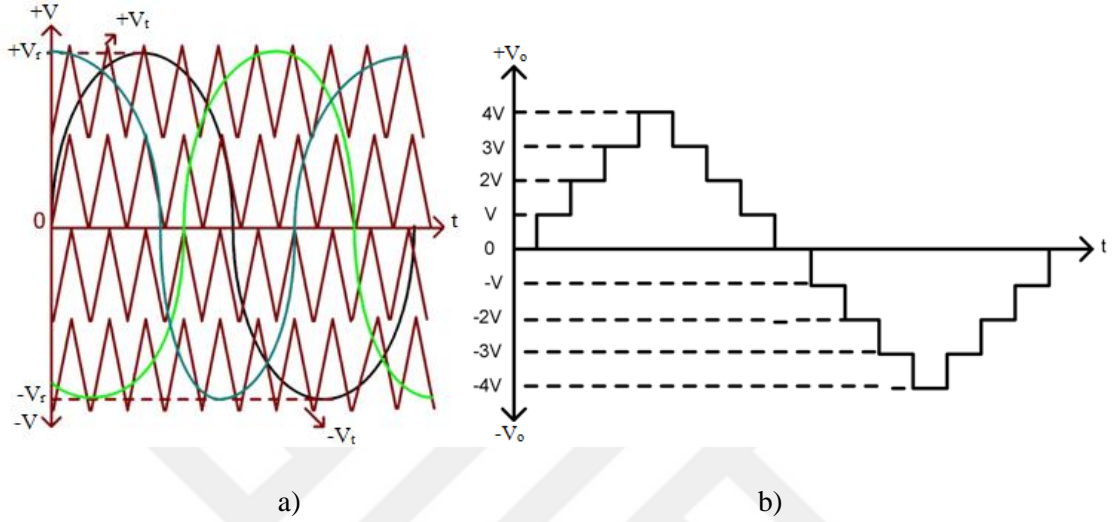


Şekil 3.8. Tek fazlı 5 seviyeli inverterin sinyalleri: a) SPWM sinyalleri, b) çıkış gerilimi, c) çıkış gerilimi oluşturan sinyaller.

Seviye sayısı 5 olduğu için taşıyıcı sayısı 4 tane kullanılmıştır. Tek fazlı bir inverter olduğu için de tek referans işareti kullanılmıştır.

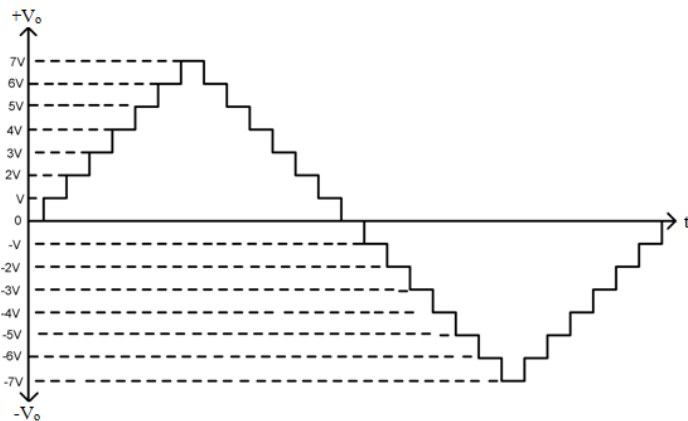
Çok fazlı çok seviyeli inverter için referans işareti sayısı faz sayısı kadar olur ve her bir referans işaretleri arasında faz sayısı adetine göre faz açısı bulunur. Şekil 3.9.'da 3 fazlı 5 seviyeli inverter için SPWM anahtarlama sinyalleri ve çıkışta elde edilen gerilim verilmiştir. Referans sinüs işaretleri arasında inverter 3 fazlı olduğu için 120 derecelik açı farkı

bulunmaktadır. Karşılaştırılan referans ve taşııcı sinyaller inverterin her bir faz kolu için düzenlenir. Bu nedenle her faz kolu için çıkışta elde edilen gerilim sinyalleri arasında 120 derecelik açı farkı bulunur.



Şekil 3.9. 3 faz 5 seviyeli inverterin sinyalleri: a) SPWM sinyalleri, b) faz-faz çıkış gerilimi.

SPWM ile inverter kontrolünde seviye sayısı artırıldıkça inverter çıkış gerilimi sinüzoidale yaklaşır. Hatta teorikte seviye sayısı sonsuz yapılırsa çıkışta saf sinüs sinyali elde edilebilir. İnverterde elde edilen kare dalga bu şekilde sinüzoidal dalgaya yaklaşmaktadır. Örnek olarak 15 seviyeli bir inverter için çıkışta elde edilen sinyal Şekil 3.10.'da verilmiştir.



Şekil 3.10. Tek fazlı 15 seviyeli inverter için çıkış gerilimi.

Tek faz 15 seviyeli inverterin çıkışında, 15 adet gerilim basamağı oluşmuştur (7 V, 6 V, 5 V, 4V, 3 V, 2 V, 1 V, 0, -1 V, -2 V, -3V, -4 V, -5 V, -6 V, -7V). Seviye sayısı arttığı için sinyal sinüzoidal forma yaklaşmıştır. Teorik olarak seviye sayısı sonsuz olduğunda inverter çıkışında elde edilen gerilim sinyali saf sinüs olur.



4. IGBT (İZOLE KAPILI BİPOLAR TRANZİSTÖR)

IGBT, 1980' lerin başında üstün özelliklerinden dolayı başarılı bir devre elemanı haline gelmiştir. IGBT üç terminalli elektrik elektrik enerjisini kontrol etmek için kullanılan bir yarı-iletken bir devre elemanıdır. IGBT' nin ortaya çıkmasından önce, BJT ve MOSFET düşük ile orta güç arasındaki güç elektroniğinde yaygın olarak kullanılmıştır.

Bir IGBT, BJT ve MOSFET'in avantajlarını üzerinde taşır. Bir IGBT, MOSFET' ler gibi yüksek giriş empedansı ve BJT'ler gibi düşük iletim kayıplarına sahiptir. Fakat BJT' ler gibi ikinci kırılma problemine sahip değildir. Çip tasarımı ve yapısı ile akaç kaynak eşdeğer direnci, BJT davranışında kontrol edilir (Baliga vd., 1984).

IGBT'ler güç MOSFET' lerinin büyük iletim kayıplarının üstesinden gelmek ve kapı ucundan kolay sürülmek üzere tasarlanmış yeni bir yarıiletken elemandır. Bir MOSFET' te olduğu gibi gerilimle kontrol edilmekte ancak baz akımı bir MOSFET tarafından bipolar tranzistör gibi davranış göstermektedir (Mohan, 1989 ve Takahaski vd.,1996).

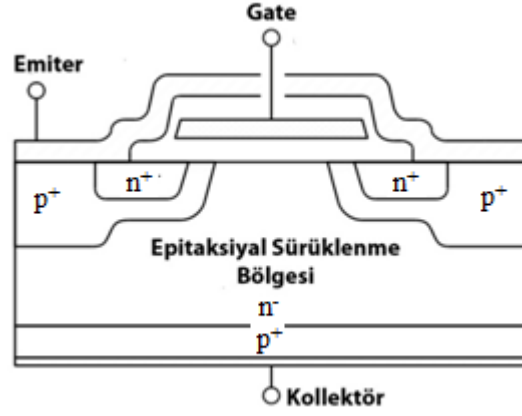
IGBT'lerin oldukça geniş bir kullanım alanları bulunmaktadır. Bu kullanım alanlarından bazıları aşağıda sıralanmıştır.

- Anahtarlama modlu güç kaynakları,
- DC/DC konvertörler,
- DC ve AC motorların kontrol sistemleri,
- Elektronik ballastlar,
- Programlanabilir kontrolörler,
- Askeri amaçlı sistemler,
- Otomobil ateşleme sistemleri gibi bir çok yerde kullanılmaktadır.

4.1. IGBT'nin Yapısı

BJT'ler ve MOSFET'ler bazı özelliklerinden dolayı birbirlerini tamamlayan karakteristiklere sahiptirler. BJT'ler, özellikle yüksek tıkama gerilimli elemanlarda, açma durumunda daha düşük iletim kayıplarına sahiptirler, fakat özellikle anahtar yalıtımında iken yani kapama durumunda daha uzun anahtarlama süreleri vardır. MOSFET'ler daha hızlı olarak açılıp kapatılabilirler, fakat yine özellikle yüksek tıkama gerilimli cihazlarda açma durumu iletim kayıpları daha fazladır. Bu sonuçlar, bu iki elemanın en iyi özelliklerini birleştiren bir devre, belki de yeni bir devre elemanı yapmak amacıyla BJT ve MOSFET'lerin aynı silikon tabaka

üzerinde birleştirilmelerinin yeni bir yarı-iletken devre elemanının oluşmasını sağladı. Bu devre elemanını IGBT olarak isimlendirilmiştir (Shenai vd., 1989).

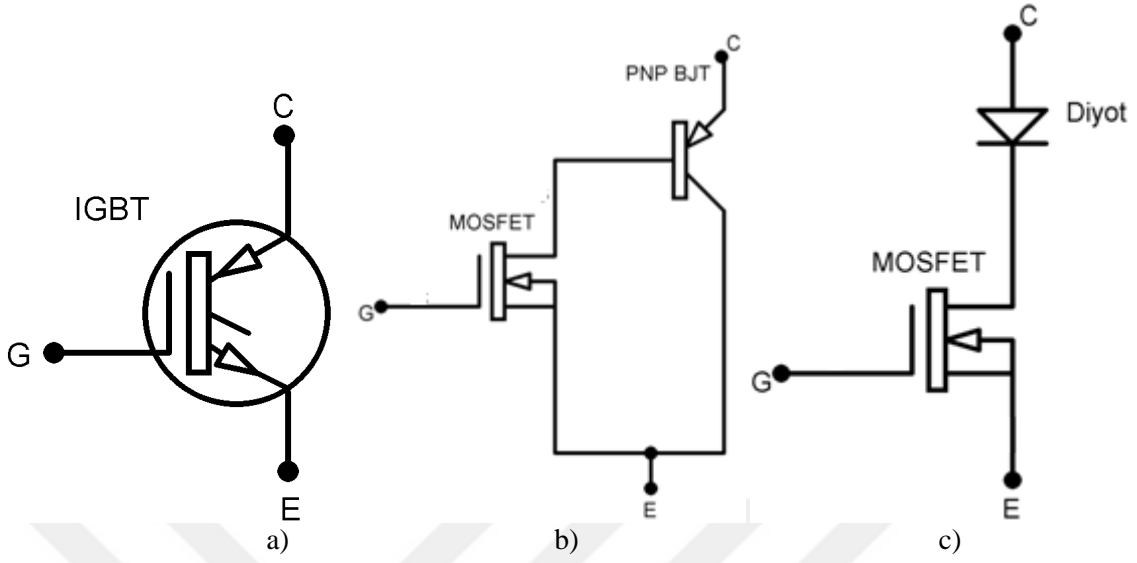


Şekil 4.1. IGBT yarı iletken devre elemanı kesiti (Elektrikport, 2015).

Bir IGBT yarı iletken devre elemanının yapı olarak görünümü Şekil 4.1.'de verilmiştir. Bu yapı bir MOSFET devre elemanının yapısına benzemektedir. Tek farkı p⁺ taban katmanıdır. p⁺ katmanı n⁻ bölgesine azınlık taşıyıcı enjeksiyonu yaparak iletimdeki seri direnç azalır. (Rashid, 1993).

IGBT'nin her katmanında kullanılan katkı maddeleri gövde bölgesi dışında aynıdır. IGBT'nin katmanlarında kullanılan katkı maddesi tipi değiştirilerek p kanallı IGBT'ler yapmak mümkündür. p⁺ akaç kontağı ve n⁺ sürüklenme katmanı arasındaki n⁺ tampon tabakası IGBT'nin çalışması için zorunlu bir durum değildir ve bazı IGBT'lerde bulunmaz. Tampon tabakasız yapılar simetrik IGBT, tampon tabakalıları asimetrik IGBT olarak adlandırılır. Katman yoğunluğu ve kalınlığı doğru belirlenirse, bu tabaka IGBT'nin çalışmasını oldukça olumlu hale getirir. Hem elemanın iletim anındaki gerilim düşümü azalır, hem de iletime girme süresini azaltır (Takahaski vd., 1996).

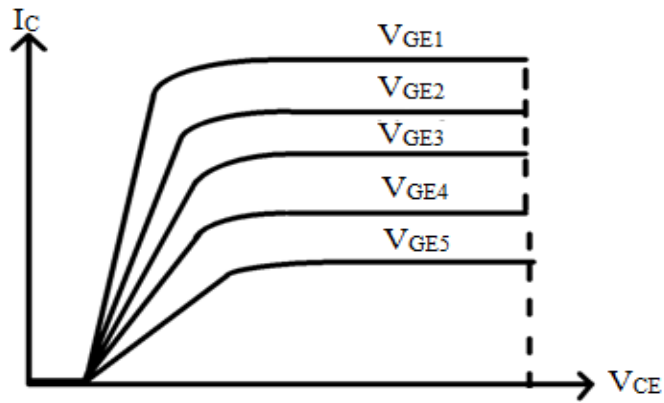
IGBT'nin sembolü Şekil 4.2.'de görülmektedir. Ayrıca MOSFET-BJT ve MOSFET-diyot kullanılarak oluşturulmuş IGBT eşdeğer devreleri de Şekil 4.2.'de verilmiştir. IGBT'nin tam manasıyla herkes tarafından kabullenmiş bir sembolü bulunmamakla beraber çoğunlukla bu sembol kullanılmaktadır (Mohan, 1989).



Şekil 4.2. IGBT sembol ve eşdeğer devreleri: a) IGBT sembolü, b) IGBT' nin MOSFET ve BJT ile oluşturulan eşdeğer devresi, c) IGBT' nin MOSFET ve diyot ile oluşturulan eşdeğer devresi.

4.2. IGBT'nin Akım-Gerilim Karakteristikleri

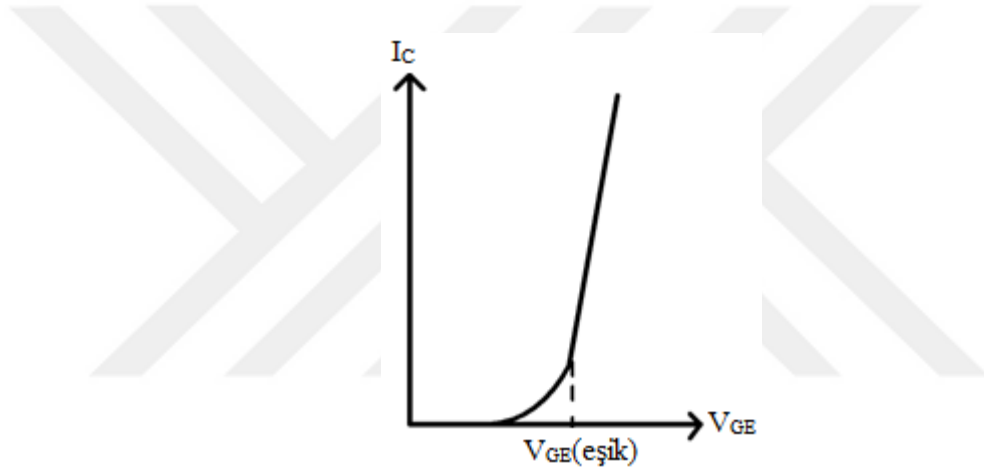
n Kanallı IGBT' nin akım-gerilim karakteristikleri Şekil 4.3.' te görülmektedir. IGBT' nin çıkış karakteristiği, kollektör akımı ile kollektör-emitör gerilimi arasındaki bağıntıyı gösteren bir karakteristiktir. Bu karakteristik BJT' nin çıkış karakteristiğine benzemektedir. V_{CE} (kollektör-emitör gerilimi) arttıkça, I_C (kollektör akımı) artmaktadır. Bu durumu ise V_{GE} ' nin (kapı-emitör gerilimi) değeri etkilemektedir.



Şekil 4.3. IGBT akım-gerilim karakteristiği.

Eğer eleman n^+ tampon katmansız üretilirse, akım-gerilim karakteristiğinde gösterilen ters bloklama gerilimi kadar büyük olabilir. Böyle bir ters bloklama kabiliyeti bazı alternatif akım devre uygulamalarında kullanılması daha uygundur.

IGBT'nin transfer karakteristiği Şekil 4.4' te gösterilmektedir. BJT ve MOSFET' in transfer karakteristiğine benzemektedir. I_C (kollektör akım) ve V_{GE} (kapı-emitör) gerilimi büyük oranda aralarında doğru orantılı bir ilişki vardır. V_{GE} (kapı - emitör) geriliminin eşik değerine yaklaştığı düşük kollektör akımlarında doğrusallığı kaybeder. Eğer V_{GE} , V_{GE} (eşik)' den düşük değerlerde ise IGBT yalıttır. V_{GE} arasına uygulanacak maksimum gerilim, IGBT' de akmasına müsaade edilen maksimum I_C akımı tarafından kısıtlanır (Mohan,1989).



Şekil 4.4. IGBT' nin transfer karakteristiği.

4.3. IGBT'nin Yalıtım Durumu

IGBT, azınlık taşıyıcılarının kollektör sürüklenme bölgesine aktarılan bir MOSFET gibi çalışır. Aktarılma, ileri biyaslanmış pn jonksiyonunu sürüklenme bölgesi ve kollektör kontağı arasına yerleştirebilmek için MOSFET' in kollektör bölgesine bir tabaka ekleyerek elde edilmiştir. Azaltılmış taşıyıcılarla sürüklenme bölgesinin direncini düşürerek iletim durumlarında bu bölgenin yüksek gerilimlerden korunması sağlanmıştır. İletim durumlarında sürüklenme bölgesindeki gerilim düşümleri sınırlandırılarak, eleman akım taşıma kabiliyeti artırılmıştır.

V_{GE} , IGBT' nin yalıtım ve iletim durumlarını kontrol eder. IGBT de MOSFET gibi gerilim kontrollü bir yarı-iletken devre elemandır. V_{GE} , V_{GE} (eşik)' den küçük değerlerde olması durumunda, kollektörü emitöre bağlayan ters çevirme tabakası ortadan kalkar ve eleman yalıtım

durumunda bulunur. IGBT' nin yalıtım durumu yapı olarak MOSFET' in yalıtım durumu ile benzerdir.

Bu yapıda; boşaltma tabakası, arzulanan kırılma gerilimi sınırının altındaki gerilimlerde, geçit bölgesini genişletmeye imkan verir. p^+ bölgesine boşaltma tabakasının genişletmesi, p^+ bölgesi ile geçit bölgesi ile arasına n^+ tampon tabakası eklenerek önlenir. Kısa geçit bölgesi uzunluğu, çalışma durumu kayıplarının düşük olması anlamına gelir (Mohan,1989).

4.4. IGBT'nin İletim Durumu

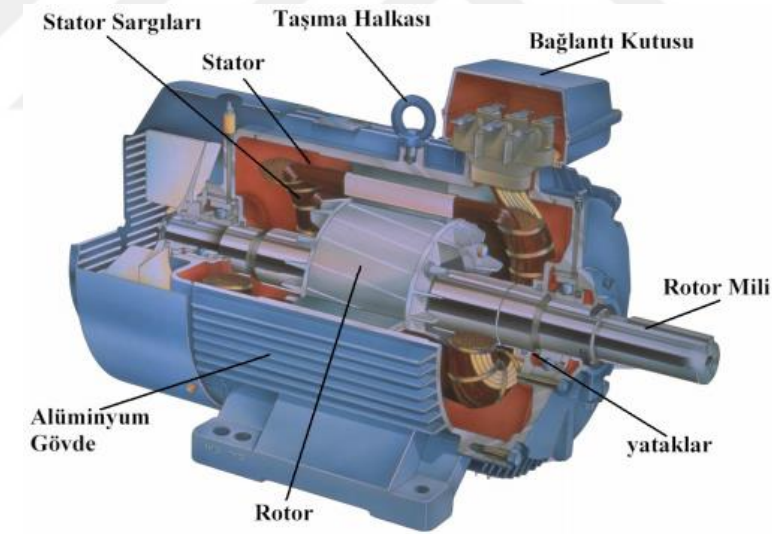
Kapı-kollektör gerilimi, eşik gerilimini aştığında ters tabaka IGBT' nin kapısında bir gerilim sağlar. Bu ters tabaka tam olarak MOSFET' te n^- geçit bölgesini, n^+ emitör bölgesine kısaltır. Bu ters bölgeye elektron akımı akışı olur. p^+ kollektör temas tabakasından n^- geçit bölgesine önemli boşluk enjeksiyonuna neden olur. Enjekte edilmiş boşluklar değişik yollar izleyerek hem geçit hem de difüzyonla geçit bölgesi boyunca hareket ederek n^+ kaynak bölgesini çevreleyen p tipi bölgeye ulaşır. Boşluklar p tipi bölgede bulunduğundan, bunların uzay yükü bölgeyle temas halinde olan kaynak metalizasyondan elektronları çeker ve fazlalık olan boşluklar hızlı biçimde birleşir.

p tipi bölge ve n^- geçit bölgesi ile oluşan jonksiyon, yayılan boşlukları ve kalın tabanlı pnp tranzistörün kollektörü olan fonksiyonları toplar. IGBT' nin BJT ve MOSFET ile kurulan eşdeğer devresinde kullanılan tranzistör, emitör olarak p^+ akacı temas tabakasına, n^- geçit bölgesinden oluşan bir tabana ve p tipi bölgeden oluşan bir kollektöre sahiptir. IGBT' yi ana tranzistör olarak pnp tranzistörlü bir darlington ve sürücü devre olarak da MOSFET' i model alır. pnp tabanı ve MOSFET akacı arasındaki direnç, n^- geçit bölgesinin direncini gösterir.

5. ASENKRON MOTORLAR

Günümüzde endüstride yaygın bir şekilde asenkron motorlar kullanılır. Asenkron motor bir alternatif akım elektrik makinesidir. Asenkron motorlara indüksiyon motorda denir. İlk defa Nikola Tesla tarafından 1888' de patentini elde etmiştir. Bu motor tipinin üretimi Westinghouse firmasında Nikola Tesla tarafından gerçekleştirilmiştir. Asenkron motorlar genelde bir fazlı ve üç fazlı olarak üretilmektedir. Asenkron motorun temel çalışma mantığı elektrik enerjisini mekanik enerjisine çevirmektir, tam tersi olarak mekanik enerjiyi de elektrik enerjisini çevirebilmektedir. Şekil 5.1.'de asenkron motorun genel yapısının görünümü verilmiştir.

Asenkron motorlar yapısal olarak basit ve dayanıklı, hacim güç oranında diğer motorlara oranla daha iyi orana sahip olması, alternatif akım ile çalışma özelliğinden dolayı şebeke ile direkt veya sürücü yardımı ile çalışmaları, değişik fazlarda çalışma özelliği ve ucuz olmaları nedeni ile endüstriyel alanlarda oldukça tercih edilmektedir (Doğruer 2012; Ünsal ve Güçlü, 2015).



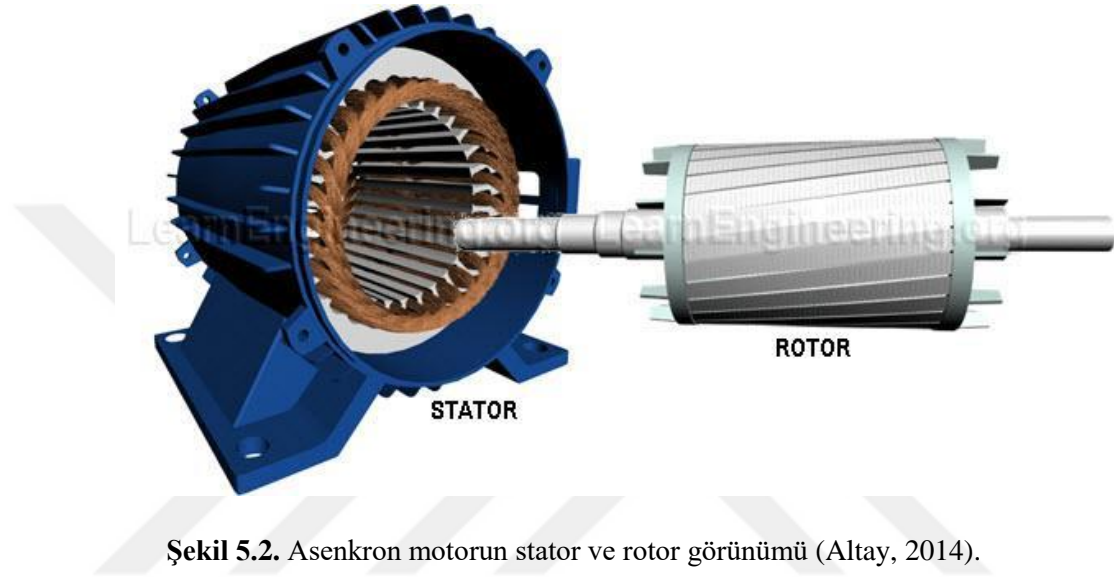
Şekil 5.1. Asenkron motorun genel yapısı (Alışkan, 2011).

Asenkron motorların senkron motorlardan farkı dönme hızının sabit olmamasıdır. Asenkron motorlarda hız senkron hızdan küçüktür. Bu nedenle asenkron motor denmektedir. Asenkron motorlar endüstride motor olarak kullanılırlar, belirli şartlar sağlanırsa generatör olarak da kullanılabilirler.

Asenkron motorlar birkaç watt güçten 300 MW gücüne kadar üretimi mevcuttur (Sarioğlu, 1983).

5.1. Asenkron Motorların Yapısı

Asenkron motorlar genel olarak stator ve rotor ana parçalarından oluşmaktadır.



Şekil 5.2. Asenkron motorun stator ve rotor görünümü (Altay, 2014).

5.1.1. Stator

Asenkron motorun duran kısmıdır. Gövde üzerine oturtulmuş nüve ve sargılar statoru oluşturmaktadır. Nüve birer yüzeyleri yalıtılmış ve üzerinde sargıların yerleştirilmesi için oluklar bulunan 0,5 mm kalınlığında sacların preslenmesi ile yapılmaktadır. Özel kalıplar kullanılarak, belirli teknikler ile sarılan tellerin nüvede bulunan oluklara yerleştirilmesiyle stator sargıları oluşturulmaktadır. Stator kutup sayısı iki veya ikinin katları şeklinde tasarlanmaktadır. Sargı uçları elektriksel bağlantının yapılabilmesi için klemens kutusunda belirlenen yerlere montelenir. Bu bağlantı uçlarına üç fazlı alternatif akım uygulanması ile rotorun dönmesi için gerekli olan döner manyetik alan sağlanmaktadır (Sarioğlu vd., 2003; Chapman vd., 2007)

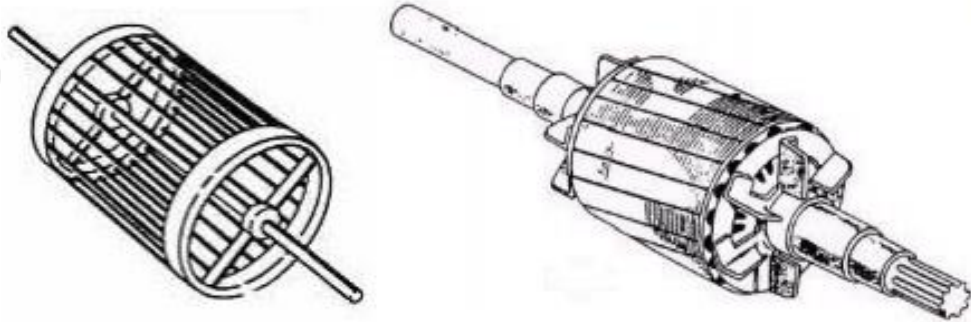
Statorun yapısı Şekil 5.2.'de görülmektedir. Statorda oluklar bulunmaktadır. Bu oluklara stator sargıları yerleştirilir. Stator sargıları bir ve birden çok fazı olarak olukların içerisine yerleştirilmektedir. 3 faz için stator sargısı yıldız veya üçgen bağlıdır. Rotor ile stator sargıları arasında çok az bir hava boşluğu bulunur. Asenkron motorun bilezik rotorlu ve sincap kafesli rotorları için stator yapısı aynıdır.

5.1.2. Rotor

Asenkron motorun dönen kısmıdır ve motor miline sabitlenmiştir. Rotor mekanik enerjinin elde edildiği kısımdır. Rotor manyetik nüvesinin yapılışı stator sac paketine (stator nüvesine) benzerdir. Asenkron motorlarda rotorlar; sincap kafesli rotor (kısa devreli rotor) ve bilezikli rotor (sargılı rotor) olmak üzere iki çeşittir.

Sincap kafesli rotor

Sincap kafesli rotorlar yapılırken; preste kesilen silisyumlu demir saçlar paketlenmekte ve sonrasında rotor kanalları içerisine kısa devre kafes sargıları oluşturacak şekilde erimiş alüminyum pres dökümüyle yerleştirilmektedir. Bazı asenkron motorlarda, rotor oluklarına alüminyum yerine bakır çubuklar yerleştirilmektedir. Ancak alüminyum pres dökümüyle yapılan sincap kafes sargıları eksiz olduğu için daha fazla tercih edilmektedir. Rotorlar tasarlanırken, farklı tiplerde oluklar kullanılmaktadır. Sincap kafesli rotor genel görünümü Şekil 5.3.' te verilmiştir (Saçkan, 1994).



Şekil 5.3. Sincap kafesli rotor genel görünümü (Menlibar, 2009).

Bilezikli rotor

Bilezikli rotor olan ve sargı uçları dönen bilezik fırça ile dışarı çıkarılan motorlara bilezikli asenkron motor denir. Bilezikli asenkron motorların rotorlarında genellikle üç fazlı sargılar mevcuttur. Bu üç fazlı rotor sargıları yıldız şeklinde bağlanır. Yalıtılmış bu sargılar rotor oluklarına yerleştirilir. Üç fazlı rotor sargısının uçları döner mil üzerindeki bileziklere bağlıdır. Bu bileziklerde, yol alma akımını sınırlamak için, yol alma direnci eklenmiştir. Bu motorun stator faz sargısı üçtür. Rotor sargı eksenleri arasında 120 derecelik fark ve stator sargı

eksenleri arasında 120 derecelik fark mevcuttur. Bilezikli rotor genel görünümü Şekil 5.4.' te verilmiştir (Kayışlı, 2004).



Şekil 5.4. Bilezikli rotor genel görünümü (Menlibar, 2009).

5.2. Asenkron Motor Çalışma Prensibi

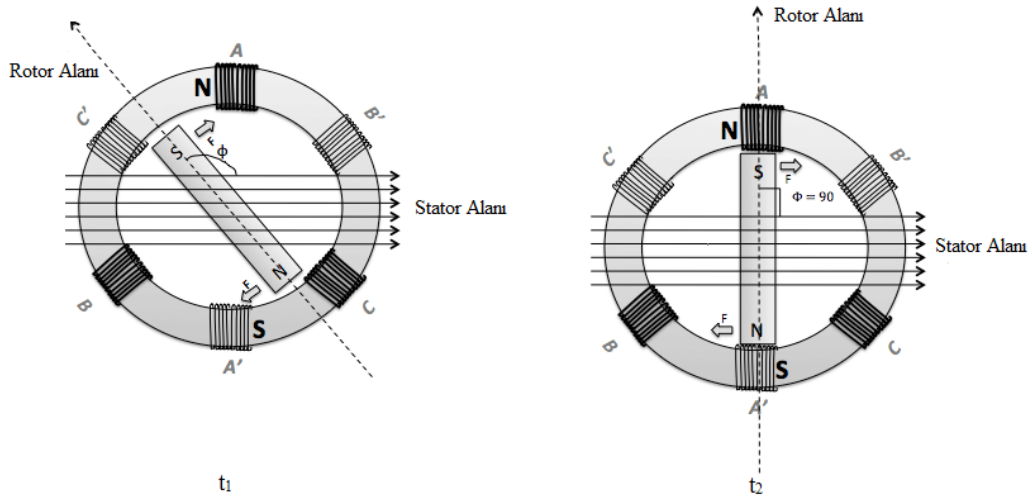
Asenkron motorların stator ve rotoru arasında herhangi bir elektriksel bağlantı yoktur. Statorda oluşan enerji, rotora manyetik alan üzerinden aktarılmaktadır (Baş, 2010). Asenkron motorların çalışma prensibini N-S daimi mıknatıs kutuplarının ortasına yerleştirilen kısa devreli rotor düzeneğiyle anlatmak mümkündür. N-S kutuplarının bulunduğu gövde saat yönünde döndürülünce kısa devreli rotorun da aynı yönde dönmeye başladığı görülür. Eğer gövde döndürülmemiş olsaydı, N kutbundan S kutbuna geçen manyetik kuvvet çizgi sayısında bir değişim olmayacak ve dolayısıyla rotor çubuklarında EMK indüklenmeyecektir. Kutupları saat ibresi yönünde devriyle döndürmüş olsaydık, N kutbundan S kutbuna giden manyetik kuvvet çizgileri sabit rotorun kısa devre çubuklarını keserek çubuklarda EMK indüklenecektir (Saçkan,1994).

Rotor ve dönen N-S kutuplarının devir sayısı eşitlendiğinde ise rotor çubukları manyetik kuvvet çizgileri tarafından kesilemeyeceği için rotor çubuklarında EMK indüklenmeyecek ve çubuklardan endüksiyon akımı geçmeyecektir. Kısa devre çubuklarından akım geçmeyince, hava aralığındaki manyetik alan tarafından rotor çubukları itilmeyecektir. Rotorun dönmelerini sağlayan moment oluşmayınca ise N-S kutupları ile aynı devirde dönen rotorun devri azalmakta ve dolayısıyla rotor geri kalmaktadır. Bu esnada ise rotor çubukları tekrar manyetik kuvvet çizgileri tarafından kesilmeye başlayarak rotor çubuklarında EMK indüklenmektedir. Söz konusu çalışma prensiplerinden dolayı rotor ve N-S kutuplarının devir sayıları hiçbir zaman birbirine eşit olamamaktadır (Saçkan, 1994).

Alternatif akım motorlarında ise, N-S kutuplarının işlevini; herhangi bir iletkenin bobin şekline getirilip, bobin düzleminin eksenine dik olarak ve bu eksen etrafında dönebilecek şekilde düzenlenmesi ile oluşturulan sistem yerine getirmektedir (Baş, 2010).

5.3. Döner Alan

Asenkron motorların çalışma mantığı transformatörlere benzer. Asenkron motorlarda stator sargılarına uygulanan üç fazlı akımın meydana getirdiği alana denir. Asenkron motorlarda stator ile rotor arasında herhangi bir elektriksel bağlantı yoktur. Rotora dışarıdan herhangi bir akım verilmez. Stator dışarıdan döndürülmemektedir. Asenkron motorlarda dönen sürekli mıknatısın görevini stator sargılarına uygulanan üç fazlı akımın meydana getirdiği döner alan yapar. Asenkron motorun statoruna üç fazlı dengeli gerilimler uygulandığında stator sargıları taşıdıkları akımların açıl frekansı ile dönen bir manyetik alan meydana getirir.



Şekil 5.5. Üç fazlı asenkron motorun manyetik düzlemde gösterimi (eetimes, 2012).

Döner alan rotor sargılarını keser ve sargılarda gerilimler indükler. İndüklenen bu gerilimler her biri bir rotor faz sargısı oluşturan rotorda bulunan çubuklardan akım geçmesini sağlar. Rotordan geçen bu akımlar rotor üzerinde N ve S kutuplarını meydana getirirler. Dönen stator kutupları rotor kutuplarını etkiler. Aynı kutuplar birbirini çektiği, zıt kutuplar birbirini ittiği için rotorda dönme hareketi başlar. Bu çalışma mantığı ile elektrik enerjisi mekanik enerjiye dönüştürülmüş olur.

5.4. Asenkron Motorlarda Devir Sayısı ve Kayma

Asenkron motorlarda moment, stator ve rotorda oluşan elektrik alanı etkileşim ile meydana gelir Sabit bir momentin üretilebilmesi için, bu iki alanın, motorun hava aralığında eş zamanlı olarak etkileşim içinde olması gerekir. Üretilen momentin büyüklüğünü aralarındaki faz farkı belirler. Dengeli üç fazlı bir sistemle beslenen üç fazlı bir sargı düzgün bir şekilde dönen bir alan meydana getirir. Bu sebeple, endüstriyel uygulamalarda kullanılan asenkron motorların birçoğu üç fazlıdır. (Alışkan, 2011).

Asenkron motorlarda donen stator alanı kısa devre edilmiş rotor sargılarında, ikisi arasındaki bağıl hızla orantılı bir frekansta akımların indüklenmesine neden olur. Asenkron motor bilezikli türden ise rotor üzerindeki sargı, sincap kafesli ise kafes, üç fazlı bir sargıdan beklenen bir şekilde, rotor alanı olarak adlandırılan bir ikinci alan oluşturur. Döner alanın hızına senkron hız denir. Rotor alanıyla stator alanının hızlarının toplamının senkron hıza eşit olması gerekir. Asenkron motorlar n_r devir sayısında dönerler. Bu devir n_s senkron devirden küçüktür. Boşta çalışma halinde dahi yatak sürtünmeleri ve vantilasyon kayıpları nedeniyle asenkron motor senkron hıza ulaşamaz. Senkron hız ile rotor hızı arasındaki fark kayma olarak ifade edilir. Kayma s sembolü ile gösterilir (Amin, 2001).

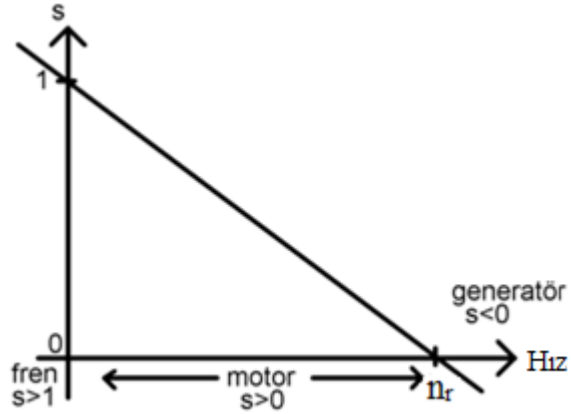
Kayma ve devir sayısı için şu eşitlikler verilebilir;

$$n_s = \frac{60 \times f}{p} \quad (5.1)$$

$$s = \frac{(n_s - n_r)}{n_s} \times \%100 \quad (5.2)$$

$$n_r = (1-s) \times n_s \quad (5.3)$$

Burada f : gerilimin frekansını, n_r : rotor devir sayısını, n_s : senkron devir sayısını, p : çift kutup sayısını gösterir. Şekil 5.6.' da asenkron motor senkron hızın üzerinde döndürüldüğünde $s < 0$ olur ve asenkron motor generatör modunda çalışır. $s > 1$ olduğunda rotor döner alana ters yönde döner ve asenkron motor frenleme yapar. Kayma sıfır ile bir arasında sistem motor olarak çalışır ve elektrik enerjisi mekanik enerjiye çevrilmiş olur.



Şekil 5.6. Asenkron motor kayma-hız karakteristiği.

n_r hızı ile dönen rotor iletkenleri, n_s sabit hızı ile dönen stator akı çizgileri $n_s - n_r$ hızı ile keser ve bu durumda indüklenen EMK ile f_s stator akımı frekansına bağlı olarak rotor akımları f_r frekansında olur ve aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$f_r = \frac{n_s - n_r}{n_s} \times f_s = s \times f_s \quad (5.4)$$

aynı zamanda rotorda indüklenen E_r gerilimi, statorda indüklenen E_s gerilimine bağlı olarak değişimi;

$$|E_r| = s \times |E_s| \quad (5.5)$$

olarak ifade edilir.

Çift kutuplu ($p = 1$) bir asenkron motor için, stator ile rotor arasındaki boşlukta sinüzoidal akı (ϕ) ve döner alanın devir sayısı n_s olduğu kabul edilirse;

$$\text{İletkenin bir saniyede kestiği akı} = 2 \times p \times \phi \times (n_s) / 60 \text{ maxwell/saniye} \quad (5.6)$$

Φ = Manyetik akı yoğunluğu (Wb/m^2)' dir.

Herhangi bir iletken, bir saniyede 10^8 maxwell (1 Weber) akıyı keserse, iletkende indüklenen EMK 1 Volt olacağı için:

$$E_{\text{ort}} = \frac{2 \times p \times \phi \times n_s}{60} \times 10^{-8} \text{ volt} \quad (5.7)$$

E_{ort} = İletkende indüklenen EMK (Elektromotor kuvvet)' dir. n_s döner alan değeri için Eşitlik (5.7) kullanıldığında ise;

$E_{ort} = 2x p x f x \phi x 10^{-8}$ volt değerini almaktadır. İletkende indüklenen gerilimin etkin değerini bulmak için E_{ort} sinüzoidal gerilimlerin şekil faktörü 1.1 değeri ile çarpılması durumunda;

$$E_{ort} = 2.2 x p x f x \phi \times 10^{-8} \text{ volt} \quad (5.8)$$

$$E_{bobin} = 4.4 x p x f x \phi \times 10^{-8} \text{ volt} \quad (5.9)$$

olmaktadır. Stator sargılarına yerleştirilen bobinlerde indüklenen gerilim, bir iletkende indüklenen gerilimin iki katıdır (Saçkan, 1994).

5.5. Asenkron Motorun Boşta Çalışması

Kısa devre rotorlu veya sargılı rotorlu asenkron motorun stator sargılarına 3 fazlı alternatif akımı yüklediğimizde, stator sargılarında döner manyetik alan meydana gelmektedir. Bu sayede rotor, döner alanın yönünde n_r devri ile dönmektedir. Motor miline herhangi bir yük yüklenmediğinde ise rotorun devri döner alanın devrine çok yakın olmaktadır. Rotorun serbestçe dönebildiği bu duruma asenkron motorun boşta çalışması adı verilmektedir (Saçkan, 1994).

Rotorun boşta çalışması durumunda rotor iyice senkron hıza yaklaşmaktadır. Ancak sürtünme kayıplarından dolayı hiçbir zaman senkron hıza ulaşamamaktadır. Rotor boşta çalışırken çok küçük kayma senkron hızdan %1 daha düşük bir hızda dönmektedir. Asenkron motor boşta çalışırken rotor sargısından çok küçük bir gerilim indüklenmekte ve dolayısıyla rotor sargılarından çok küçük bir akım geçmektedir. Asenkron motorun rotor sargısından geçen bu akım, boşta çalışmada sadece sürtünme (hava, yatak, fırça sürtünmeleri) ve demir kayıplarına karşılık gelen kayıp momenti karşılamaktadır.

Motor şebekeden statorun demir ve rotorun sürtünme kayıplarını karşılamak için küçük değerlerde akım çeker. Boşta çalışmada kayma küçük olduğundan, rotorda pratik olarak demir kayıpları yok denecek kadar azdır. Motorun boşta çalışma sırasındaki güç katsayısı 0.1 - 0.3 değerleri arasındadır (Baş, 2010).

Asenkron motorun boşta çalışma deneyi ile sürtünme ve demir kayıpları bulunabilmektedir. Boşta çalıştırılan motorun şebekeden çektiği güç doğrudan kayıpları vermektedir. Çünkü motorun milinden alınan güç sıfırdır. Sadece yatakların sürtünmesinden ve pervanelerin hava ile sürtünmesinden dolayı sabit bir mekanik kayıp oluşmaktadır. Stator sargılardan geçen 3 fazlı alternatif akımın meydana getirdiği döner alan, stator nüvesinde demir

kayıplarına neden olmaktadır. Boşta çalışırken döner alanın rotor nüvesini kesme hızı çok düşük olduğu için rotordaki demir kayıpları sıfır kabul edilmektedir.

Ayrıca rotor kısa devre çubuklarından akım geçmediği için rotor bakır kaybı sıfır kabul edilebilmektedir. Stator sargılarından geçen faz akımları bakır sargıların etkin faz dirençlerinden dolayı ısı kaybı oluşmaktadır. Tüm bu bilgilere göre, asenkron motorun boşta çektiği güç değeri, stator demir ve stator bakır kayıpları ile sürtünme kayıplarının toplamına eşit olmaktadır (Saçkan, 1994).

5.6. Asenkron Motorun Yüklü Çalışması

Boşta çalışan asenkron motorun miline yük bindirdiğimizde, %1 kayma değeri artmakta ve rotorun devir hızı azalmaktadır. Bunun sebebi ise, bütün tahrik makinelerinde olduğu gibi yükün artmasıyla birlikte motorun, kendisinden istenen enerji talebini döner ekipmanların kinetik enerjisinden karşılamasıdır. Rotor dönüş hızının azalmasıyla birlikte döner alanın rotor sargılarını kesme hızı artmaktadır.

Bundan dolayı, rotorda indüklenen faz EMK ve rotordan geçen faz akımları artmaktadır.

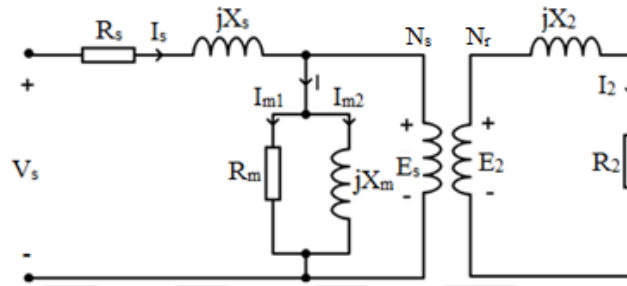
Rotor akımının artmasıyla birlikte rotor kutuplarındaki manyetik akı da artmakta ve döner alan kutuplarının oluşturduğu manyetik akılar azalmaktadır. Hava aralığında meydana gelen döner manyetik akının azalmasıyla birlikte stator sargılarının şebekeden çektiği akım artmakta ve stator sargılarında indüklenen EMK azalmaktadır. Sonuç olarak motor miline yük bindikçe motorun şebekeden çektiği faz akımları artmaktadır. Kayma değeri asenkron motorun milinden alınan döndürme momentine bağlıdır. Çok büyük olmayan yüklerde de yaklaşık olarak döndürme momenti ile doğru orantılıdır (Baş, 2010).

5.7. Asenkron Motorun Eşdeğer Devresi

Asenkron motorların kararlı hal analizinde genel olarak eşdeğer devre modellerinden yararlanılır. Eşdeğer devrenin mümkün olduğunca gerçek değerlere yakın olması gerekmektedir. Asenkron motorların eşdeğer devresi sekonder sargısı kısa devre edilmiş transformatörlerin eşdeğer devresine benzer. Stator eşdeğer devresi transformatörün primer sargı eşdeğer devresine, rotor eşdeğer devresi de transformatörün kısa devre edilmiş sekonder eşdeğer devresine benzemektedir. Asenkron motorun eşdeğer devresinin transformatör eşdeğer devresinden farkı rotor frekansının kaymaya bağlı olarak değişmesidir. Transformatörlerde güç

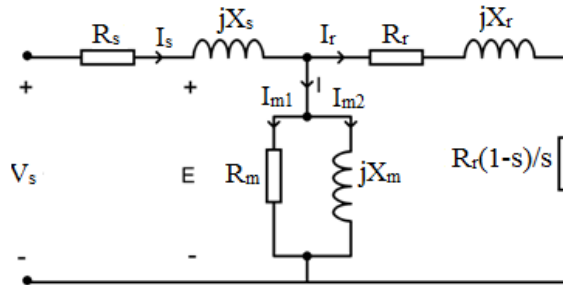
transferi primer sargıdan sekonder sargıya manyetik nüve ile gerçekleşmektedir. Asenkron motorda ise statordan rotora güç transferi aralarındaki hava boşluğu ile olmaktadır. Anlatılan hususta Şekil 5.7.' de asenkron motorun transformatör eşdeğer devresi verilmiştir (Ünsal, 2012).

Asenkron motora ait eşdeğer devrenin bilinmesi ile devre analizi yöntemi ile asenkron motora ait; asenkron motorun gücü, döndürme moment, kalkınma akımı, güç katsayısı ve yüke göre verim gibi parametreler hesaplanabilir.



Şekil 5.7. Üç fazlı bir asenkron motorun bir fazı için transformatör eşdeğer devresi.

Asenkron motorlarda hava aralığından kaynaklı olarak I_{m1} mıknatıslanma akımı çok büyük değerdedir. I_{m2} değeri ise I_{m1} akımına göre küçük değerdedir. Hava aralığındaki akı, X_m' i değişken ve V_s gerilimine bağlı kılan manyetik doymayı meydana getirir. Stator magneto motor kuvvetinin oluşturduğu bir kısım manyetik akı, sekonder sargıyı halkalamaz ve bu X_s primer kaçak reaktansı ile ifade edilir. Benzer olarak sekonder sargının oluşturduğu akının primer sargıyı halkalamayan kısmı da X_r sekonder kaçak reaktansı olarak ifade edilir. Şekil 5.8.' de asenkron motorun primere indirgenmiş eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 5.8. Üç fazlı bir asenkron motorun bir fazı için primere indirgenmiş eşdeğer devresi.

Şekil 5.7. ve Şekil 5.8.'de verilen üç fazlı asenkron motor eşdeğer devrelerindeki parametreler;

- R_s = Stator sargı direnci,
- R_r = Statora indirgenmiş rotor sargı direnci,
- X_s = Stator sargı reaktansı,
- R_2 = Rotor (sekonder) direnci,
- X_2 = Rotor (sekonder) reaktansı,
- E_2 = Rotor (sekonder) gerilimi,
- I_2 = Rotor (sekonder) akımı,
- X_r = Statora indirgenmiş rotor sargı reaktansı,
- X_m = Mıknatıslanma reaktansı,
- R_m = Demir, sürtünme ve vantilasyon kayıplarını belirten direnç,
- I_s = Stator faz akımı,
- I_r = Statora indirgenmiş rotor akımı,
- I_{m1} = R_m direnci üzerinden akan akım,
- I_{m2} = Mıknatıslanma reaktansı üzerinden akan akım,
- V_s = Stator gerilimi,
- E = Faydalı akımın statorunda indüklediği EMK olarak ifade edilebilir.

Şekil 5.7.'de devrenin I_r parametresi ile R_r ve X_r bileşenleri gerçek büyüklüklerine göre dönüştürme oranı belirlenir.

$$E_r = (N_s / N_r) \times I E_2 \quad (5.10)$$

$$I_r = (N_s / N_r) \times I_2 \quad (5.11)$$

$$R_r = (N_s / N_r)^2 \times R_2 \quad (5.12)$$

$$X_r = (N_s / N_r)^2 \times X_2 \quad (5.13)$$

N_s / N_r oranı genellikle 1' den büyüktür.

Motor hızının etkisi eşdeğer devredeki R_s / r parametresi ile belirlenir. Kayma $s = 0$ iken, mil hızı n_r , döner alanın hızı n_s' ye eşittir. Rotor iletkenleri hava aralığındaki döner akıyı kesmez ve böylece rotor iletkenlerinde indüklenen EMK (Elektromotor kuvvet) ve rotor akımı sıfır olur. $s = 0$ iken, I_r değeri sıfır (0) olur.

Şekil 5.8.' de verilen eşdeğer devrede;

$$V_s = E + I_s \times (R_s + jX_s) \quad (5.14)$$

$$E = V_s - I_s \times (R_s + jX_s) \quad (5.15)$$

$$I_s = \frac{V_s}{R_s + \left(\frac{R_r}{s} + jX_r\right) // \frac{(R_m \times jX_m)}{(R_m + jX_m)}} \quad (5.16)$$

$$I_s = I_r + I \quad (5.17)$$

$$I = I_{m1} + I_{m2} \quad (5.18)$$

$$I_{m1} = \frac{V_s}{R_m} \quad (5.19)$$

$$I_{m2} = \frac{V_s}{jX_m} \quad (5.20)$$

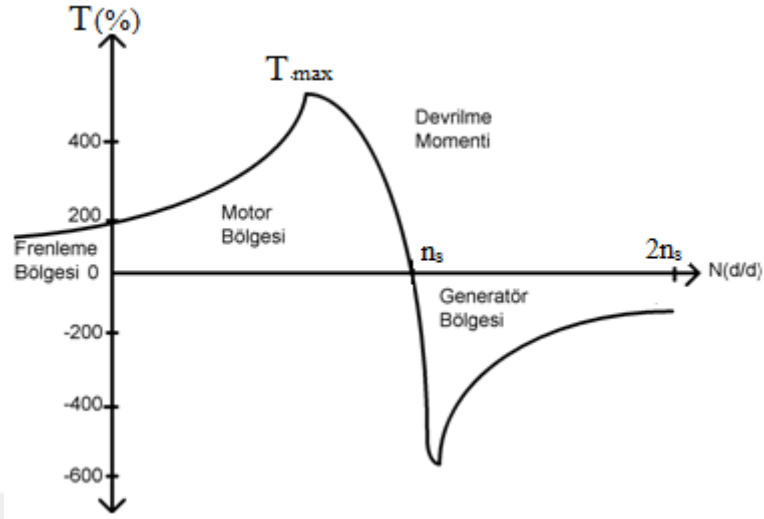
$$I_r = \frac{E}{\frac{R_s}{s} + jX_r} \quad (5.21)$$

$$|I_r| = \frac{|E|}{\sqrt{X_r^2 + \left(\frac{R_s}{s}\right)^2}} \quad (5.22)$$

olarak ifade edilir.

5.8. Asenkron Motorda Hız-Moment Karakteristiği

Asenkron motorlarda ilk kalkınma anında kayma $s = 1$ ' dir. Daha sonra rotor döner alan yönünde dönmeye başlar. Motor boşta çalışıyorsa rotor hızı senkron hıza yakın bir değere kadar yükselir. Boşta çalışan motorun kayması yaklaşık yüzde 1' dir. Asenkron motor yüklendikçe rotor hızı azalır ve kayma değeri de artar. Ayrıca asenkron motorda indüklenen moment ve motorun şebekeden çektiği akım artar.



Şekil 5.9. Asenkron motorda moment-hız karakteristiği.

Şekil 5.9. incelendiğinde senkron hızda indüklenen momentin sıfır olduğu görülür. Boş çalışma ile yüklü çalışma arasında moment yaklaşık doğru orantılı olarak değişir. Motorun ürettiği maksimum momente devrilme momenti denir. Bu moment motorun anma yük momentinin, yaklaşık olarak 1.5 ile 2.5 katı kadardır. Devrilme momenti eşdeğer devre parametreleri kullanarak hesaplanabilir (Ünsal, 2012).

Asenkron motora ait güç ve moment bağıntıları aşağıdaki eşitliklerde;

Asenkron motorun besleme gerilimi ile akımının arasındaki açının kosinüsü:

$$PF = \cos\delta \quad (5.23)$$

$$\text{Asenkron motorun şebekeden çektiği güç : } P_1 = 3 \times V_s \times I_s \times \cos\delta \quad (5.24)$$

$$\text{Döner alanın senkron açısal hızı : } \omega_s = \frac{2\pi \times f_s}{p} \text{ rad/sn} \quad (5.25)$$

$$\text{Rotor açısal hızı : } \omega_r = (1 - s) \times \omega_s \quad (5.26)$$

$$\text{Rotor giriş gücü : } P_2 = P_1 - (P_{fe} + P_{cu}) \quad (5.27)$$

$$\text{Rotor bakır kayıpları : } 3 \times R_r \times (I_r)^2 \quad (5.28)$$

$$\text{Çıkış gücü, mekanik güç : } P_o, P_{mekanik} = 3 \times (I_r)^2 \times (R_r / s) \quad (5.29)$$

$$\text{Asenkron motorun verimi : } \eta = \frac{P_o}{P_1} \quad (5.30)$$

$$\text{Üretilen moment } T_L = P_{\text{mekanik}} / \omega_r \quad (5.31)$$

$$\text{Asenkron motorda oluşan moment : } T = \frac{3}{\omega_s} \times \frac{(bV_s)^2}{(R_s + \frac{R_r}{s})^2 + X_r^2} \times \frac{R_r}{s} \quad (5.32)$$

$$\text{Maksimum moment : } T_{\text{max}} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s \times (R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_s + X_r)^2})} \quad (5.33)$$

$$\text{Maksimum kayma: } s_{\text{maks}} = \omega_s = \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + X_r^2}} \quad (5.34)$$

ifade edilmiştir (Chapman, 1999).

5.9. Asenkron Motor Hızının Kontrol Teknikleri

Asenkron motorun hızı normal koşullarda senkron hızdan düşüktür. Rotor devir sayısı senkron hızın devir sayısından daha küçük değerdedir. Asenkron motorun hızını kontrol etme metotları mevcuttur. Asenkron motor hızı, stator gerilimi değiştirilerek, kutup sayısı değiştirilerek, rotor sargılarına seri direnç bağlayarak (sadece bilezikli asenkron motorlarda) ve besleme gerilimi frekansı değiştirilerek ayarlanır. Kutup sayısı ve besleme frekansı değiştirilerek yapılan hız kontrolünde asenkron motorun hızı değişir. Diğer yöntemlerde ise sadece motorun hız-moment karakteristiği değiştirilerek rotor hızı değiştirilir (Ünsal, 2012).

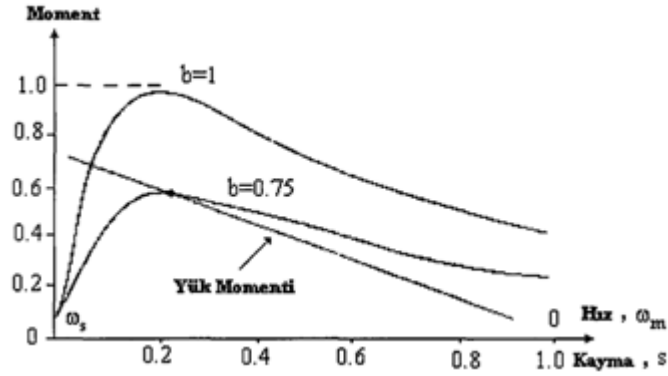
Asenkron motorun hız kontrolü için geliştirilmiş başlıca metotlar;

- Stator geriliminin değiştirilmesi,
- Kutup sayısının değiştirilmesi,
- Rotor direncinin değiştirilmesi,
- Gerilim/frekans oranı sabit tutularak gerilim ve frekansın değiştirilmesidir.

5.9.1. Stator gerilimi değişimi ile hız kontrolü

Bu metot ile Eşitlik (5.30)' da belirtildiği gibi indüklenen moment gerilimin karesi ile doğru orantılıdır. Stator geriliminin değişmesine bağlı olan hız, asenkron motorun sabit nominal yük ile yüklenmesi durumunda gerilimin frekansı ile belirlenen senkron hız değeri ile devrilme momentine karşı gelen hız değeri arasında değiştirilebilir. Gerilimin genliğinin değiştirilmesi asenkron makinenin maksimum momentinin oluşturduğu devrilme kayma değerini ve senkron hız değerini etkilememektedir. Motorun boş çalıştırılmasında bu yöntem hız

kontrolü için kullanılmamaktadır. Bu yöntemle yapılan kontrol, büyük aralık değerlerinde hız kontrolünde kullanılamaz. Bu sebepten dolayı endüstride pek kullanılmamaktadır.



Şekil 5.10. Değişken stator gerilimi için moment-hız karakteristiği (Rashid, 1993).

Herhangi bir manyetik devrede, indüklenen gerilim, akı ve frekans ile orantılıdır ve etkin (rms) hava aralığı akısı aşağıda verilen eşitlikler ile tanımlanabilir.

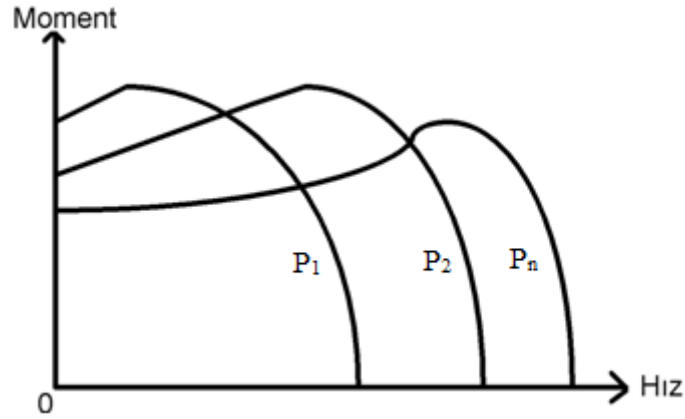
$$V_a = b \times V_s = K_m \times \omega \times \phi \quad (5.35)$$

$$\phi = \frac{V_a}{K_m \times \omega} = \frac{b \times V_s}{K_m \times \omega} \quad (5.36)$$

Burada K_m motor sabiti, b gerilim oranıdır ve stator sargı yapısına bağlıdır. Stator geriliminin azaltılması durumunda hava aralığındaki akı ve momentin değeri de azalacaktır. Düşük gerilimde, kayma 1/3 değerinde olduğunda akım değeri de tepe seviyesinde olacaktır. Hız kontrol aralığı, maksimum moment değerini veren kayma ile sınırlıdır. Düşük kaymalı motor için hız aralığı çok dardır ve gerilim kontrolü, sabit moment yükü için uygun değildir. Asenkron motorda uygulama yapmak için düşük yol alma momenti ve düşük kayma için, hızın sınırlı aralığı ihtiyacı olmaktadır. (Rashid, 1993).

5.9.2. Stator sargısı kutup çifti değişimi ile hız kontrolü

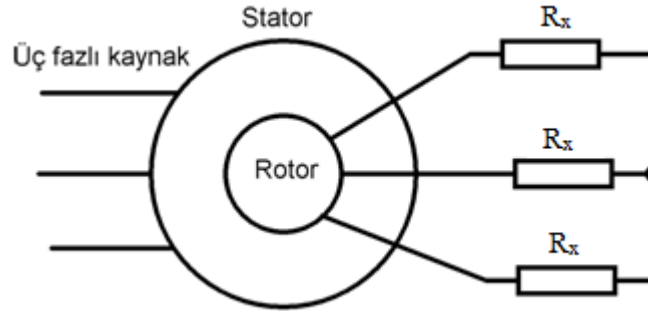
Asenkron motorlarda kutup sayısını değiştirmek, senkron hızı doğrudan etkilemektedir. $n_s = (60 \times f) / p$ denkleminde p kutup çifti sayısı, P ise kutup sayısı olarak ifade edilir. n_s ise motorun senkron hızıdır. Kutup çifti sayısının artırılması asenkron motorun senkron hızı düşecektir. Aşamalı olarak bir hız kontrolü sağlar.



Şekil 5.11. Kutup sayısına bağlı moment-hız karakteristiği.

5.9.3. Rotor direnci değerinin değişimi ile hız kontrolü

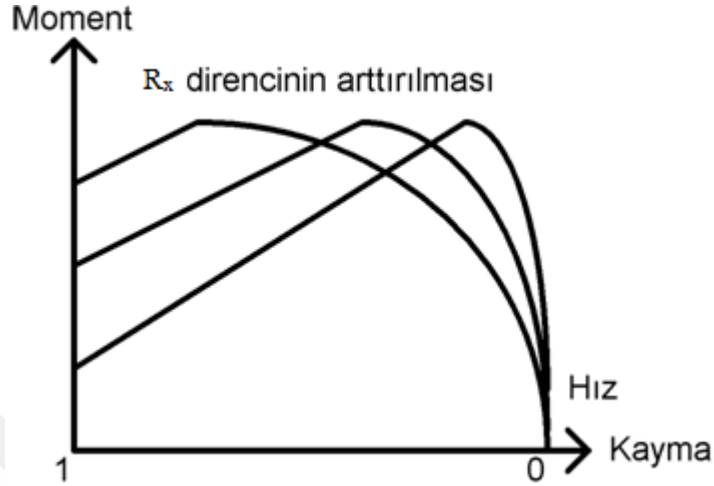
Rotoru sargılı asenkron motorlarda harici üç faz için direnç elemanları Şekil 5.12.'deki gibi eklenebilir. R_x dirençleri ile moment değeri değiştirilebilir. Rotor direncindeki değişimler sonucu oluşan moment-hız karakteristiği Şekil 5.13.'de verilmiştir. Rotordaki direnç değerleri eşit değilse gerilim ve akımlarda dengesizliklere sebebiyet verebilir. Bu nedenle pek kullanışlı bir yöntem değildir. Rotoru sargılı asenkron motorlarda rotor direnci küçük değerde üretilir.



Şekil 5.12. Asenkron motor rotorunun direnci.

Bu yöntem, kalkış momentini arttırmaktadır. Fakat bu yöntem verimsiz olduğu için çok kullanışlı değildir. Ayrıca rotor devresindeki direnç değerleri eşit olmadığı takdirde akım ve gerilimlerde dengesizliklere sebebiyet verecektir. Rotoru sargılı bir asenkron motor, tam yük altında kayma değeri düşük ve çalışma verimi yüksek olması gerektiği için rotor direnci küçük değerde seçilir. Rotor direncinde olan artış, maksimum moment üretildiği noktadaki kayma değerini arttırır. Ancak maksimum moment değeri sabit kalır. Rotoru sargılı asenkron

motorlarda rotor direncini değiştirmek daha m¼mk¼n olabildiği için rotoru sargılı motorun hız kontrol¼ daha esnek yapılabilmektedir.



Şekil 5.13. Asenkron motor rotor direnci arttırıldığında moment-hız karakteristiği.

5.9.4. V/f oranı sabit kaldığında gerilim ve frekansın değiştirilmesi ile hız kontrol¼

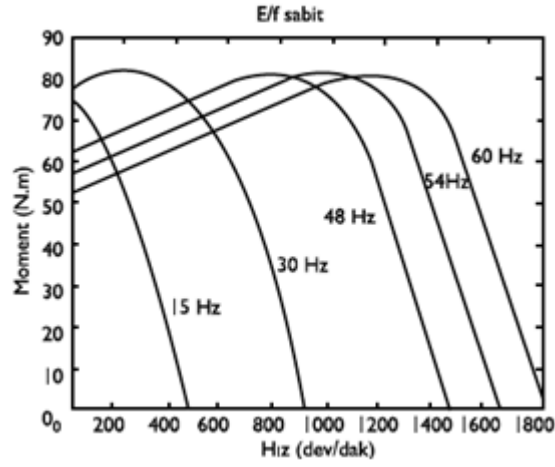
Asenkron motorların hız kontrol¼nde, stator geriliminin gerilim ve frekansının değiştirilmesi en uygun yöntemdir. $R_s = 0$ olması şartı ile V/f oranının sabit tutularak asenkron motorun hızı geniş bir ölçekte kontrol edilebilir. Statora uygulanan V_s , statorda ind¼klenen E gerilimine eşit ise;

$$V_s = E = k \times f_s \times \phi \quad (5.37)$$

Asenkron motorda ind¼klenen devrilme momenti T_{maks} gerilim ve frekansa bağlı olarak;

$$T_{maks} = k \times (V_s / f_s)^2 \quad (5.38)$$

V/f ile devrilme momenti arasındaki bu denklemden gerilim değeri değişmez frekans arttırılırsa devrilme momenti de azalır. Her f frekansına karşılık, bir V gerilimi de d¼řecektir. Şekil 5.14.' de V/f kontrol¼ne bağlı moment-hız karakteristiği grafiği verilmiştir.



Şekil 5.14. V/f oranı sabit kaldığında gerilim ve frekansın değiştirilmesi metodunda moment-hız karakteristiği.

Endüstride kullanılan asenkron motorların hız kontrolünde sık olarak kullanılan stator geriliminin ve frekansının değiştirilmesinde motoru besleyen güç katının, değişken şekilde genlik ve frekansta gerilimler üretebilmesi gerekir. Asenkron motorun hız kontrolü değişken genli ve frekansta sinüzoidal sinyaller üreten devrelere frekans çeviriciler denir. Bu frekans çeviriciler;

- Doğrudan frekans çeviriciler,
- Ara devreli frekans çeviriciler,
- Akım ara devreli,
- Kontrollü doğrultucu ile denetlenen gerilim ara devreli,
- Doğru akım kıyıcı ile denetlenen gerilim ara devreli,
- PWM' li sabit ara devreli frekans çeviriciler olarak sınıflandırılır.

Doğrudan frekans çeviriciler ile hız kontrolü

Bir frekanstaki giriş gerilimini farklı bir frekanstaki değişken gerilimine çevirir. Gerilim ve frekans değiştirmeyi direkt olarak giriş gücünü kullanarak gerçekleştirir.

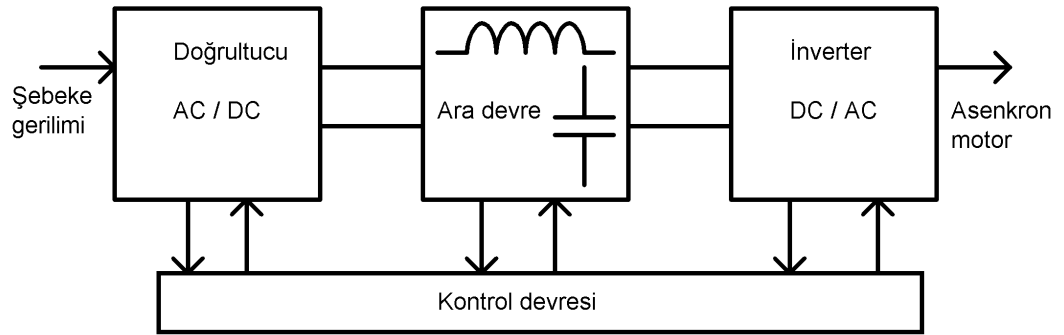
Frekans çeviricinin temel çalışma prensibi, istenen frekansta çıkış gerilimi oluşturacak şekilde giriş geriliminden faydalanarak tristörlerin uygun anlarda tetiklenmesidir. Çeviricinin, her bir fazına, birbirine zıt paralel bağlı iki tane üç faz tam dalga kontrollü doğrultucu bağlanır. Bu doğrultuculardan biri, çıkış akımının pozitif yarı periyodunda, diğeri ise negatif yarı

periyodunda doğrultma ve evirme modunda çalışarak istenen frekansta çıkış gerilimi sağlar. Çıkışta frekans, şebeke frekansının altındadır. Bu sebeple devir sayılarında dūřuk devir sayılarında hız kontrolū yapılır (şahin, 1986).

Ara devreli frekans çeviriciler ile hız kontrolū

Dođrudan frekans çeviricilerde, şebeke frekansının altındaki frekanslar elde edilir. Ara devreli frekans çeviricilerde bu sınırlama yoktur. şekil 5.15.' de ara devreli frekans çeviricinin şeması verilmiştir. Bu frekans evirci tipi dōrt ana bōlūmden oluşmaktadır:

- Doğrultucu kısmı,
- Ara devre,
- Kontrol devresi,
- İnverter katıdır.



şekil 5.15. Ara devreli frekans çevirici şeması.

Dođrultucu kısmı şebeke AC akımını, DC akıma çevirir. Ara devre, doğrultucu kısımda elde edilen DC akımın filtre edilerek daha dūzgūn çıkışlı doğrusal akım sağlar. Kontrol devresi, frekans çevirici için gerekli olan işaretlerin ūretildiđi ve kontrol işleminin yapıldığı birimdir. İnverter devresi ara devredeki, doğru gerilim ve akımın efektif değeri ile frekansını, ayarlanabilen alternatif AC akım şekline çevirme işleminin yapıldığı bōlūmdür.

Ara devreli frekans çeviriciler dōrt ana gruptadır;

- Akım ara devreli,
- Kontrollū dođrultucu ile denetlenen gerilim ara devreli,
- Doğru akım kıyıcı ile denetlenen gerilim ara devreli,

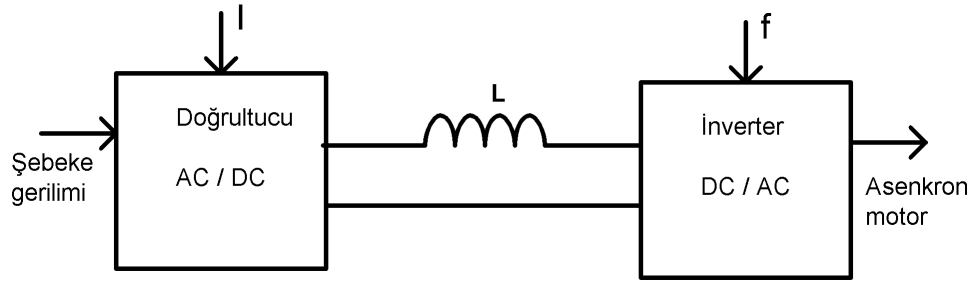
- PWM' li sabit ara devreli frekans çevirici.

Ara devrede sadece filtre olarak bobin kullanılmış ise frekans çevirici akım ara devreli olarak isimlendirir. Bu frekans çeviricide asenkron motor akım ile beslenir. Ara devre akımının değeri doğrultucu ile belirlenir.

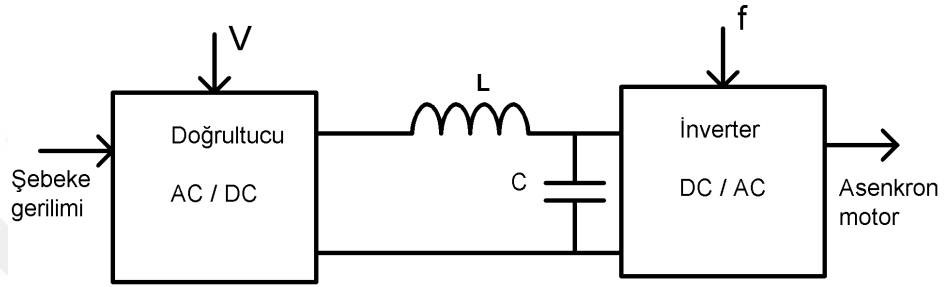
Ara devrede bobin ve kondansatör alçak geçiren filtresi kullanılırsa bu frekans çeviriciler gerilim ara devreli olarak isimlendirilir. Gerilim ara devreli frekans çeviricilerde çıkış geriliminin efektif değeri doğrultucudan, ara devredeki bir inverter yöntemiyle ayarlanabilir.

Çıkış geriliminin efektif değeri kullanılan inverter ile ayarlanırsa, ara devre gerilimi sabittir. Bu frekans çevirici tipine PWM' li sabit gerilim ara devreli frekans çeviri olarak isimlendirilir.

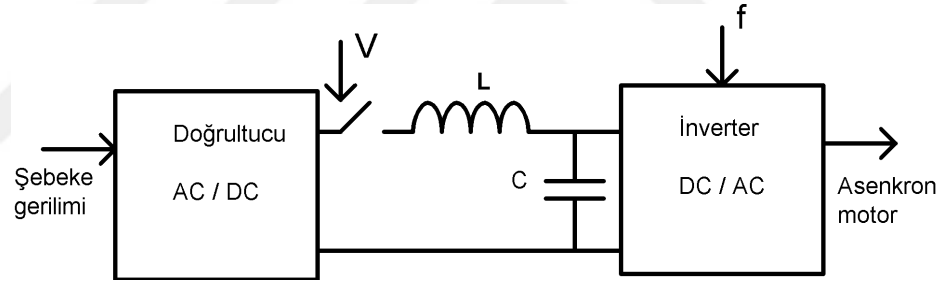
Gerilim ara devreli frekans çeviriciler de, akım ara devreli çeviriciler gibi asenkron motoru çeviriciye uyarlama sorunu yoktur. Gerilim ara devreli çeviricilerle birden fazla asenkron motorun hız kontrolü yapılabilmektedir (Şahin, 1986).



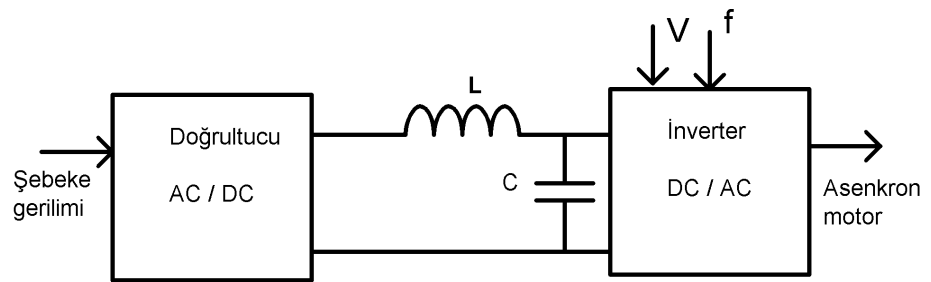
a)



b)



c)



d)

Şekil 5.16. Ara devreli frekans çevirici çeşitleri: a) akım ara devreli, b) kontrollü doğrultucu ile denetlenen gerilim ara devreli, c) doğru akım konverteri ile denetlenen gerilim ara devreli, d) PWM' li sabit ara devreli.

6. SİSTEMİN MATLAB/SIMULINKTE TASARIMI VE ANALİZİ

Yapılan bu çalışmada inverter devresinin tasarımı için H köprülü kaskad bağlı inverter topolojisi seçilmiştir. İnverter devresinin seviye sayısı artırılarak elde edilecek çıkış geriliminin değerinin yükseltilmesi ve sinüs formuna yaklaştırılması amaçlanmıştır. Çıkış sinyalinin genliği ve frekansının kontrolü için SPWM ile anahtarlama sinyallerinin elde edilmesi sağlanmıştır. 7 seviyeli inverter ile üç fazlı asenkron motor sürüleceği için 3 fazlı devre oluşturulmuştur. İnverter devresinin çıkışına uygun değerlerde seçilen direnç ve bobinden oluşan yük elemanları bağlanmıştır. Faz-nötr ve faz-faz çıkış gerilimleri ile faz akımları elde edilmiştir. İnverter H köprüsü modüllerinde kullanılan DC hat kondansatörlerinin değeri hesaplanmıştır. 7 seviyeli oluşturulan inverter devresinin faz-nötr ve faz-faz çıkışlarında elde edilen sinyallerin toplam harmonik bozulmaları incelenmiştir. Çıkışta elde edilen sinyallerin, toplam harmonik distorsiyon değerlerini azaltmak ve saf sinüzoidal sinyal elde etmek için bobin ve kondansatörden oluşan L-C filtre devresi kullanılmıştır.

Filtre devresinden geçirilmiş inverter çıkışları asenkron motora bağlanarak asenkron motorun rotor akım sinyalleri, stator gerilim ve akım sinyalleri, rotor hızı, elektromanyetik tork değerlerinin grafikleri elde edilmiştir. Asenkron motorun hız kontrolü için V/f oranı sabit tutularak maksimum tork elde edilmiştir.

Matlab / Simulink' te PI denetim bloğu ile V/f oranı sabit kalacak şekilde gerilim ve frekans değerleri kontrol edilmiştir. Uygun K_p ve K_i değerleri girilmiştir. Asenkron motor çıkışında stator faz gerilim ve akımları, rotor faz akımları ve elektromanyetik tork değerleri elde edilmiştir.

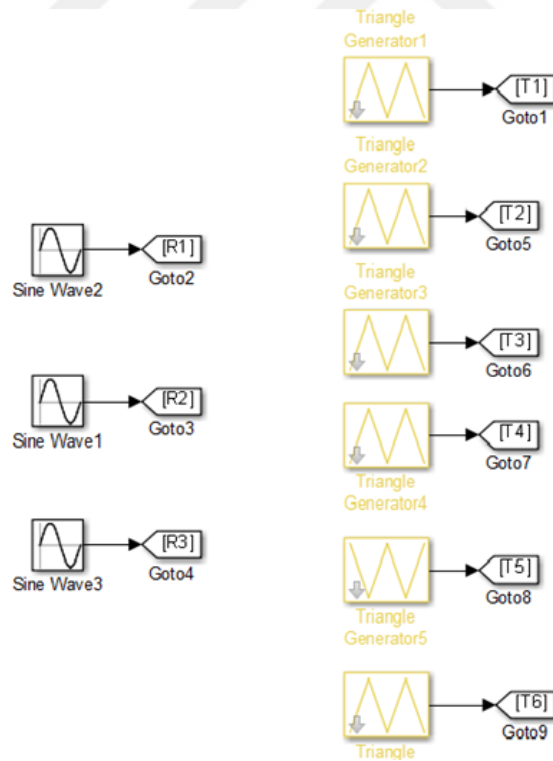
6.1. SPWM ile Anahtarlama Sinyallerinin Oluşturulması

3 fazlı 7 seviyeli inverter devresi oluşturmak için kullanılan referans ve taşıyıcı sinyaller Şekil 6.1.' de verilmiştir.

3 fazlı inverter oluşturmak için referans sinyali aralarında 120 derece faz farkı bulunan 3 adet sinüs sinyali belirlenmiştir. Sinüs sinyallerinin frekansı inverter çıkış sinyallerinin de frekansıdır. 50 Hertz frekansında çalışan asenkron motor çalıştırılacağı için sinüs sinyallerinin frekansı da 50 Hertz seçilmiştir. 7 seviyeli inverteri oluşturmak için Eşitlik (3.2)' de verildiği üzere seviye sayısının bir eksiği 6 adet üçgen taşıyıcı sinyal belirlenmiştir. Taşıyıcı sinyaller PD (Faz dağılımı) topolojisi ile yerleştirilmiştir.

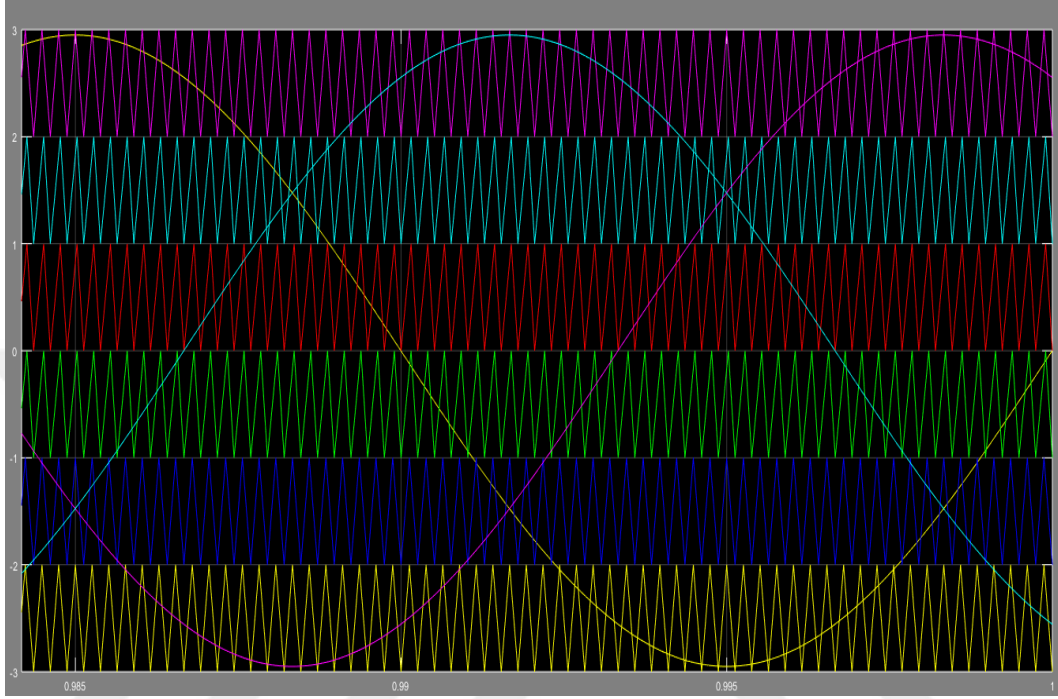
SPWM' de gerekli anahtarlama sinyallerini elde etmek için frekans modülasyonunun değeri yüksek tutulmalıdır. Bu nedenle Eşitlik (3.1)' de verilen denkleme göre taşıyıcı sinyalin frekansı 50 Hertzden çok yüksek olmalıdır. İnverter devresinin çıkış frekansı 50 Hertz olduğu için harmonikler 50 Hertz' in katlarında oluşacaktır. Devre 3 fazlı olduğu için 3' ün tam katlarında harmonik oluşmayacaktır. Bu bakımdan harmoniklerin daha az ve düzgün oluşması için taşıyıcı sinyal frekansı 50 Hertz' in 3 ve üzeri tam katlarında olması gereklidir. Ayrıca anahtarlama frekansı çok yüksek de seçilmemelidir çünkü mekanik cevap süresi bu kadar kısa periyotlara karşı tepki gösteremediği için taşıyıcı sinyal frekansı 3.9 kHz seçilmiştir. Frekans modülasyonu M_f ' de taşıyıcı sinyalin frekansının referans sinyalinin frekansına oranından 78 elde edilir.

Modülasyon oranı M_a ise sistemin lineer bölgede çalışması için 1 ve 1' den küçük seçilmelidir. İnverter devresinde taşıyıcı sinyaller PD dağılımı ile yerleştirilmiştir. Sinüs sinyalinin genliği 2.94, her bir taşıyıcı sinyalin ise 1 seçilmiştir. Eşitlik (3.3)' de verilen denklem ile $M_a = 0.98$ olarak belirlenir.



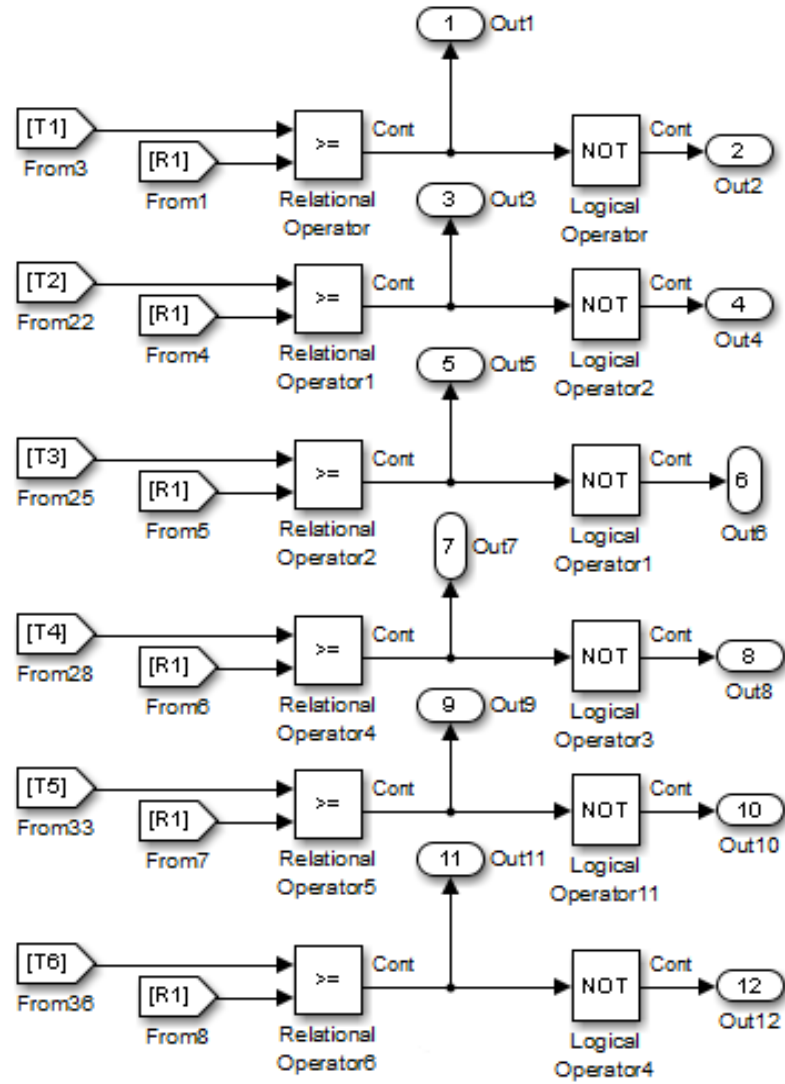
Şekil 6.1. Oluşturulan taşıyıcı ve referans sinyalleri bloğu.

Şekil 6.2.' de 6 adet taşıyıcı ve 3 adet referans sinyalin görüntüsü Scope ekranının tek bir kanalında verilmiştir.



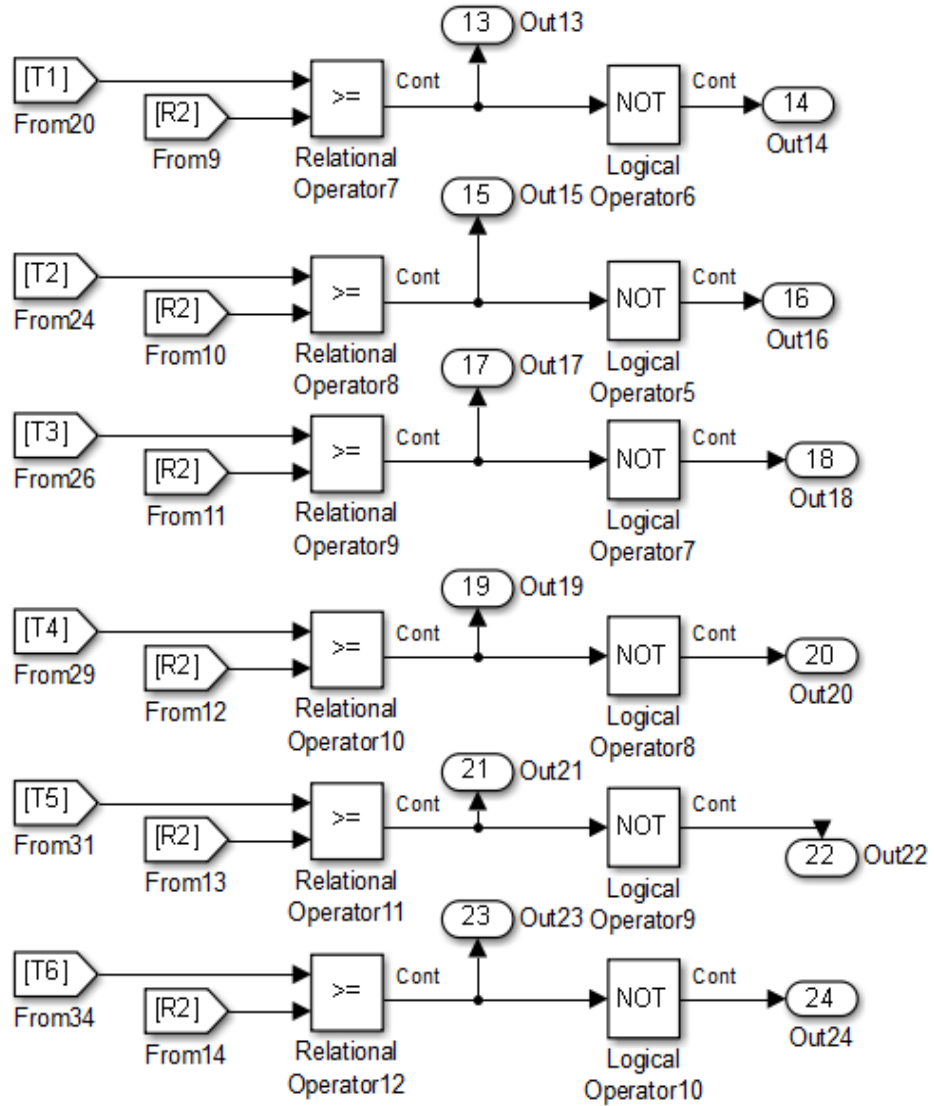
Şekil 6.2. Taşıyıcı ve referans sinyallerinin görüntüsü.

Oluşturulan SPWM taşıyıcı ve referans sinyallerinde, sinüs referans sinyali sayısı kadar her bir faz, taşıyıcı sinyal adeti kadar çıkış gerilim katı oluşturulur. Şekil 6.3.' de bir sinüzoidal sinyal ile 6 adet taşıyıcı sinyalin her biri komparatör biriminde karşılaştırılarak inverterin A fazı için anahtarlama sinyalleri elde edilmiştir.



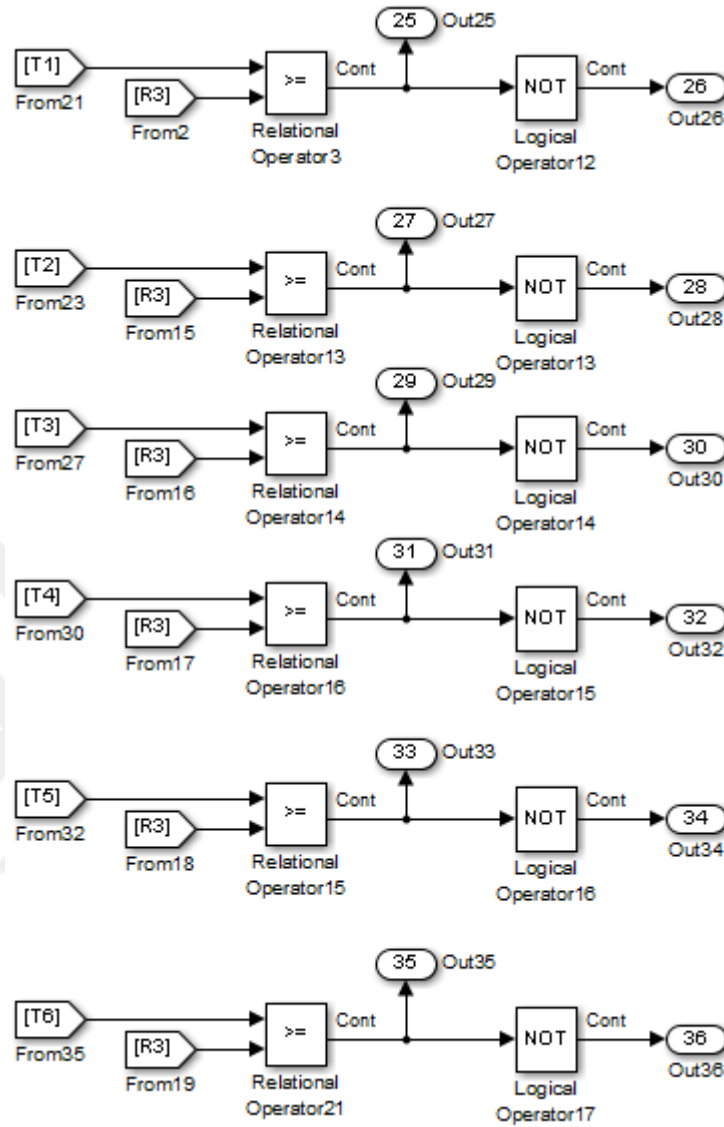
Şekil 6.3. Inverterde A fazı için anahtarlama sinyalleri bloğu.

Şekil 6.4.' te bir sinüzoidal sinyal ile 6 adet taşıyıcı sinyalin her biri komparatör biriminde karşılaştırılarak inverterin B fazı için anahtarlama sinyalleri elde edilmiştir.



Şekil 6.4. İverterde B fazı için anahtarlama sinyalleri bloğu.

Şekil 6.5.' de bir sinüzoidal sinyal ile 6 adet taşıyıcı sinyalin her biri komparatör biriminde karşılaştırılarak inverterin C fazı için anahtarlama sinyalleri elde edilmiştir.



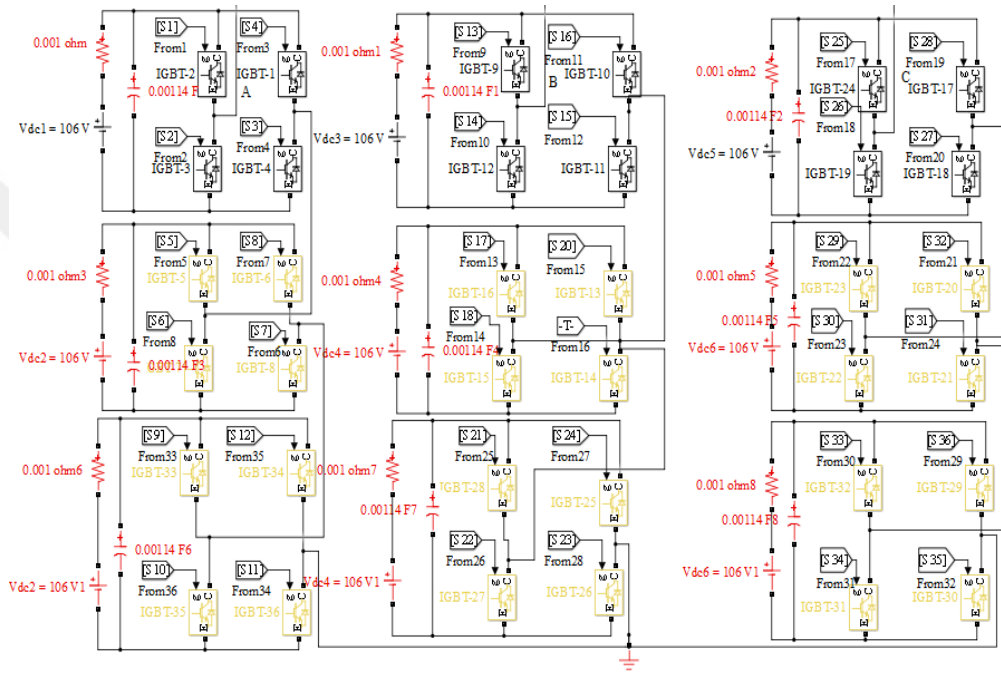
Şekil 6.5. İverterde C fazı için anahtarlama sinyalleri bloğu.

6.2. İverter Devresinin Oluşturulması

Bu çalışmada 7 seviyeli inverter devresini oluşturmak için kaskad bağlı inverter topolojisi seçilmiştir. Kaskad bağlı inverterlerde, diyot ve kondansatör kenetlemeli inverterlere göre kenetleme diyotlarının ve kondansatör sayılarının bulunmaması, modüler hale kolay getirilebilmesi nedeniyle tercih edilmiştir.

Şekil 6.6.'da 3 fazlı 7 seviyeli inverter devresi gösterilmiştir. İnverterin çıkışında 3 faz elde etmek için 3 ayrı faz için, 3 adet tam köprülü inverter bloğu oluşturulmuştur ve 3 bloğun

emitör uçları birleştirilerek nötr noktası oluşturulmuştur. Bu blokların Her bir blok 7 seviye oluşturmak için de 3 ayrı H köprüsü seri bağlanmıştır. 36 adet IGBT devre elemanı ve 9 adet gerilim kaynağı kullanılmıştır. Asenkron motorun besleme geriliminin tepe değeri 311 volt olduğu için, $V_{dc} = \frac{311}{3 \times M_a} = \frac{311}{3 \times 0.98} =$ yaklaşık olarak 106 V elde edilir. DC gerilim kaynaklarının değeri 106 V seçilmiştir.



Şekil 6.6. 3 fazlı 7 seviyeli inverter için oluşturulan H köprüleri bloğu.

Çizelge 2.7.' de verilen denklemlere göre kaskad bağlı inverter topolojisi için her bir faz koluna seviye sayısının bir eksiğinin yarısı kadar DC kondansatör bağlanması gerekmektedir. Bu nedenle her bir H köprüsü modülünde gerilim kaynağına paralel DC hat kondansatörü bağlanmıştır. DC hat kondansatörünün değeri aşağıdaki Eşitlik (6.1), (6.2) ve (6.3)' den faydalanarak yapılmıştır.

$$C_{dc} = \frac{Q}{\Delta V_{dc}} \quad (6.1)$$

$$Q = \int_0^{\pi} \frac{\pi}{4} \cos\left(\frac{M_a x \pi}{4}\right) \sqrt{2} x (I_{rms}) \times \cos(2 \times \pi \times f \times t) dt \quad (6.2)$$

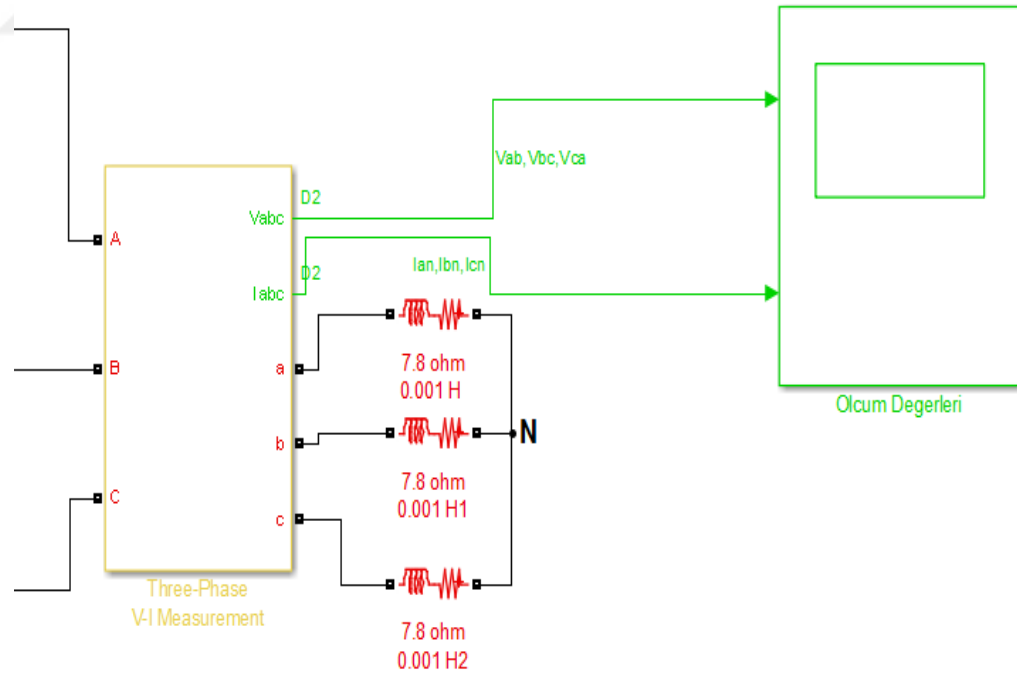
$$C_{dc} = \frac{I_{rms}}{\sqrt{2} \times \pi \times f \times \% V_r \times E} \times (1 - \sin(\text{acos} M_a \times (\pi/4))) \quad (6.3)$$

olarak ifade edilir (Sirisukprasert, 2004).

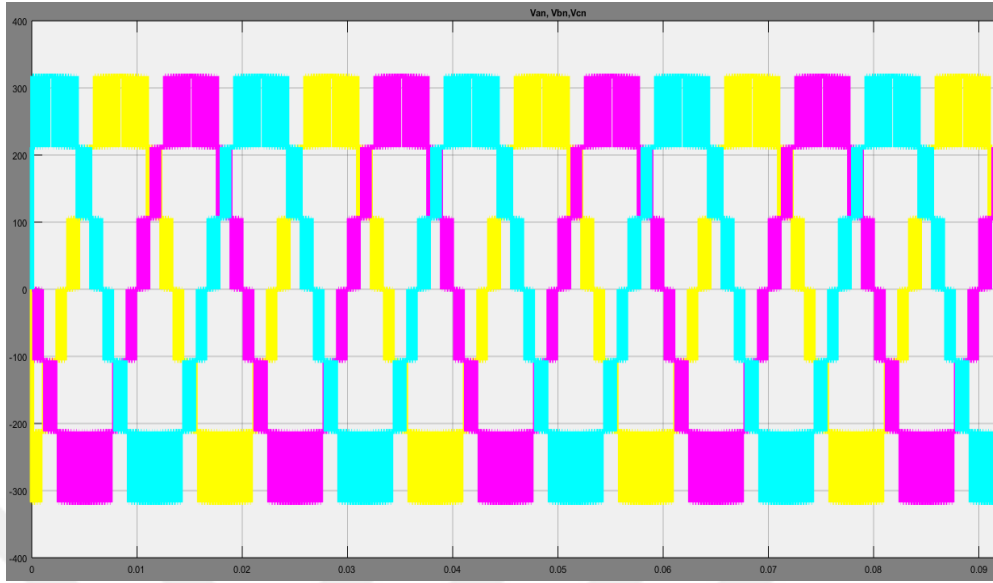
- $I_{rms} =$ İverterer çıkışındaki akımın rms değeri, $39.9 \text{ A} / \sqrt{2} = 28.21 \text{ A}$ ' dir.
- $f =$ İverterer devresindeki frekans değeri, 50 Hertz.
- $M_a =$ modülasyon indeksi, 0.98.
- $\%V_r =$ Tepeden tepeye dalga gerilimi yüzdesidir, (anahtarlama frekansındaki gerilimin, inverter çıkış frekansındaki gerilime yüzdelik oranı) 12.94' dur.
- $E =$ İverterer faz kolundaki DC kaynakların toplam değeridir, $106 \times 3 = 318 \text{ V}$.
- $C_{dc} = \frac{28.21 \text{ A}}{\sqrt{2} \times \pi \times 50 \times 12.94 \times \frac{318}{100} \text{ V}} \times (1 - \sin(\cos(0.98 \times \frac{\pi}{4}))) = 1.14 \text{ mF}$ ' dir.

6.3. İverterer Devresinin Çıkışında Elde Edilen Sinyaller

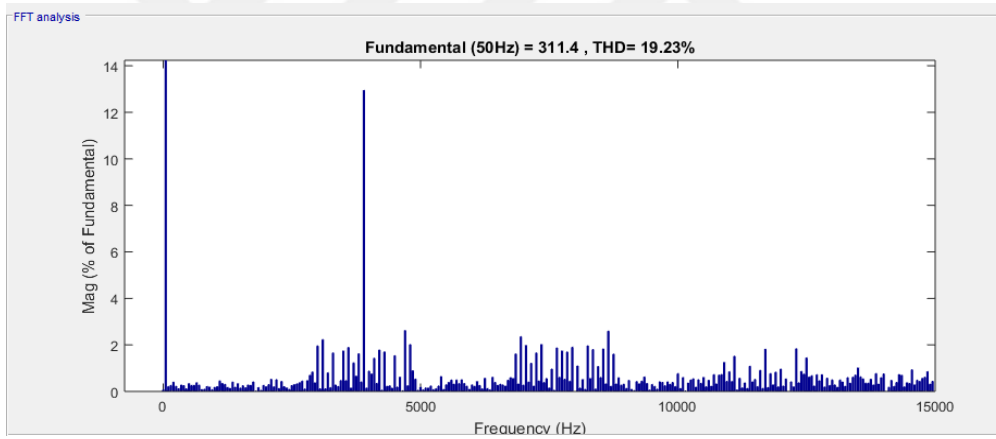
İverterer çıkışında yük olarak R-L devre elemanı seçilmiştir. Direnç 7.8 ohm ve bobin 1 mH belirlenmiştir. Asenkron motoru temsilen yük değerleri bu şekilde seçilmiştir. Üç faz için yük yıldız bağlantısı ile bağlanmış ve N (nötr) noktası oluşturulmuştur. Şekil 6.7.' de yüklerin yıldız bağlantı şekli verilmiştir.



Şekil 6.7. Yükün inverter devresine bağlantı bloğu.



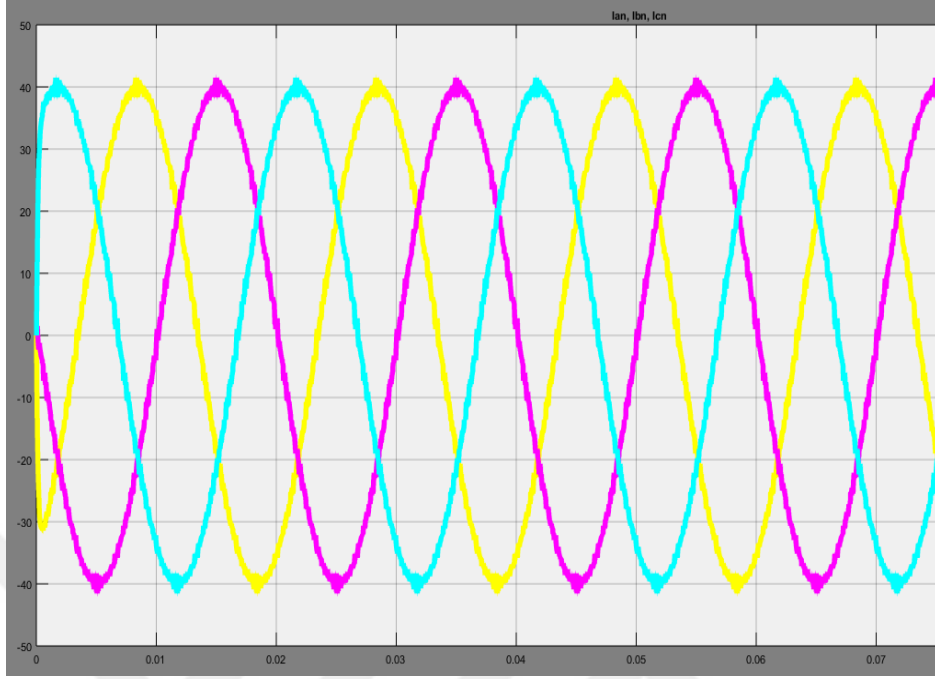
a)



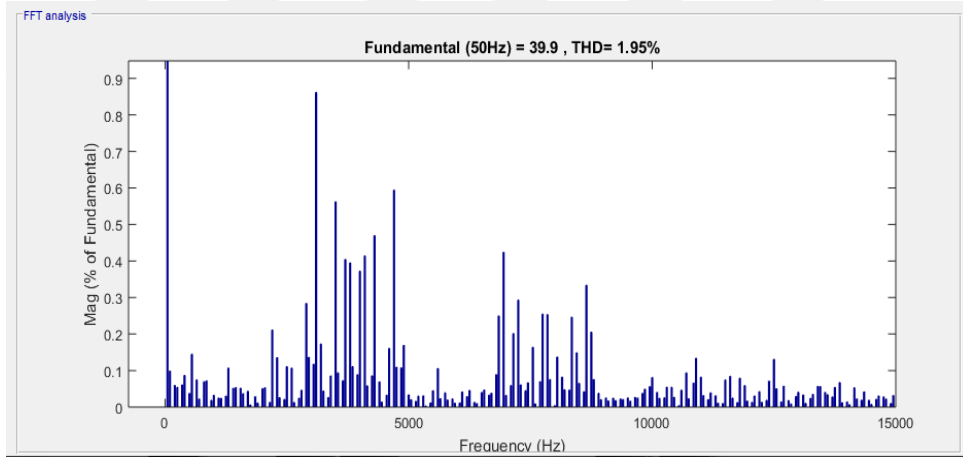
b)

Şekil 6.8. İnverter devresi faz-nötr çıkış gerilimleri: a) genliği, b) FFT' si.

İnverter devresi çıkışında elde edilen faz-nötr gerilim sinyali ve FFT' si Şekil 6.8.' de verilmiştir. İnverter devresi 7 seviyeli olduğundan her bir faz için 7 adet gerilim basamağı oluşmuştur. Bu gerilim basamaklarının tepe değerleri 311.4 V, 207.6 V, 103.8 V, 0 V, -103.8 V, -207.6 V ve -311.4 V olarak oluşmuştur. Çıkış geriliminin tepe değeri 311.4 V elde edilmiştir. Etkin değeri ise $311.4 \text{ V} / \sqrt{2} = 220.1 \text{ V}$ ' tur. Taşıyıcı sinyaller PD (Faz dağılım) ile yerleştirildiği için harmonikler anahtarlama sinyali frekansında, yan bantlarında ve katlarında meydana gelmiştir. Toplam harmonik bozulum %19.23' tür.



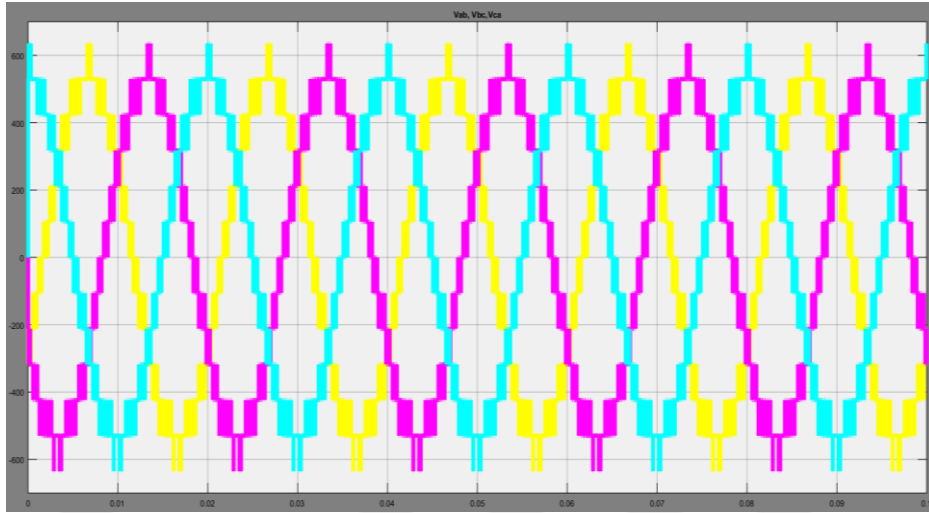
a)



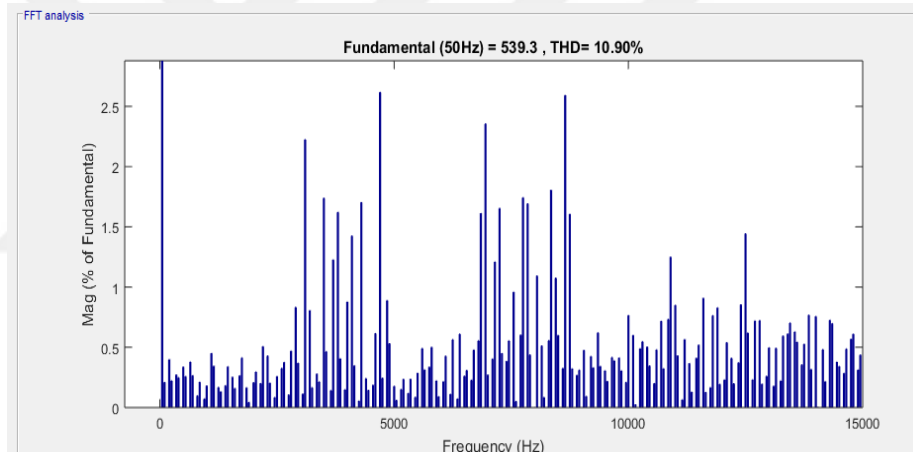
b)

Şekil 6.9. İverter devresi çıkış akımları a) genliği, b) FFT' si.

Her bir faz için akımın tepe değeri 39.9 A elde edilmiştir. Etkin değeri ise $39.9 \text{ A} / \sqrt{2} = 28.21 \text{ A}$ elde edilmiştir. Çıkış akımının toplam harmonik bozulumu Şekil 6.9.' da görüldüğü üzere %1.95 çıkmıştır.



a)



b)

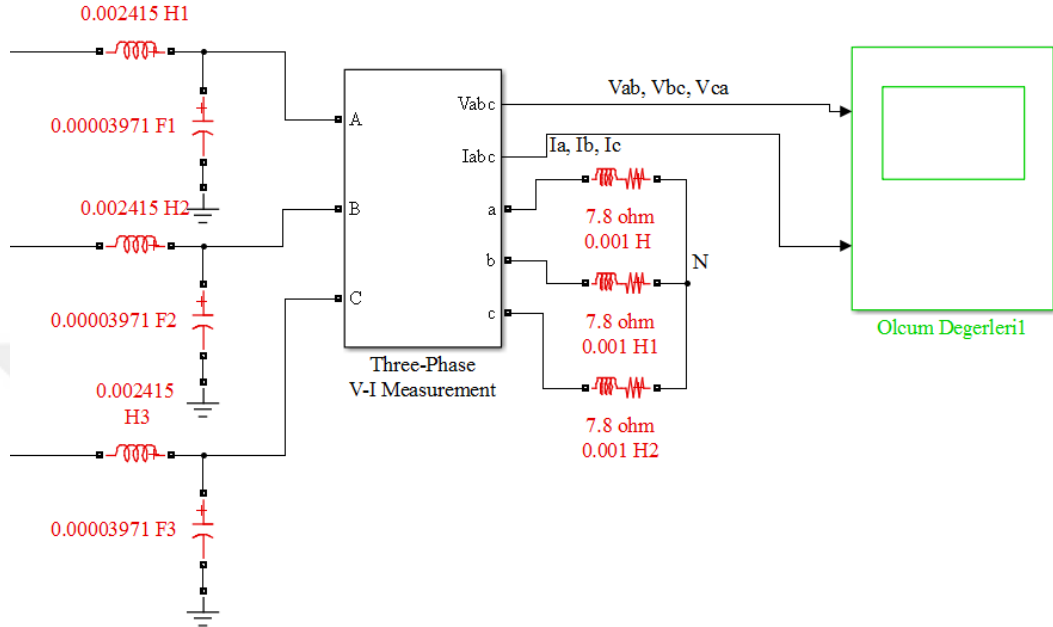
Şekil 6.10. İverter devresi faz-faz çıkış gerilimleri: a) genliği, b) FFT' si.

İverter devresi çıkışında elde edilen faz-nötr gerilim sinyali ve FFT' si Şekil 6.10.' da verilmiştir. 13 adet gerilim basamağı oluşmuştur. Temel harmonik sinyalin tepe değeri 539.3 V elde edilmiştir. Etkin değeri ise $539.3 \text{ V} / \sqrt{2} = 381.3 \text{ V}$ elde edilir. Toplam harmonik bozulum %10.9 olarak elde edilmiştir.

6.4. Filtre Devresinin Oluşturulması

İverter devresinde yükün çıkışında elde edilen sinyallerin toplam harmonik bozulumu azaltmak için, her bir faz kolu çıkışına bobin ve kondansatör devre elemanlarından oluşan L-C

alçak geçiren filtresi eklenmiştir. Şekil 6.11.' de filtre devre elemanlarının inverter devresine bağlanmış hali verilmiştir. Uygun bobin ve kondansatör değerleri hesaplanmıştır.



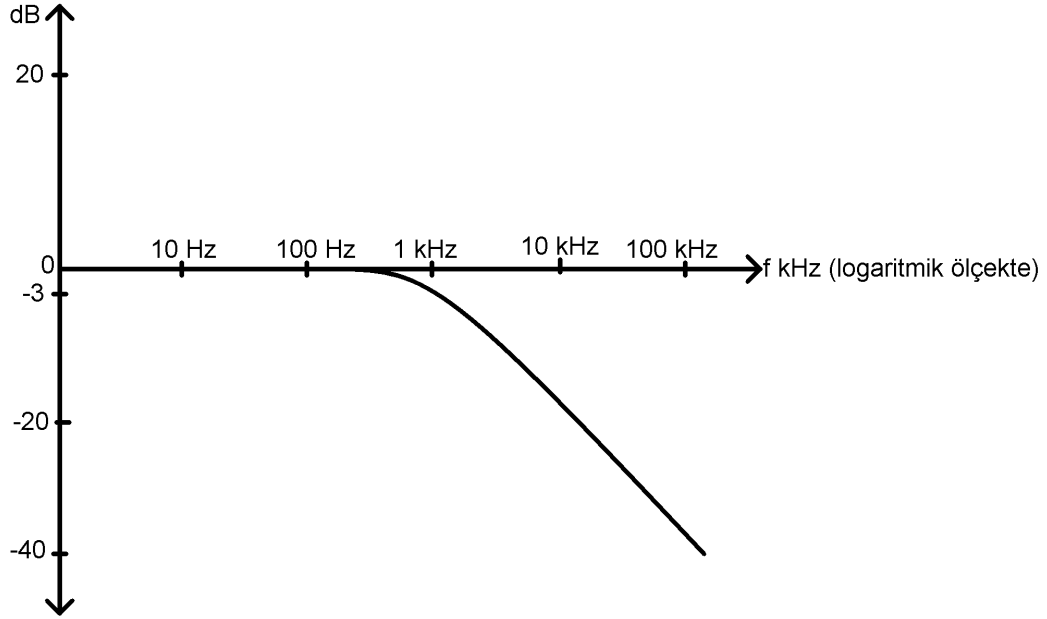
Şekil 6.11. Filtre devresinin bağlantı bloğu.

İnverter çıkışındaki filtre devre elemanlarının hesabı Eşitlik (6.4), (6.5), (6.6), (6.7), (6.8) ve (6.9)' dan faydalanarak elde edilmiştir.

$$\text{Kesim frekansı : } f_0 = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{LC}} \quad (6.4)$$

$$L = \frac{|Z|}{2 \times \pi \times f_0} \quad (6.5)$$

$$C = \frac{1}{2 \times \pi \times f_0 \times |Z|} \quad (6.6)$$



Şekil 6.12. Kesim frekansında L-C filtrenin kazanç - frekans eğrisi.

Çıkış yükü empedansının genliği: $|Z| = \sqrt{R^2 + (j \times 2 \times \pi \times f \times L)^2}$, $R = 7.8$ ohm, $L = 0.001$ H, $f = 50$ Hertz ise yaklaşık $|Z| = 7.8$ ohm' dur.

$$\text{Kesim frekansı : } f_0 = \frac{f}{(2)^{dB/L}} \quad (6.7)$$

$$L = 12 \times N \quad (6.8)$$

$$dB = 20 \times \log(V_r) \quad (6.9)$$

olarak ifade edilir (Başaran, 2007).

Anahtarlama frekansı: $f = 3900$ Hz, dB: kazanç düşümü, 1 octave: bode eğrisinde frekans değerinin yarısına düştüğü aralık, $L =$ Octave başına düşüm, N : filtre devre sayısı = 1, V_r : Anahtarlama frekansındaki gerilimin tepe değeri = 40.29 V' tur.

$$dB = 20 \times \log(40.29) = 32.10 \text{ elde edilir.}$$

Her bir filtrede etkin değer, $20 \times \log(\sqrt{2}) = 3$ dB' lik düşüm de eklenirse 35.10 dB olur.

$$L = 12 \times N = 12 \text{ dB}$$

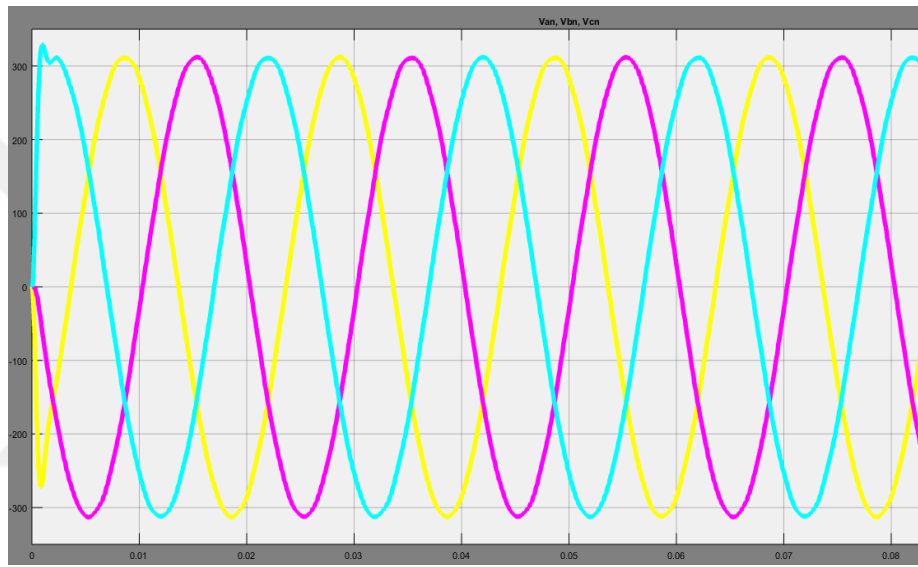
$$f_0 = \frac{3900 \text{ Hz}}{(2)^{35.1 \text{ dB}/12 \text{ dB}}} = 3900 / 7.59 = 513.83 \text{ Hz.}$$

$$L = \frac{7.8 \Omega}{2 \times \pi \times 513.83 \text{ Hz}} = 0.00241 \text{ H.}$$

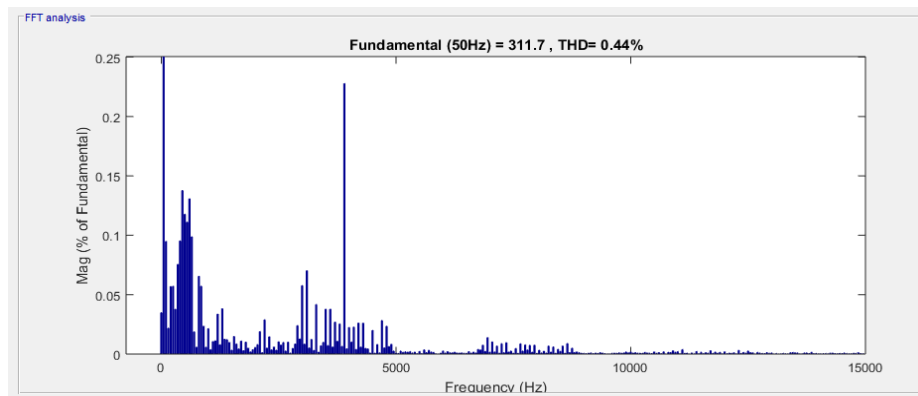
$$C = \frac{1}{2 \times \pi \times 513.83 \text{ Hz} \times 7.8 \Omega} = 39.7 \mu\text{F} \text{ olarak hesaplanır.}$$

6.5. Filtre Edilmiş İnverter Devresinin Çıkışında Elde Edilen Sinyaller

İnverter devresinin her faz çıkışına hesaplanan L-C filtre blokları bağlanmıştır ve Şekil 6.13.'de faz-nötr gerilim sinyallerinin genliği ve FFT' si verilmiştir.



a)



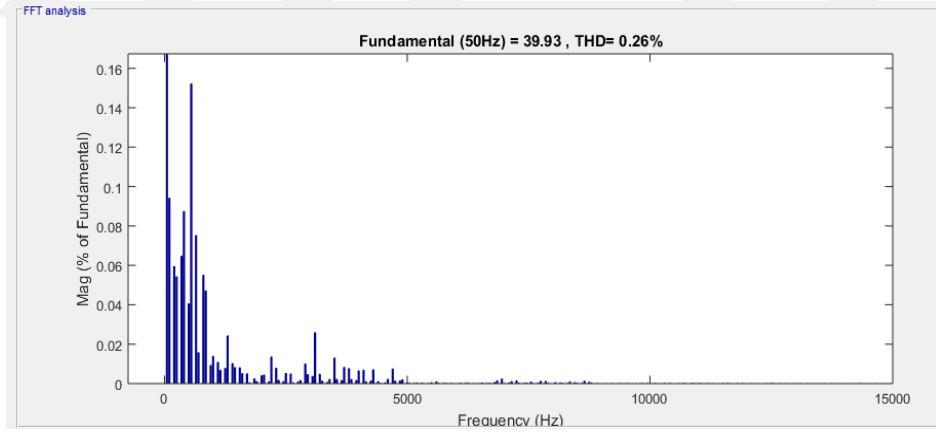
b)

Şekil 6.13. Yükün filtrelenmesi sonucu faz-nötr çıkış gerilimleri: a) genliği, b) FFT' si.

Şekil 6.13.' de verilen filtre edilmiş gerilim sinyalleri sinüzoidal forma dönüşmüştür ve toplam harmonik bozulumu %0.44' e düşmüştür.



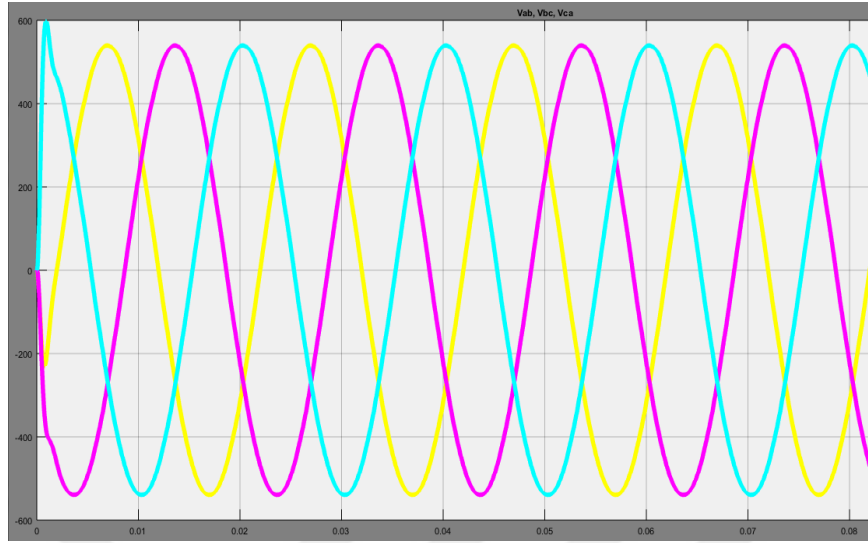
a)



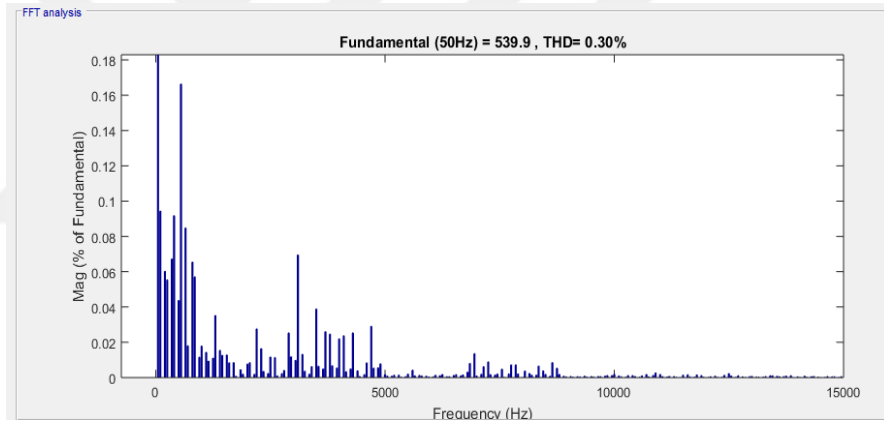
b)

Şekil 6.14. Yükün filtrenmesi sonucu çıkış akımları: a) genliği, b) FFT' si.

Şekil 6.14.'te filtrenmiş inverter devresinden elde edilen faz akımlarının toplam harmonik bozulum değeri %0.26 olarak elde edilmiştir.



a)



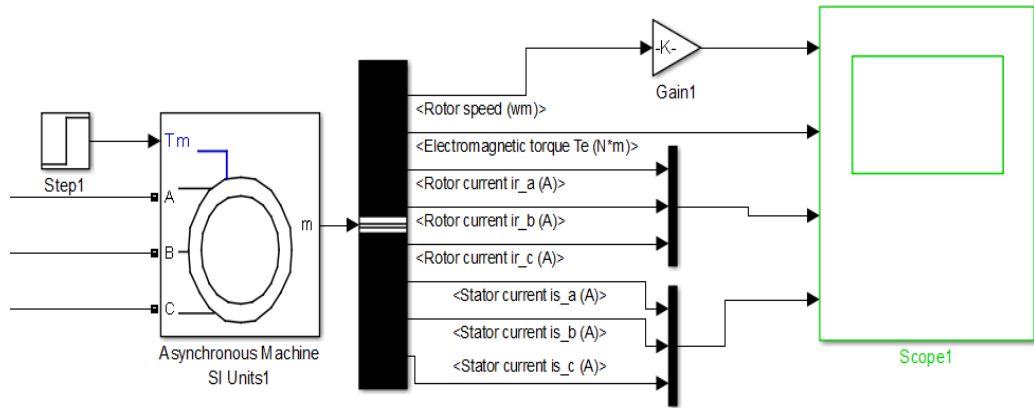
b)

Şekil 6.15. Yükün filtrelenmesi sonucu faz-faz çıkış gerilimleri: a) genliği, b) FFT' si.

Şekil 6.15.' te elde edilen faz-faz gerilim sinyallerinin toplam harmonik bozulumu %30'a düşürülmüştür.

6.6. Tasarlanan İnverter Devresi ile Üç Fazlı Asenkron Motorun Çalıştırması

Filtre devresi ile oluşturulmuş üç fazlı yedi seviyeli inverter devresine yük olarak üç fazlı asenkron motor bağlantısı yapılmıştır. Şekil 6.16.' da Matlab / Simulink' te asenkron motor görünümü ve elde edilecek sinyaller için Scope bağlantısı verilmiştir.



Şekil 6.16. İnverter devresine asenkron motor bloğunun bağlantısı.

Seçilen üç fazlı asenkron motora ait etiket değerleri aşağıda verilmiştir:

Asenkron motor çıkış, mekanik gücü : $P_o = 15 \text{ kW}$.

Kutup çifti sayısı: $p = 2$.

Faz başı stator sargı direnci : $R_s = 0.21 \Omega$.

Faz başı stator sargı reaktansı : $X_s = 2 \times \pi \times f \times L_s = 2 \times \pi \times 50 \times 0.0009 \text{ H} = 0.28 \Omega$.

Stator tarafına indirgeniş rotor sargı direnci : $R_r = 0.22 \Omega$.

Stator tarafına indirgeniş rotor sargı reaktansı : $X_r = 2 \times \pi \times f \times L_r = 2 \times \pi \times 50 \times 0.0009 \text{ H} = 0.28 \Omega$.

Mıknatıslanma reaktansı : $X_m = 2 \times \pi \times f \times L_m = 2 \times \pi \times 50 \times 0.064 \text{ H} = 20.1 \Omega$.

Asenkron motorun rotor hızı : $n_r = 1460 \text{ dev / dak}$.

Bu bilgiler doğrultusunda asenkron motora ait bazı parametreler hesaplanmıştır:

Asenkron motorun senkron hızı : $n_s = \frac{60 \times f}{p} = \frac{60 \times 50}{2} = 1500 \text{ dev / dak}$.

Döner alanın senkron açısal hızı : $\omega_s = \frac{2 \times \pi \times f_s}{p} \text{ rad/sn}$, $\omega_s = \frac{2 \times \pi \times 50}{2} = 157.07 \text{ rad/sn}$.

Rotor açısal hızı : $\omega_r = 1460 \text{ dev/dak} \times \frac{2 \times \pi}{60} = 152.89 \text{ rad / sn}$.

$$\text{Kayma : } s = \left(\frac{n_s - n_r}{n_s} \right) = (1500 \text{ dev/dak} - 1460 \text{ dev/dak}) / 1500 \text{ dev/dak} = 0.026.$$

$$\text{Stator frekansı : } f_s = 50 \text{ Hz.}$$

$$\text{Rotor frekansı : } f_r = s \times f_s = 0.026 \times 50 \text{ Hz} = 1.3 \text{ Hz.}$$

$$\begin{aligned} \text{Motor giriş empedansı : } Z_i &= \frac{-X_m \times (X_s + X_r) + jX_m \times (R_s + R_r / s)}{R_s + R_r / s + j(X_m + X_s + X_r)} \\ &= \frac{-20.1 \Omega \times (0.28 \Omega + 0.28 \Omega) + 20.1j \Omega \times (0.21 \Omega + 0.22 / 0.026 \Omega)}{0.21 \Omega + 0.22 / 0.026 \Omega + j(20.1 \Omega + 0.28 \Omega + 0.28 \Omega)} = 6.97 + j3.47 = 7.8 \Omega \angle 29.4^\circ \end{aligned}$$

$$\text{Güç katsayısı (PF) açısı : } \delta = 29.4^\circ$$

$$\text{Asenkron motorun güç katsayısı : } PF = \cos(29.4^\circ) = 0.87.$$

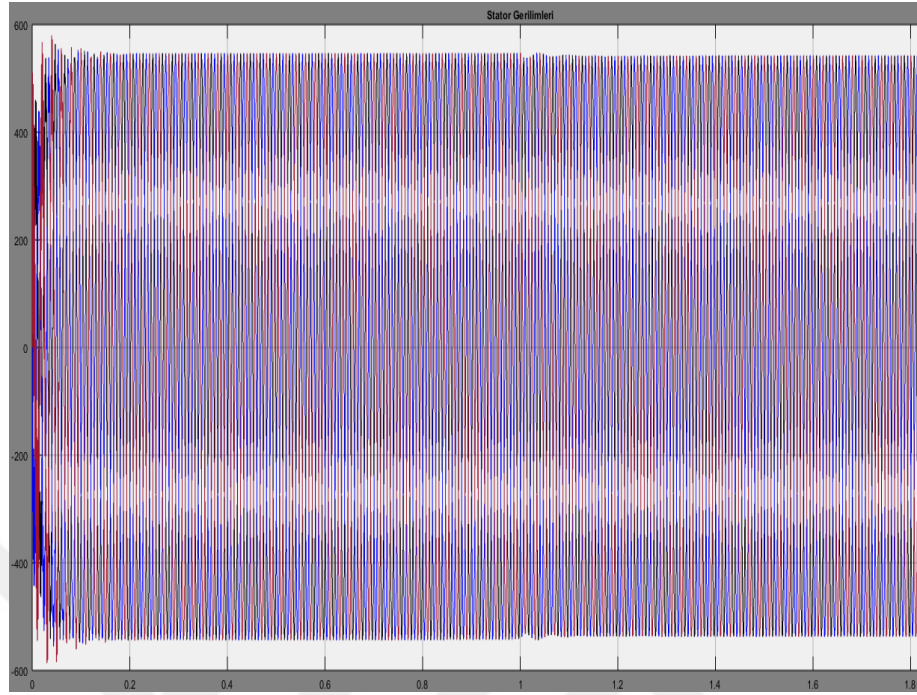
$$\text{Üretilen moment : } T_L = P_o / \omega_r = 15 \text{ kW} / 152.89 \text{ rad/s} = 98.10 \text{ Nm.}$$

Şekil 6.17' de asenkron motorun 3 faz stator geriliminin tepe değeri 538.4 V olarak elde edilmiştir. Etkin değeri $538.4/\sqrt{2} = 380.7 \text{ V}$ ' tur. Faz başına ise $380.7/\sqrt{2} = 219.8 \text{ V}$ ' tur.

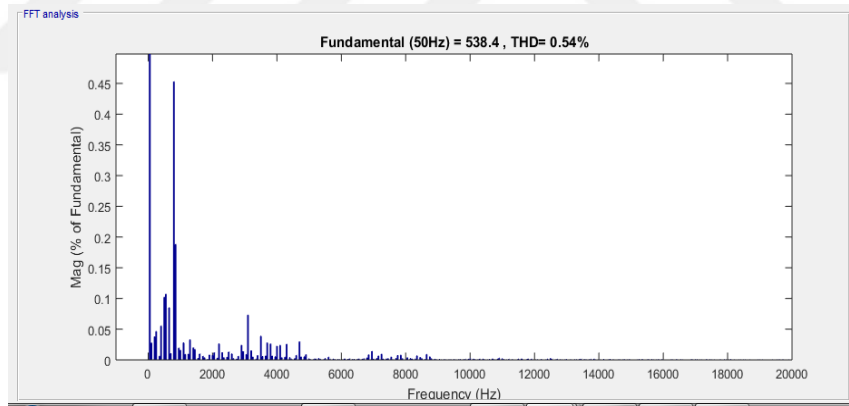
$$\text{Asenkron motor stator akımı : } I_s = \frac{V_s}{Z_i} = \frac{219.8 \text{ V} \angle -29.4^\circ}{7.8 \Omega} = 28.17 \angle -29.4^\circ \text{ A.}$$

$$\begin{aligned} \text{Asenkron motor rotor akımının etkin değeri : } I_r &= \frac{V_s}{\sqrt{(R_s + \frac{R_r}{s})^2 + (X_s + X_r)^2}} \\ &= \frac{219.8 \text{ V}}{\sqrt{(0.21 \Omega + 0.22 / 0.026 \Omega)^2 + (0.28 \Omega + 0.28 \Omega)^2}} = 25.29 \text{ A olarak hesaplanmıştır.} \end{aligned}$$

Üç fazlı asenkron motorun çıkışından elde edilen stator faz gerilimleri ve FFT' si, stator faz akımları ve FFT' si, rotor faz akımları, elektromanyetik tork ve rotor hızının zamana bağlı değişimleri sırasıyla aşağıdaki Şekil 6.17, Şekil 6.18, Şekil 6.19, Şekil 6.20 ve Şekil 6.21' de verilmiştir.

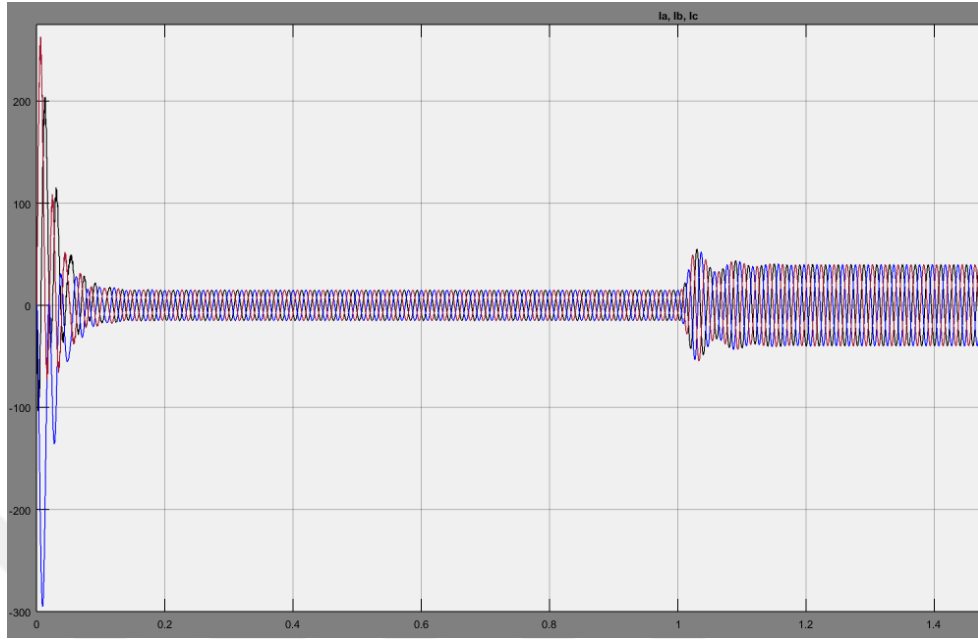


a)

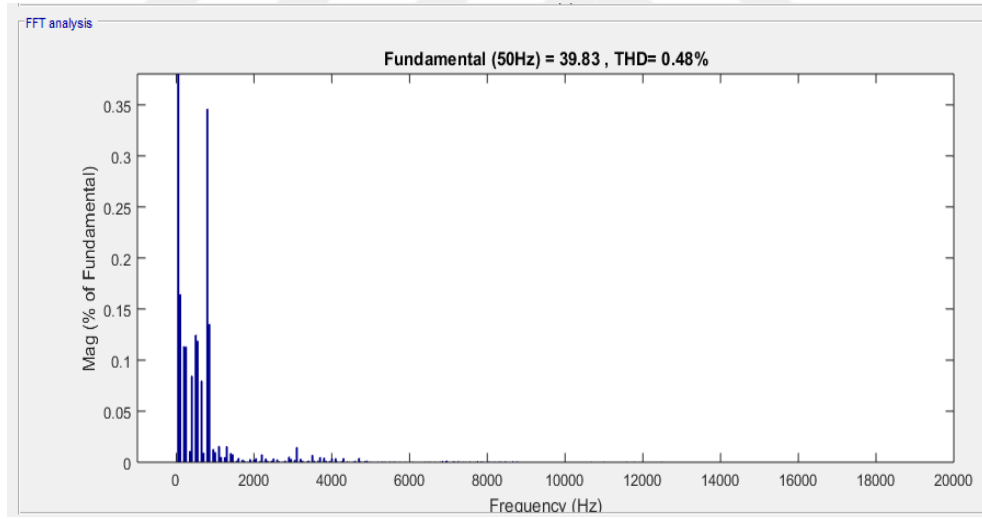


b)

Şekil 6.17. Asenkron motorun statorunda elde edilen faz gerilimleri: a) genliği,b)FFT' si.

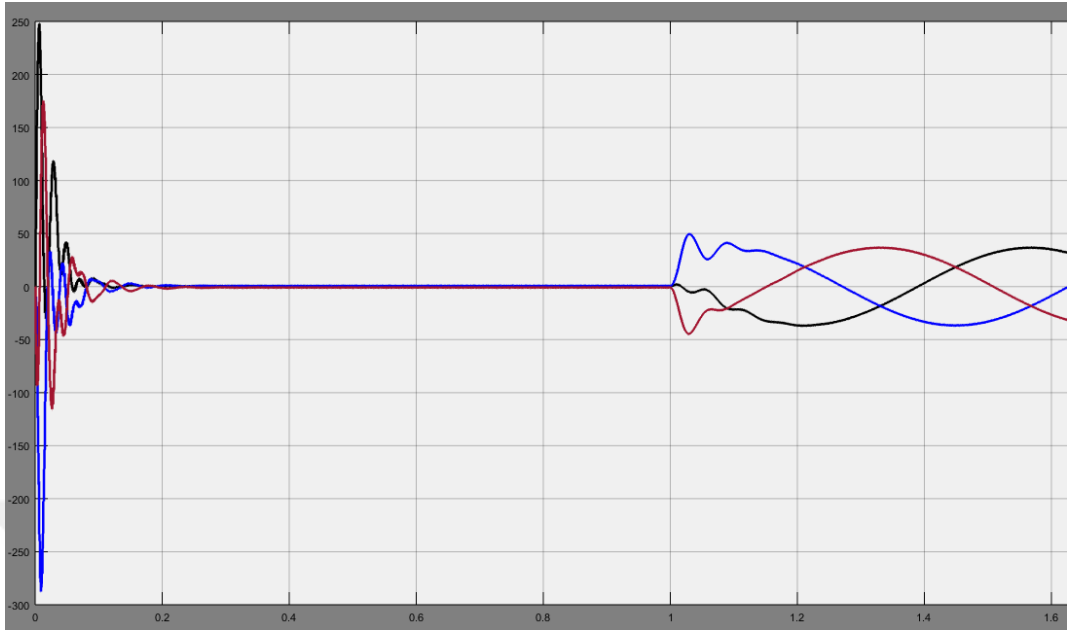


a)

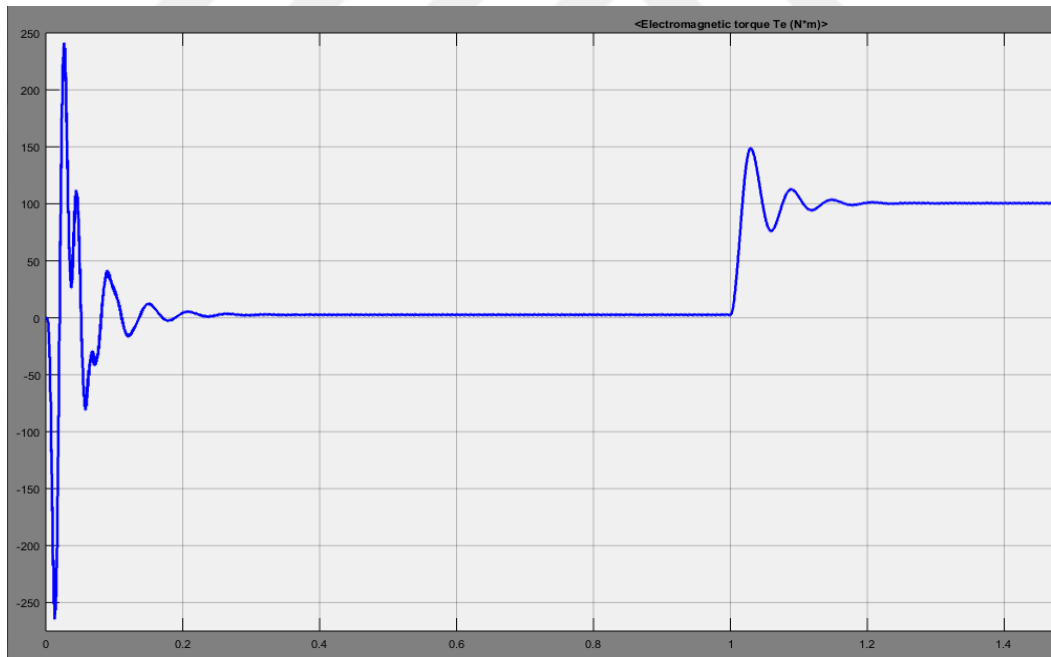


b)

Şekil 6.18. Asenkron motorun statorunda elde edilen faz akımları: a) genliği, b) FFT' si.



Şekil 6.19. Asenkron motorun rotorunda elde edilen faz akımları.



Şekil 6.20. Asenkron motorun çıkışında elde edilen elektromanyetik tork.



Şekil 6.21. Asenkron motorun rotor hızı.

Şekil 6.17' de asenkron motor stator geriliminin toplam harmonik bozulumu %0.54 olarak elde edilmiştir.

Asenkron motora 1. saniyede 98.1 Nm' lik yük verilmiştir. İlk 1 saniye motor milinde yük olmadığı için motor boşta çalışmaktadır. Stator akımının motorun boşta çalıştığı sürede etkin değeri 10.6 A' dir. 1. s' den itibaren asenkron motor yüklü iken stator sargılarının çektiği akım artmıştır. Şekil 6.18' de görüldüğü üzere stator akımının tepe değeri 39.83 A elde edilmiştir. Etkin değeri $39.83/\sqrt{2} = 28.16$ A' dir. Toplam harmonik bozulum %0.48 çıkmıştır. Ayrıca asenkron motor ilk çalıştığında kalkış akımının etkin değeri 185.96 A' dir.

Asenkron motor ilk 1 s boşta çalıştığı için rotor sargılarında çok küçük bir gerilim indüklenmekte ve dolayısıyla rotor sargılarından çok küçük bir akım geçmektedir. Bu akım da sürtünme ve vantilasyon kayıplarını karşılamak için oluşmaktadır. Şekil 6.19' da rotor akımının etkin değeri ilk 1 saniye 0.67 A' dir. Asenkron motora yük verildiğinde rotor sargılarında indüklenen gerilim artmıştır ve buna bağlı olarak rotor sargılarından akan akım da artmıştır. Rotor akımının tepe değeri 36 A ölçülmüştür ve etkin değer $36/\sqrt{2} = 25.45$ A' dir. Rotor faz akımlarının frekansı 1.3 Hz' dir.

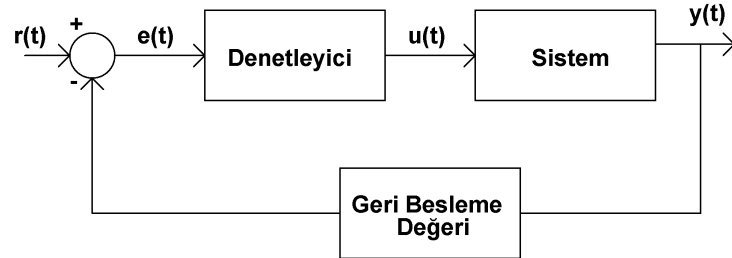
Asenkron motor tam yükte iken elektromanyetik tork değeri, Şekil 6.20' de yaklaşık 99.8 Nm elde ölçülmüştür. İlk 1 saniyede devir hızı döner alanın devir hızına çok yakındır. Ancak rotor hızı, sürtünme kayıplarından dolayı senkron hıza ulaşmamıştır. Asenkron motorun rotor hızı yük verildikten sonra kaymaya bağlı olarak hızı azalmıştır ve Şekil 6.21.' de rotor hızı 1460 dev/dak. elde edilmiştir.

Asenkron motor giriş gücü : $P_i = 3 \times V_s \times I_s \times \cos\delta = 3 \times 219.8V \times 28.16A \times 0.87 = 16.15 \text{ kW}$. 1150 W' lık güç nüve, stator ve rotor bakır kayıplarına harcanmıştır.

Asenkron motor verimi : $\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{15 \text{ kW}}{16.15 \text{ kW}} = \% 92.8$ olarak hesaplanmıştır.

6.7. Asenkron Motorda V/f Oranı Sabit Tutularak Hız Kontrolü

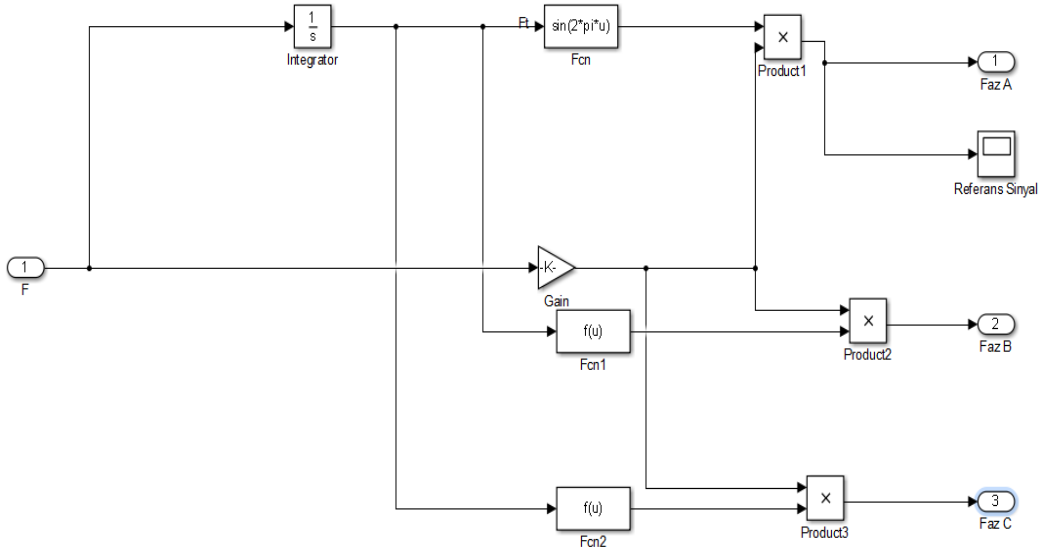
PI denetleyici yönteminde; sistemden alınan değer, geri besleme değeri olarak referans değerden çıkartılır. Elde edilen sonuç hata değeridir. oluşan hata değeri için PI denetleyici hatayı en aza indirmeye çalışarak bir etki yapar ve sisteme gönderir. Hata değeri en aza indirilene kadar sistem çıkışından geri besleme değeri almır.



Şekil 6.22. Bir sisteme ait geri beslemeli denetim blok şeması.

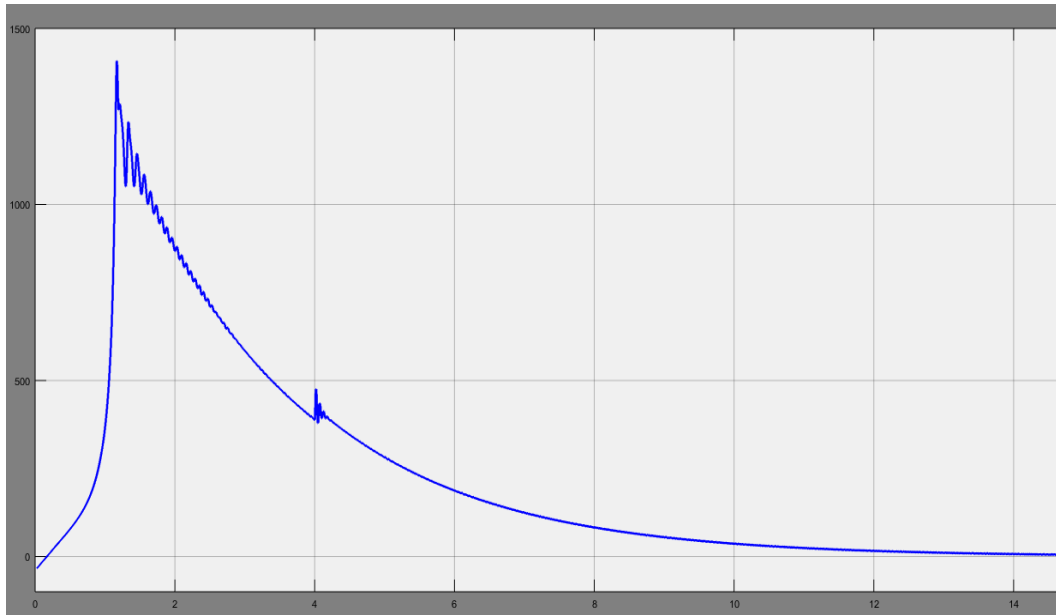
$r(t)$ = referans (istenen) değer, $y(t)$ = sistem cevabı (geri besleme değeri), $e(t)$ = hata değeri, $u(t)$ = Denetleyici çıkışında elde edilen değerdir.

PI denetleyici yönteminde P (oransal), I (integral) parametreleri bulunur. P (oransal) parametre, elde edilen hata değerini K_p terimi ile çarparak hatayı küçültmeye çalışır. I (integral) parametresinde ise hatanın sürekli alanı hesaplanır, hata değerinin integrali alınarak K_i terimi ile çarpılır. Şekil 6.23.' de asenkron motorun hız kontrolü için oluşturulan denetleyici blok şeması verilmiştir.



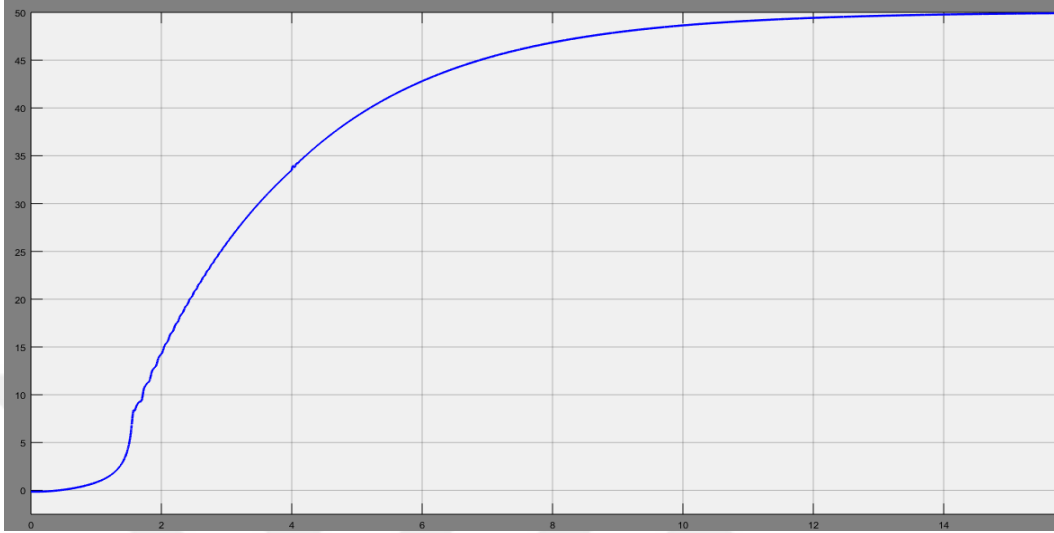
Şekil 6.25. Referans sinyalin oluşturulması için gerekli denklem bloğu.

Şekil 6.26.' da verilen grafikte hata değeri tepe değerine ulaştıktan sonra azalmakta, 4. s' de asenkron motora 98.1 Nm değerinde yük verildiği için tepki vermiştir ve hata 0 değerine ulaşmıştır.



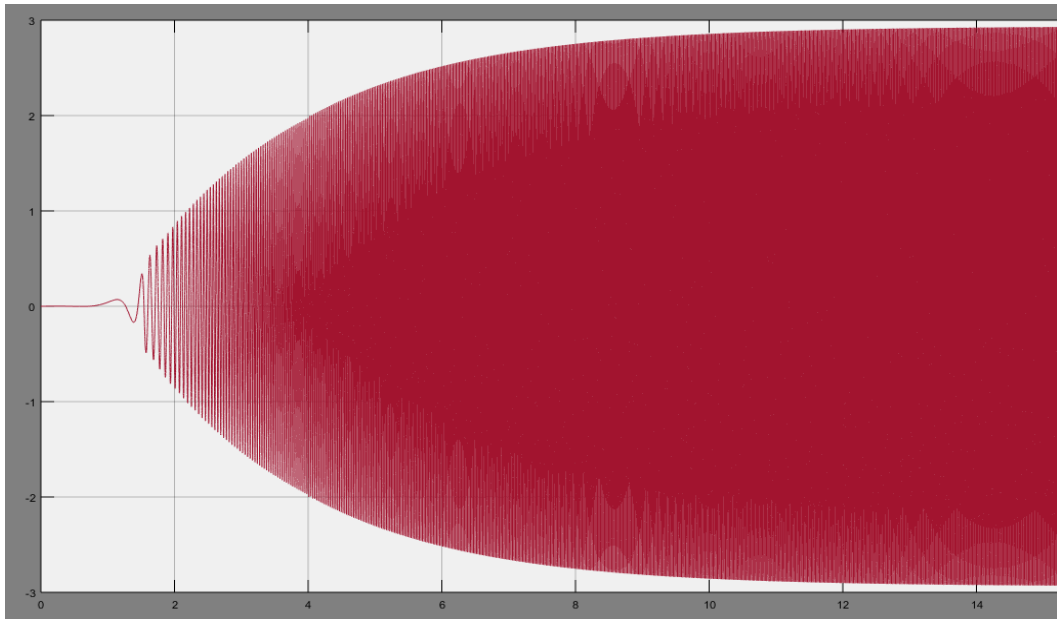
Şekil 6.26. PI kontrol bloğundan elde edilen hata grafiği.

Şekil 6.27.' de verilen grafikte frekans değeri 0' dan başlayarak 50 Hz değerine ulaşmıştır ve bu değerde sabit kalmıştır.



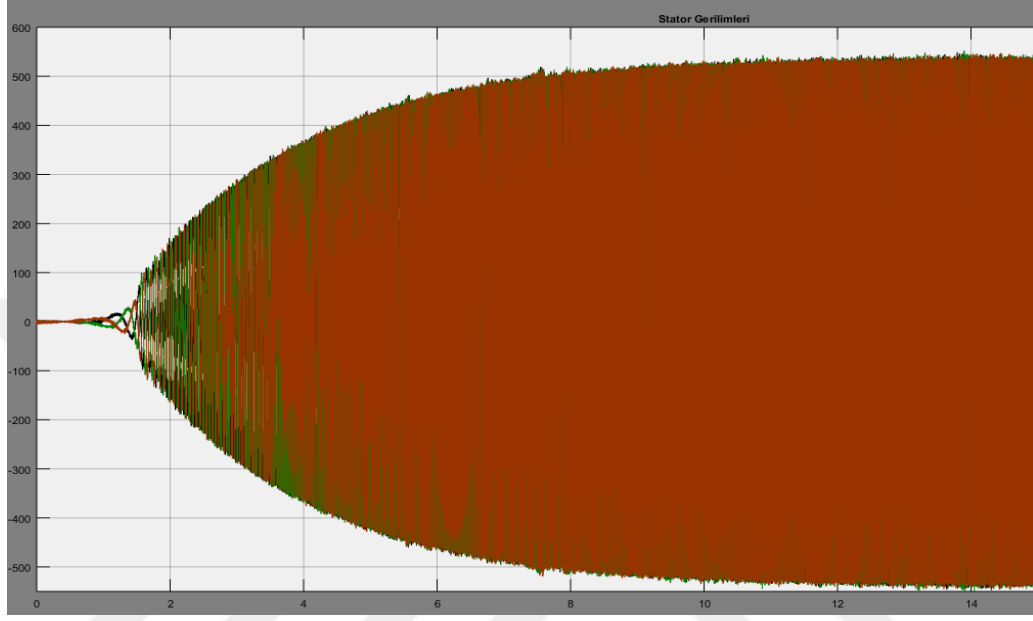
Şekil 6.27. Asenkron motorun temel frekansının zamana bağlı değişimi.

Herhangi bir faz için oluşturulan referans sinyali Şekil 6.28.' de verilmiştir. Hata değeri en aza indirildiğinde hatta 0 olduğunda, referans sinyalin genliği 2.94 V' a, frekansı da 50 Hz' e ulaşarak bu değerlerde sabit kaldığı görülmektedir.

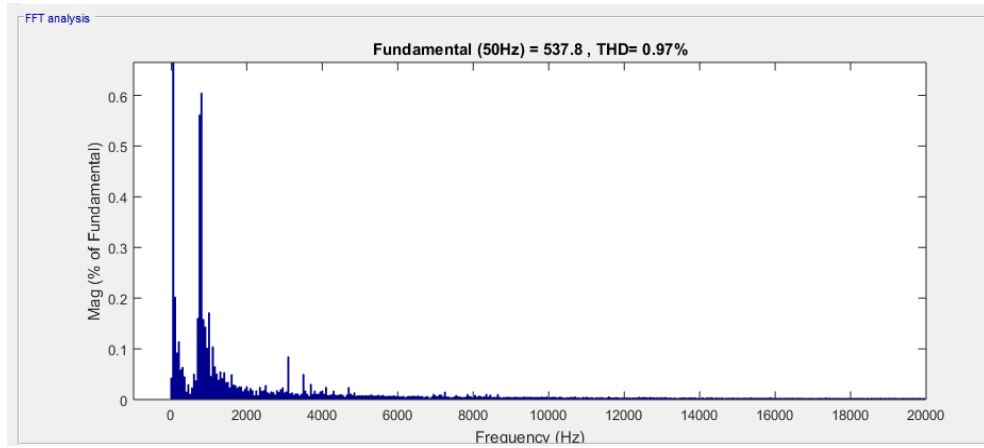


Şekil 6.28. İnverterde kullanmak için elde edilen referans sinyali.

Asenkron motorun stator gerilimlerine ait sinyaller ve FFT' si, stator akımları ve FFT' si, rotor akımları, elektromanyetik tork ve rotor hızı grafikleri, sırasıyla Şekil.6.29., Şekil 6.30., Şekil 6.31. Şekil 6.32. ve Şekil 6.33.' de verilmiştir.

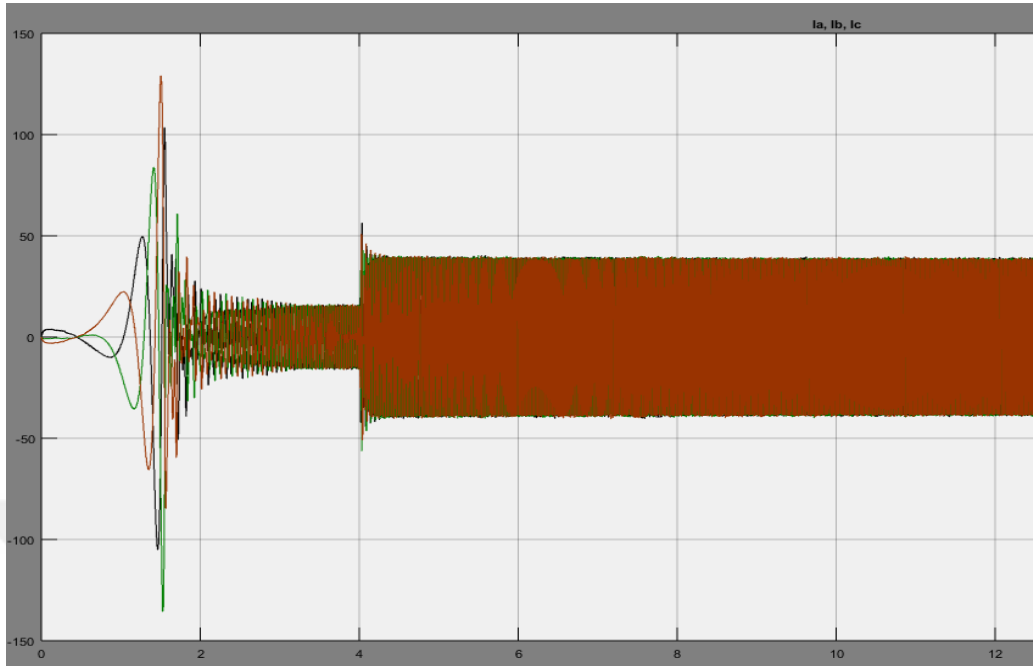


a)

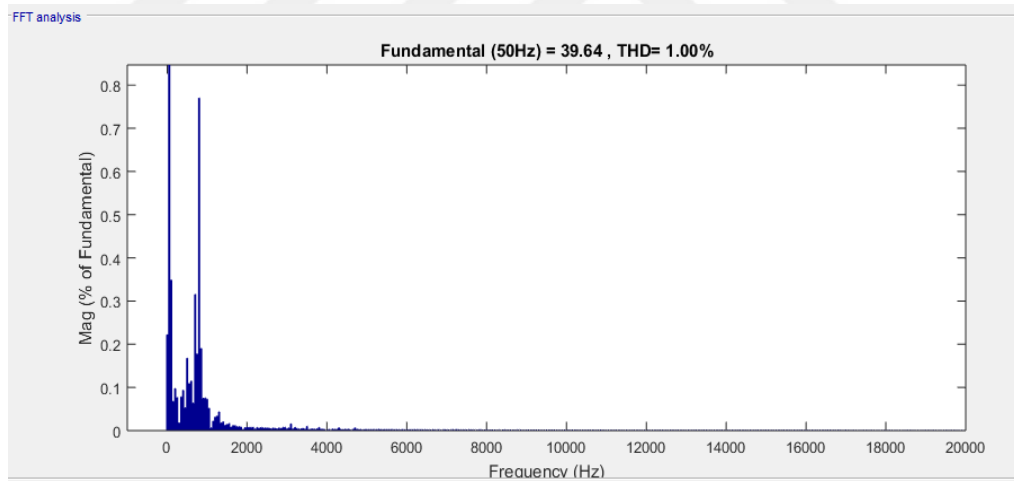


b)

Şekil 6.29. Hız kontrolü yapılan asenkron motor için statorunda elde edilen faz gerilimleri: a) genliği, b) FFT' si.

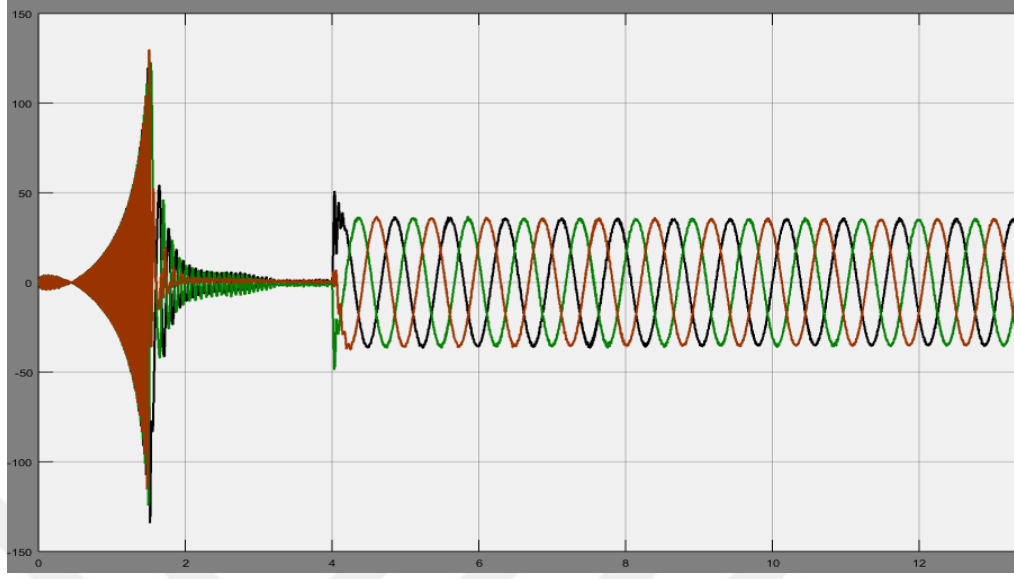


a)

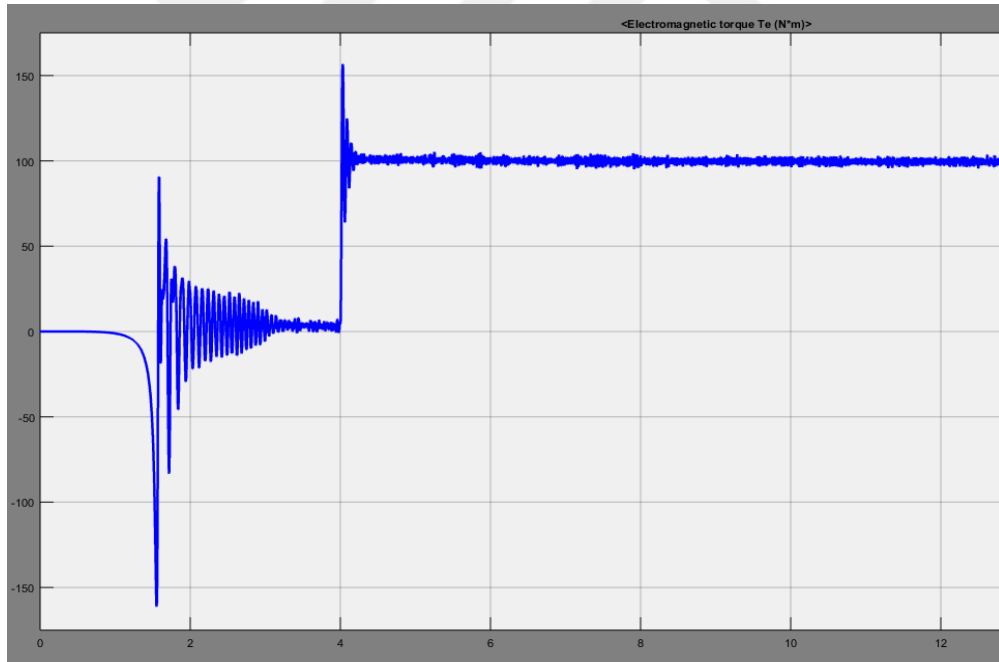


b)

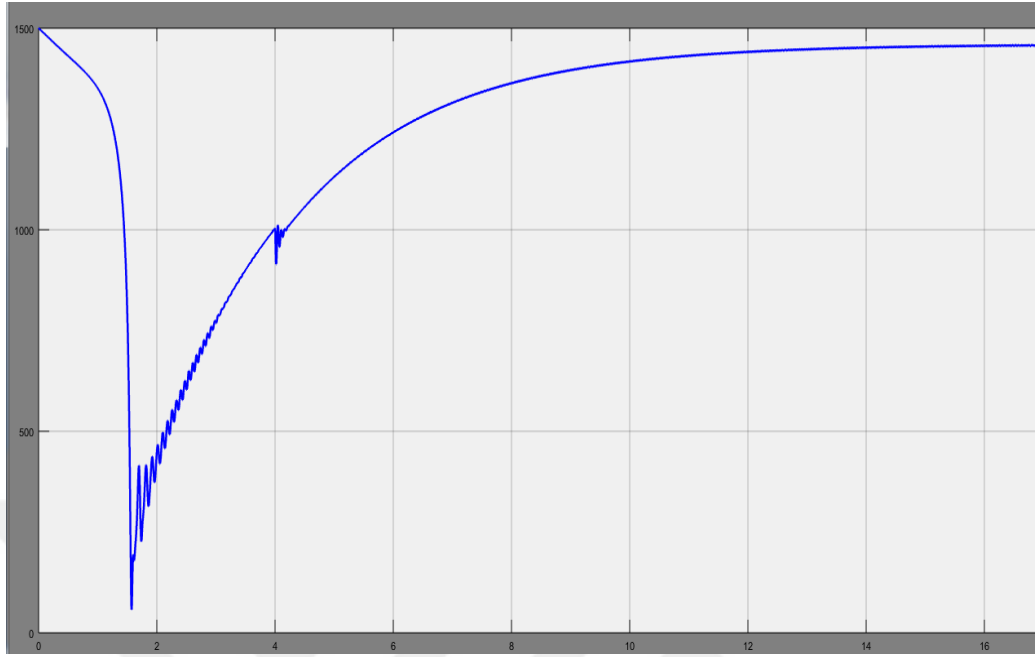
Şekil 6.30. Hız kontrolü yapılan asenkron motor için statorunda elde edilen faz akımları: a) genliği, b) FFT' si.



Şekil 6.31. Hız kontrolü yapılan asenkron motor için rotorunda elde edilen faz akımları.



Şekil 6.32. Hız kontrolü yapılan asenkron motorda elde edilen elektromanyetik tork.



Şekil 6.33. Hız kontrolü yapılan asenkron motorda elde edilen rotor hızı.

Şekil 6.29' da oluşturduğumuz sistemin yaklaşık olarak 0' a ulaşınca asenkron motor 3 faz stator geriliminin tepe değeri 537.8 V çıkmıştır. Stator geriliminin her faz için etkin değeri 219.55 V' tur. Toplam harmonik bozulumu ise %0.97 olarak elde edilmiştir. Stator akımlarının tepe değeri Şekil 6.30.' da 39.64 A ölçülmüştür. Etkin değer ise 28.02 A' dir. Toplam harmonik bozulum %1' dir. Rotor akımlarının tepe değeri Şekil 6.31.' de 35.8 A ölçülmüştür. Etkin değeri 25.31 A' dir. Elektromanyetik tork değeri Şekil 6.32' deki grafikte asenkron motora tam yüklü iken ortalama 100 Nm değerine oturmuştur. Şekil 6.33.' de görüldüğü üzere rotor hız, hatanın 0' a ulaşılması ile yaklaşık olarak referans olarak verilen hıza, 1460 dev/dak.' a ulaşmıştır.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışma için Kütahya Dumlupınar Üniversitesinden istifade edilen R2015a sürüm Matlab / Simulink programı kullanılmıştır. Üç fazlı yedi seviyeli inverter ile asenkron motorun hız kontrolü için oluşturulan devrenin simülasyonu yapılmış ve sonuçlar elde edilmiştir. Bu çalışmada üç fazlı 15kW çıkış gücünde asenkron motor sürüleceği için üç fazlı inverter devresi model alınmıştır. İnverter çıkışında hem yüksek güç hem de toplam harmonik bozulumu daha az sinyaller elde etmek için çok seviyeli inverter tasarlanması amaçlanmıştır. Seviye sayısı olarak 7 seçilmiştir. İnverter devresinde anahtarlama elemanı olarak; iletim kayıpları düşük olan BJT ile anahtarlama kayıpları düşük olan MOSFET' in, özelliklerini üzerinde bulunduran IGBT seçilmiştir. Bu devre elemanlarında akım dengesizliğini önlemek için uygun kondansatör değerleri hesaplanmıştır. Bu kondansatörler DC kaynaklara paralel bağlanmıştır. IGBT' lerin sürülmesi için gereken tetikleme sinyallerini elde etmek üzere SPWM yöntemi kullanılmıştır. 3 adet aralarında 120 derece sinüzoidal sinyal referans sinyalleri ile 7 seviyeli inverter devresi oluşturduğumuz için 6 adet üçgen taşıyıcı sinyal karşılaştırılarak tetikleme sinyalleri elde edilmiştir. Ayrıca taşıyıcı sinyallerin yerleşimi için PD (faz dağılımı) topolojisi seçilmiştir. 7 seviyeli inverter devresi oluşturmak için diğer topolojilere göre daha avantajlı olan kaskad bağlantılı çok seviyeli inverter seçilmiştir. Oluşturulan inverter devresine bobin ve dirençten oluşan yük bağlanmıştır. Yükün empedans değeri asenkron motorun giriş empedansını temsilen belirlenmiştir. İnverter çıkışında elde edilen gerilim ve akım sinyallerinin toplam harmonik bozulumunu azaltmak L-C alçak geçiren filtre devresi tasarlanmıştır. Ayrıca alçak geçiren filtre devresi bağlanması ile elde edilen basamaklı gerilim sinyalini sinüs sinyaline dönüştürülmesi amaçlanmıştır. Filtre devresinden geçirilen yükün, gerilim ve akım sinyallerinin toplam harmonik bozulumu önemli ölçüde azaltılmış ve gerilim sinyali sinüs sinyali olarak elde edilmiştir. Üç fazlı yedi seviyeli inverter ile üç fazlı asenkron motor sürülmüştür. Asenkron motorun çıkışında, asenkron motor boşta çalıştığı sürede ve tam yük verildiğinde statorda elde edilen üç faz gerilim ve akım sinyalleri, rotorda elde edilen üç faz akımları, elektromanyetik tork ve rotor hızı sonuçları elde edilmiştir. Ayrıca stator gerilimleri, stator ve rotor akımlarının FFT' si alınmıştır, bu sinyallerin toplam harmonik bozulmaları düşük değerlerde çıkmıştır. Asenkron motorun performans parametreleri hesaplanmıştır ve ölçülen değerlere yaklaşık olarak çıkmıştır. Asenkron motorun verimi %92.8 olarak hesaplanmıştır. Asenkron motorun V/f oranı sabit kalacak şekilde (yaklaşık olarak 220 V/50 Hz = 4.4 oranında) motora verilen gerilim ve frekans arttırılarak hız kontrolü yapılmıştır. Asenkron motorun frekansı 0 Hz

değerinden başlayarak, 50 Hz değerinde sabit kalana kadar artırılmıştır. Bunun sebebi; asenkron motorda 50 Hz' den sonra stator faz-faz gerilimleri de V/f oranına bağlı olarak 380 V değerini aşacağı için stator sargıları zarar görmeye başlayacaktır. Hız kontrolü için Matlab / Simulink' te PI denetleyicili kontrol bloğu oluşturulmuştur. Üç faz referans sinyalleri için denklem blokları olarak oluşturulmuştur. PI denetleyicisinde, K_p ve K_i terimleri için değerleri hata cevabına göre, elde edilen denemeler sonucunda uygun değerler bulunmuştur. PI bloğunda hata değeri en aza, yaklaşık sıfıra indirilmiştir. PI denetleyicisinden elde edilen cevaplar ile referans sinyallerinin frekans ve genlik değerleri elde edilmiştir. Aynı şekilde asenkron motorun çıkışında asenkron motor boşa iken ve yüklü çalıştığında stator gerilimleri ile akımları, rotor akımları, elektromanyetik tork ve rotor hızı elde edilmiştir. Statorun ve rotorun üç faz için akım sinyallerinin ve statorun gerilim sinyallerinin FFT' si alınmış ve toplam harmonik bozulmaları düşük değerlerde çıkmıştır. Bu parametre değerleri asenkron motor sürüldüğünde elde edilen değerlere yaklaşık çıkmıştır.

Bu çalışma, günümüzde birçok endüstriyel alanda uygulaması olan ve sürekli geliştirilen inverterlerin asenkron motorun hız kontrolüne yönelik bir simülasyon uygulaması olmuştur. İnverter devresi tasarlanırken, amaçlanan kriterler ve sonuçlar için; çok seviyeli inverter ve taşıyıcı sinyal dağılımı topolojilerinin seçimi, DC bara kondansatörünün hesaplanması, L-C alçak geçiren filtre devresinin hesaplanarak tasarımı, üç faz asenkron motor performans parametrelerin hesaplanması ve ölçülen değerlerle kıyaslanması, asenkron motorun hız kontrolü için PI denetleyicisindeki terimlerin değerlerinin bulunması, V/f hız kontrolü yapılan asenkron motorun performans parametrelerinin ölçülmesi ile kapsamlı bir çalışma gerçekleştirilmiştir.

Bu bilgiler ışığında yapılan simülasyon tasarımı geliştirmek veya farklı bir tasarım yapmak için; daha farklı çokseviyeli inverter topolojisi seçilebilir, inverter kontrolü için SPWM' den farklı bir kontrol tekniği seçilebilir, filtre devresinin tasarım açısından geliştirilebilir, farklı etiket değerlerine sahip bir asenkron motor seçilebilir, asenkron motorun hız kontrolü farklı bir denetim yöntemi yapılabilir. Ayrıca gerekli sponsor desteği ile bu uygulamanın baskı devre tasarımı gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR DİZİNİ

Agelidis, V. G., Calais, M. (1998). Application specific harmonic performance evaluation of multicarrier PWM techniques. IEEE PESC'98, 17-22 Mayıs, Fukuoka, Japan, 172-178.,

Agrawal, J., P. (2000). Power Electronic Systems Theory and Design, Prentice Hall, Ed. 31.

Alışkan, İ. (2011), Asenkron Motor İçin Yeni Bir Doğrudan Moment Kontrolü (DMK) Algoritması ve Hibrid Filtre Tasarımı, Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 16 s.

Altay, A, S. (2014), Yeni Bir Mras Yöntemi İle 3 Fazlı Asenkron Motorun Algılayıcısız Vektör Kontrolü, Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 15 s.

Amin, B. (2001). Induction Motor Analysis and Torque Control, Springer, NewYork.

Baliga, B. J., Adler, M., Love R., Gray, P., Zommer, N. (1984). The Insulated Gate Transistor, A New Three-Terminal Mos-Controlled Bipolar Power Device, IEEE Transaction on Electronic Devices, 31 (6).

Baş, M.İ. (2010). Değişken Gerilim ve Frekanslı, Senkronuz ve Sinüs Olmayan PWM İle Çevirici Tasarımı Ve İncelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Zonguldak Karaelmas Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Zonguldak, 107 s.

Başaran, Ç. (2007). Tek Fazlı Gerilim Kaynaklı İnvörtörlerin Çıkış Harmoniklerinin İncelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 90-92.

Beşer, E. (2009). Anahtarlama Elemanı Sayısı ve Harmonik Optimizasyonu İle Bir Fazlı Çok Seviyeli İnveter Tasarımı, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli, 133 s.

Bhagwat P. M. ve V. R. Stefanovic, (1983), Generalized Structure of a Multilevel PWM İnveter. IEEE Transactions on Industry Applications, 1057-1069.

Bodur, H. (2010). Güç Elektroniği, İstanbul, Birsen Yayınevi, 38-40, 251-284.

Boduroğlu T. (1988). Elektrik Makinaları Dersleri, İstanbul, 2.Baskı, Beta Yayınları, 264 s.

Bose, B.K. (1997). Power Electronics and Variable Frequency Drives. Institute of Electrical and Electronical Engineers Press, New York, 639 s.

Chapman, S. J., Akın, E., Orhan, A. (2007). Elektrik Makinalarının Temelleri, Çağlayan Kitabevi.

Deniz, E. (2005). Beş Seviyeli İnvterin SDGM İle Kontorlü. Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Elazığ, 54-56.

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

Doğruer, T. (2012). Evirici İle Sürülen Asenkron Motorlarda Rotor Çubuğu Kırık Arızasının Tespiti, Yüksek Lisans Tezi, Gaziosmanpaşa Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Tokat, 24-36.

<https://www.elektrikport.com/universite/igbt-nedir-guc-elektronigi-dersleri/11284>.

https://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1279321#.

Kayışlı, K. (2004). Asenkron Motorun Kayma Mod Algılayıcısız Hız Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 5 s.

Kocalmış, A. (2005). Uzay Vektör PWM Kontrollü Çok Seviyeli İnverterin Modellenmesi ve Benzetimi, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 100 s.

Kouro, S., Malinowski, M., Gopakumar, K., Pou, J., Franquelo, L.G., Wu, B., Rodriguez, J., Pérez, M.A. ve Leon, J.I. (2010). Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(8):2553-2580.

Menlibar, O. (2009). Asenkron Motorda Moment Dalgalanmalarının ve Gürültünün Azaltılması, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 9 s.

Mohan N., Underland M, T., Robbins, P, R. (1989). Power Electronics, Converters, Applications and Design, John Wiley & Sons, Canada,

Rashid, H, M. (1993). Power Electionics, Circuits, Devices and Applications, Prentice-Hall International Inc, 73-76.

Rashid, H, M. (2003). Power Electronics Circuit Devices and Applications, Third Edition, New Jersey, Prantice Hall,226-257.

Saçkan A.H. (1994). Asenkron Motorlar, Birsen Yayınevi, 142 s.

Sarıkurt, T. (2010). Yenilenebilir Enerji Sistemleri İçin Çok Katlı Evirici Tasarımı. Gebze İleri teknoloji Enstitüsü Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli, 90 s.

Sarioğlu, M. K., Gökaşan, M., Boğosyan, S. (2003). Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsen Yayınevi, 392 s.

Sirisukprasert, S. (1999). Optimited Harmonic Stepped Waveform For Multilevel İnverter, Master Thesis, Blacksburg Virginia.

Sirisukprasert, S. (2004). The Modeling and Control of a Cascaded-Multilevel Converter-Based STATCOM, PhD Thesis, Blacksburg Virginia, 50-51.

Shenai, K, Scott, R, S., Baliga, B, J. (1989). Optimum Semiconductors for High-Power Electronics, IEEE Transactions on Electron Devices, 36 (9).

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

Şahin, A. (1986). Motor Kontrolü, Segem Yayınları.

Takahaski, Y., Koga, T., Kirihata, H., Seki, Y. (1996). 2.5 kV-100 A Flat Packaged IGBT (Micro-Stack IGBT), IEEE Transactions on Electron Devices, 43 (12).

Teichmann R., Bernet, S. (2005). A Comparison of Three-Level Converters Versus Two- Level Converters for Low-Voltage Drives, Traction, and Utility Applications, IEEE Transactions On Industry Applications, 41 (3): 855–865.

Ünsal, A., Güçlü, S. (2015). Asenkron Motorlarda Rotor Çubuğu Kırıklarının Mann-Whitney U-Testi İle İncelenmesi. Journal of the Institute of Science&Technology of Dumlupınar University/Dumlupınar Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 35 s.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : KAVAK, Ramazan
Uyruğu : TC
Medeni hali : Evli
Doğum tarihi ve yeri : 28.04.1991. ve Kargı/ÇORUM
e-mail : ramazankavak19@gmail.com

Eğitim Bilgileri

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Tarihi
Lisans	Elektronik Mühendisliği / Uludağ Üniversitesi	2013
Lise	Etiler Lisesi	2009
İlköğretim	Beşiktaş İlköğretim Okulu	2005

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2016-	5. Ana Bakım Fabrika Müdürlüğü	Proje Mühendisi
2014-2016	Balıkesir Astsubay Meslek Yüksek Okulu	Elektronik Öğretim Görevlisi

Yabancı Dil

İngilizce