

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Firat Üniversitesi Merkez Kütüphanesi



0068058

255.07.02.03.00.00/08/0068058

EM YL/50

**ÜÇ FAZ GİRİŞ İKİ FAZ ÇIKIŞLI MATRİS ÇEVİRİCİDEN BESLENEN
TEK FAZLI ASENKRON MOTORUN PSPICE MODELLEMESİ**

Şermin ALTAŞ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

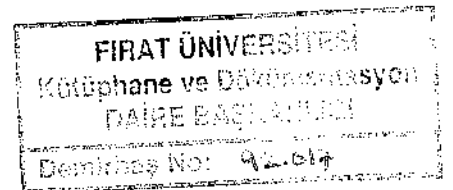
Bu Tez,.....Tarihinde, Aşağıda Belirtilen Jüri Tarafından
Oybirliği/Oyçokluğu İle Başarılı/Başarısız Olarak Değerlendirilmiştir.


Doç. Dr. Sedat SÜNER
(İmza)
Danışman


Doç. Dr. Hasan KURUM
(İmza)
Üye


Doç. Dr. Y. Z. KURUM
(İmza)
Üye

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun/...../.....
tarih ve sayılı kararıyla onaylanmıştır.



ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

ÜÇ FAZ GİRİŞ İKİ FAZ ÇIKIŞLI MATRİS ÇEVİRİCİDEN BESLENEN TEK FAZLI ASENKRON MOTORUN PSPICE MODELLEMESİ

Şermin ALTAŞ

Fırat Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

2002, Sayfa:97

Bu tezde, R-L yükünü ve tek fazlı asenkron motoru besleyen üç faz giriş iki faz çıkışlı Matris çeviricinin Pspice modellemesi ve simülasyonu yapılmıştır. Tek fazlı asenkron motorlar evlerde ve endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Tek fazlı asenkron motorlarda hız kontrolü için değişken gerilim ve/veya frekansa ihtiyaç vardır. Bu, dc link inverterlerle yapılabildiği gibi frekans çeviricilerle de gerçekleştirilebilir. İnverterler dc linklerinde sistemin üçte birini kaplayan büyük kapasitörlere ihtiyaç duyması yanında giriş akım dalga şekilleri sinüsoidalden uzaktır. Bu da giriş güç faktörlerinin düşük olmasına sebep olmaktadır. Matris çeviriciler; dört bölge çalışır, sinüsoidal giriş ve çıkış akımları, minimum pasif elemana ihtiyaç duyması, kontrol edilebilir yer değiştirme faktörü avantajlarına sahiptir. Matris çeviricilerin bir dezavantajı maksimum çıkış geriliminin giriş geriliminin %86.6'sı olmasıdır.

Matris çeviricinin çıkış geriliminin iyileştirilmesi için çıkış gerilim dalga şekillerine giriş ve çıkış gerilimlerinin üçüncü harmonikleri ilave edilir. Üç fazlı Matris çeviricilerde çeviriciyi besleyen üç fazlı kaynağın nötrü ile çeviricinin çıkışına bağlı yükün nötrü izoleli olduğu için bu üçüncü harmonikler yükte görülmezler. Fakat Matris çeviricinin tek fazlı bir yükü beslemesi durumunda yük tek fazlı çıkış ile giriş kaynağının nötrüne bağlı olduğundan, yükte üçüncü harmonik akımlarının akışı gözlemlenecektir. Bu da yükün motor olması durumunda performansı etkileyecektir. Bu tezde yeni bir yaklaşım ile tek fazlı asenkron motor, Matris çeviricinin iki çıkış fazı arasına bağlanmıştır. Üçüncü harmonikler fazlar arası gerilimde görülmeyeceğinden motor akım ve gerilim dalga şekilleri sadece birinci harmonik ve anahtarlama harmoniklerine sahip olacaktır. Bu durum tezde Pspice benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler : Matris çevirici, Pspice benzetimi, Tek fazlı asenkron motor

ABSTRACT

Master Thesis

**PSPICE MODELLING OF THE SINGLE-PHASE INDUCTION MOTOR FED BY
3-TO-2 PHASE MATRIX CONVERTER**

Şermin ALTAŞ

Fırat University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

2002, Page :97

In this thesis, Pspice modelling and simulation of the three-to-two phase Matrix converter feeding an R-L load and single-phase induction motor has been performed. A single-phase induction motor (SPIM) is widely used in industrial and household applications. It is necessary to have variable voltage and frequency for using the SPIM at various speed applications. This can be provided using frequency converters such as dc link inverters. In this case, the inverter requires a large capacitor in the dc link which occupies one-third of the system. The Matrix converter offers the advantages of four-quadrant operation, sinusoidal input and output waveforms, minimum energy storage components, controllable displacement factor. A disadvantage of the Matrix converter is the fact that the maximum output voltage is limited to 86.6 % of the input voltage.

In order to increase the output voltage of the Matrix converter third harmonics of the input and output waveforms are added to the target output waveforms. These harmonics do not appear at the output because of the isolation between the neutral point of the input supply and the load. However, in the single phase Matrix converter since the load is connected between the single phase Matrix converter output and input supply neutral, third harmonic current flow in the load will be observed. This affects the performance of the system in case of the motor load. This thesis presents a novel circuit configuration in which the single phase motor is connected between two output phases of the Matrix converter. Since the third harmonics do not appear in the line-to-line output voltages the motor voltage and currents will have the main harmonic associated to the switching harmonics. This has been demonstrated with Pspice simulation results.

Key Words: Matrix converter, Pspice simulation, Single-phase induction motor

TEŞEKKÜR

Çalışmam boyunca değerli bilgileriyle bana yol gösteren, yardım ve desteğini esirgemeyen danışman hocam **Sayın Doç.Dr.Sedat SÜNTER**'e ve bana sağladıkları imkan, gösterdikleri sabır, destek ve hoşgörülerinden ötürü sevgili **Aileme** içtenlikle teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	I
ABSTRACT	II
TEŞEKKÜR	III
ŞEKİLLER	VII
EKLER LİSTESİ	XI
SİMGELER	XII
1. MATRİS ÇEVİRİCİLER	
1.1. Giriş.....	1
1.2. Matris Çeviricilerin Yapısı	1
1.2.1. Tek Fazlı Matris Çeviricinin Yapısı.....	3
1.3. Çift Yönlü Anahtarların Seçimi	4
2. MATRİS ÇEVİRİCİLERDE MODÜLASYON ALGORİTMALARI	
2.1. Giriş.....	7
2.2. Venturini Kontrol Algoritması.....	7
2.2.1. Çıkış Geriliminin Dalga Şekli.....	8
2.2.2. Giriş Akımının Dalga Şekli.....	11
2.2.3. Giriş Yer Değiştirme Faktörünün Kontrolü.....	13
2.2.4. Maksimum Çıkış Gerilimi Değerinin İyileştirilmesi.....	15
2.2.5. Üçüncü Harmonik İlavesi.....	17
2.2.6. Maksimum Çıkış Gerilimi İçin Modife Edilmiş Venturini Algoritması....	17
2.3. Venturini Algoritmasının Basitleştirilmiş Biçimi.....	19
2.4. Skalar Kontrol Algoritması.....	20
2.5. Sonuçlar.....	21
3. TEK FAZLI ASENKRON MOTORLAR	
3.1. Giriş.....	22
3.2. Tek Fazlı Asenkron Motorların Genel Teorisi.....	22
3.3. Tek Fazlı Asenkron Motorların Eşdeğer Devresi.....	27
3.4. Tek Fazlı Asenkron Motorların Yol Alma ve Çalışma Özellikleri.....	30
3.4.1. Yol Verme Kondansatörlü Asenkron Motorlar.....	30
3.4.2. Devamlı Yardımcı Sargılı ve Kondansatörlü Motorlar.....	32
3.4.3. Yardımcı Sargılı ve İki Kondansatörlü Motorlar.....	34

3.4.4. Gölge Kutuplu Asenkron Motor.....	35
3.4.5. Tek Fazlı Yardımcı Sargılı Kondansatörsüz Motorlar.....	37
4. MAKSİMUM GERİLİM ORANI 0.5 OLAN R-L YÜKLÜ TEK FAZLI MATRİS ÇEVİRİCİNİN PSPICE BENZETİMİ	
4.1. Giriş.....	39
4.2. R-L Yüklü Tek Fazlı Matris Çeviricinin Pspice Modeli.....	40
4.2.1. Güç Devresinin Pspice Modeli.....	41
4.2.2. Kontrol İşaretini Üreten Devrenin Pspice Modeli.....	42
4.3. Simulasyon Sonuçları.....	48
5. MAKSİMUM ÇIKIŞ GERİLİMLİ R-L YÜKLÜ TEK FAZLI MATRİS ÇEVİRİCİNİN PSPICE BENZETİMİ	
5.1. Giriş	52
5.2. Anahtarlama Süreleri Ve Çıkış Geriliminin Excel Programı İle Elde Edilmesi	53
5.3. Kontrol İşaretlerinin Pspice Benzetimi İle Elde Edilmesi.....	55
5.4. Simülasyon Sonuçları.....	60
6. R-L YÜKÜNÜ BESLEYEN ÜÇ FAZ GİRİŞ İKİ FAZ ÇIKIŞLI MATRİS ÇEVİRİCİNİN PSPICE BENZETİMİ	
6.1. Giriş.....	64
6.2. Anahtarlama Süreleri ve Çıkış Geriliminin Excel Programı İle Elde Edilmesi.....	65
6.3. Matris Çeviricinin Pspice Modeli.....	68
6.3.1. Güç Devresinin Pspice Modeli.....	68
6.3.2. Kontrol İşaretlerini Üreten Devrenin Pspice Modeli.....	71
6.4. Simülasyon Sonuçları.....	71
7. ÜÇ FAZ GİRİŞ İKİ FAZ ÇIKIŞLI MATRİS ÇEVİRİCİDEN BESLENEN TEK FAZLI ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜSÜ	
7.1. Giriş.....	75
7.2. Dinamik Davranış Modelleme Yöntemleri.....	77
7.3. Yardımcı Sargılı Tek Fazlı Asenkron Motorun Matematiksel Modeli.....	77
7.3.1 Elektriksel Tanımlamalar.....	77
7.3.2. Elektromekanik Tanımlamalar.....	79

7.3.3. Mekanik Tanımlamalar.....	80
7.4. Tek Fazlı Asenkron Motorun Pspice Benzetimi.....	80
7.5. Simülasyon Sonuçları.....	83
8. SONUÇLAR.....	93
KAYNAKLAR.....	95
EKLER	

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. Üç faz çıkışa sahip Matris çeviricinin yapısı ve anahtarların düzenleme biçimi

Şekil 1.2. Tek fazlı Matris çeviricinin ve çift yönlü anahtarların yapısı

Şekil 1.3. Çift yönlü anahtar yapıları, (a) köprü diyod, (b) paralel, (c) seri

Şekil 2.1. Akım bileşenleri için anahtarların yerleştirme biçimi

Şekil 2.2. Endüktif çıkış akımı için giriş akımının faz açısının değişik işletme durumlarındaki değişimi

Şekil 2.3. Matris çeviricinin üç faz giriş geriliminden elde edilen çıkış gerilimi

Şekil 3.1. Tek fazlı asenkron motorun prensip şeması

Şekil 3.2. Bir fazlı asenkron motorunda mmk.dalgalarının zamana göre değişimleri:

- (a) Ortamsal Değişim, (b) Zamana Göre Değişim,
- (c) Vektöriyel Olarak Değişim

Şekil 3.3. Bir Fazlı Asenkron Motorunda Moment / Hız Karakteristikleri

- (a) İleri ve Geri Yönlere Dönen Akı Dalgalarının Değişken Olmaması
- (b) Akı Dalgalarının Değişken Olmaması Durumunda Bileşke Moment Hız Karakteristikleri

Şekil 3.4. Tekfazlı asenkron motorun eşdeğer devresi (a) Stator ve rotor empedansları, (b) İleri model, (c) Ters (zıt) modeli, (d) Tam eşdeğer devre

Şekil 3.5. Yardımcı sargılı ve kondansatörlü asenkron motorun (a) Prensip şeması
(b) Fazör diyagramı (c) Moment/hız karakteristiği

Şekil 3.6. Devamlı yardımcı sargılı ve kondansatörlü asenkron motoru
(a) Prensip şeması (b) Moment/hız karakteristiği

Şekil 3.7. Yardımcı sargılı-iki kondansatörlü asenkron motoru (a) Prensip şeması
(b) Moment/hız karakteristiği

Şekil 3.8. Gölge kutuplu tek fazlı asenkron motoru (a) Prensip şeması
(b) Moment/hız karakteristiği

Şekil 3.9. Yardımcı sargılı kondansatörsüz asenkron motoru (a) Prensip şeması
(b) Fazör diyagramı

Şekil 4.1. Snubber devreli tek fazlı Matris çevirici yapısı (Sünter, 1995)

Şekil 4.2. Kontrol işaretlerini üreten devre

Şekil 4.3. Örnekleme devresi çıkışı

Şekil 4.4. (a)160 Nolu düğümdeki örneklenmiş işaretle 150 nolu düğümdeki testere dişi işaretin karşılaştırılması,

(b)200 Nolu düğüm noktasındaki karşılaştırma devresi çıkışı

Şekil 4.5. (a) 162 Nolu düğümdeki örneklenmiş işaretle 152 nolu düğümdeki testere dişi işaretin karşılaştırılması,

(b) 202 Nolu düğüm noktasındaki karşılaştırma devresi çıkışı

Şekil 4.6. Ters çeviren toplama devresi çıkışı

Şekil 4.7. 25Hz için çıkış gerilimi dalga şekli

Şekil 4.8. 25Hz için yük akımının dalga şekli

Şekil 4.9. 50Hz için çıkış gerilimi dalga şekli

Şekil 4.10. 50Hz için yük akımının dalga şekli

Şekil 4.11. 100Hz için çıkış geriliminin dalga şekli

Şekil 4.12. 100Hz için yük akımının dalga şekli

Şekil 5.1. Her bir örnekleme zamanında S_{Aa} anahtarının iletimde kalma süre grafiği

Şekil 5.2. Her bir örnekleme zamanında S_{Ca} anahtarının iletimde kalma süre grafiği

Şekil 5.3. V_{oa} grafiği

Şekil 5.4. Kontrol İşaretini Üreten Devre

Şekil 5.5. 60Hz için Pspice benzetimi ile elde edilen T_{Aa} grafiği

Şekil 5.6. 60Hz için Pspice benzetimi ile elde edilen T_{Ca} grafiği

Şekil 5.7. 60Hz için (a) Örnekleme ve testere dişi işareti, (b) A fazına ait kontrol işareti

Şekil 5.8. (a) Örnekleme ve testere dişi işareti, (b) C fazına ait kontrol işareti

Şekil 5.9. 60Hz için B fazına ait kontrol işareti

Şekil 5.10. 60Hz V_{oa} RL yük akımı grafiği

Şekil 5.11. 60Hz V_{oa} RL yük gerilimi grafiği

Şekil 5.12. 60Hz V_{oa} RL yüklü harmonik grafiği

Şekil 5.13. 40Hz V_{oa} RL yük akımı grafiği

Şekil 5.14. 40Hz V_{oa} RL yük gerilimi grafiği

Şekil 5.15. 40Hz V_{oa} RL yüklü harmonik grafiği

Şekil 6.1. Her bir örnekleme zamanında S_{Ab} anahtarının iletimde kalma süre grafiği

Şekil 6.2. Her bir örnekleme zamanında S_{Ab} anahtarının iletimde kalma süre grafiği

Şekil 6.3. V_{ob} grafiği

Şekil 6.4. V_{oa} , V_{ob} , $(V_{oa}-V_{ob}) = V_{ab}$ grafikleri

Şekil 6.5. $(V_{oa}-V_{ob}) = V_{ab}$ grafiği

Şekil 6.6. Üç Fazdan İki Faza Matris Çeviricinin Güç Devresi

Şekil 6.7. RL yüklü Matris çeviricinin çıkış gerilim grafiği ($f_o=40$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 6.8. RL yüklü Matris çeviricinin çıkış akım grafiği ($f_o=40$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 6.9. RL yüklü Matris çeviricinin çıkış gerilim ve akım grafiği

($f_o=40$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 6.10. RL yüklü Matris çeviricinin çıkış geriliminin harmonik grafiği

($f_o=40$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 6.11. RL yüklü Matris çeviricinin çıkış gerilim grafiği ($f_o=60$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 6.12. RL yüklü Matris çeviricinin çıkış akım grafiği ($f_o=60$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 6.13. RL yüklü Matris çeviricinin çıkış gerilim ve akım grafiği

($f_o=60$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 6.14. RL yüklü Matris çeviricinin çıkış geriliminin harmonik grafiği

($f_o=60$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 7.1. Tek fazlı asenkron motoru besleyen üç faz giriş iki faz çıkışlı Matris çeviricinin güç devresi

Şekil 7.2. Yardımcı Sargılı Tek Fazlı Asenkron Motorun Direkt Faz Tam Eşdeğeri

Şekil 7.3. Türev Alıcı Devre

Şekil 7.4. İntegral Devresi

Şekil 7.5. Motorun ana sargı akımı ve hız grafikleri ($f_o=40$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 7.6. Motorun yardımcı sargı akım grafiği ($f_o=40$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 7.7. Motorun sürekli rejimde gerilim grafiği ($f_o=40$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 7.8. Motorun sürekli rejimde ana sargı akım grafiği ($f_o=40$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 7.9. Motorun sürekli rejimde gerilim ve akım grafikleri ($f_o=40$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 7.10. Motor geriliminin harmonik grafiği ($f_o=40$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 7.11. Motor geriliminin harmonik grafiği ($f_o=40$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 7.12. Motorun ana sargı akım ve hız grafikleri ($f_o=50$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 7.13. Motorun yardımcı sargı akım grafiği ($f_o=50$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 7.14. Motorun sürekli rejimde ana sargı akım grafiği ($f_o=50$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 7.15. Motorun sürekli rejimde gerilim ve ana sargı akım grafikleri

($f_o=50$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 7.16. Motor geriliminin harmonik grafiği ($f_o=50$ Hz, $f_s=2$ kHz)

Şekil 7.17. Motor geriliminin harmonik grafiği ($f_0=50\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

Şekil 7.18. Motorun moment grafiği ($f_0=50\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

Şekil 7.19. Motorun ana sargı akım ve hız grafikleri ($f_0=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

Şekil 7.20. Motorun yardımcı sargı akım grafiği ($f_0=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

Şekil 7.21. Motorun sürekli rejimde ana sargı akım grafiği ($f_0=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

Şekil 7.22. Motorun sürekli rejimde gerilim ve ana sargı akım grafikleri
($f_0=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

Şekil 7.23. Motor geriliminin harmonik grafiği ($f_0=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

Şekil 7.24. Motor geriliminin harmonik grafiği ($f_0=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

Şekil 7.25. Motorun ana sargı akım ve hız grafikleri ($f_0=80\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

Şekil 7.26. Motorun yardımcı sargı akım grafiği ($f_0=80\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

Şekil 7.27. Motorun sürekli rejimde ana sargı akım grafiği ($f_0=80\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

Şekil 7.28. Motorun sürekli rejimde gerilim ve ana sargı akım grafikleri
($f_0=80\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

Şekil 7.29. Motor geriliminin harmonik grafiği ($f_0=80\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

Şekil 7.30. Motor geriliminin harmonik grafiği ($f_0=80\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

EKLER LİSTESİ

- Ek-1** 40 Hz Gerilim parametreleri (V_{oa})
- Ek-2** 40 Hz Gerilim parametreleri (V_{ob})
- Ek-3** 60 Hz Gerilim parametreleri (V_{oa})
- Ek-4** 60 Hz Gerilim parametreleri (V_{ob})
- Ek-5** 80 Hz Gerilim parametreleri (V_{oa})
- Ek-6** 80 Hz Gerilim parametreleri (V_{ob})
- Ek-7** 100 Hz Gerilim parametreleri (V_{oa})
- Ek-8** 100 Hz Gerilim parametreleri (V_{ob})
- Ek-9** Tek fazlı asenkron motorun parametreleri

SİMGELER

E_{HA}	: Ana sargıda indüklenen hareket gerilimi
E_{HB}	: Yardımcı sargıda indüklenen hareket gerilimi
E_{HRA}	: Rotor birinci faz sargısında indüklenen hareket gerilimi
E_{HRB}	: Rotor ikinci faz sargısında indüklenen hareket gerilimi
E_{TA}	: Ana sargıda indüklenen transformatör gerilimi
E_{TB}	: Yardımcı sargıda indüklenen transformatör gerilimi
E_{TRA}	: Rotor birinci faz sargısında indüklenen transformatör gerilimi
E_{TRB}	: Rotor ikinci faz sargısında indüklenen transformatör gerilimi
f	: Frekans
f_i	: Giriş frekansı
f_o	: Motor üzerine düşen frekans, çıkış frekansı
f_s	: Anahtarlama frekansı
I_A, I_B, I_C	: Faz akımları
I_{Aa}, I_{Ba}, I_{Ca}	: Üç fazdan üç faza Matris çevirici akımları
I_e	: Esas sargı akımı
I_o	: Çıkış akımı
I_{om}	: Maksimum çıkış akımı
I_{ra}, I_{rb}	: Rotor faz akımları
$I_{s,r}$	: Stator ve rotor akımları
I_{sa}, I_{sb}	: Stator faz akımları
I_y	: Yardımcı sargı akımı
J	: Atalet momenti
L	: İndüktans
L_{ra}, L_{rb}	: Rotor fazları öz indüktansları
$L_{s,r}$	: Stator ve rotor fazları öz indüktansları
L_{sa}, L_{sb}	: Stator fazları öz indüktansları
L_Y	: Yük indüktansı
M_a	: Ana sargı ile rotor arasındaki ortak indüktans
M_b	: Yardımcı sargı ile rotor arasındaki ortak indüktans

$M_{r,sa}, M_{r,sb}$	: Rotor ile ana ve yardımcı sargılar arasındaki ortak indüktans
$M_{sa,r}, M_{sb,r}$	: Ana ve yardımcı sargılar ile rotor arasındaki ortak indüktans
n	: Hız
n_r	: Rotor hızı
n_s	: Senkron hız
P	: Çift kutup sayısı
q	: Gerilim oranı
q_m	: Maksimum gerilim oranı
R	: Direnç
R_1	: Stator direnci
R_2'	: Statora indirgenmiş rotor direnci
$R_{r,s}$	: Stator ve rotor fazları sargı dirençleri
R_Y	: Yük direnci
$S_{Aa}, \dots, S_{Cc}$	: Matris çeviricinin çift yönlü anahtarları
S_i	: Rotor ileri kayma
S_z	: Rotor ters kayma
t	: Zaman
$t_{Aa}, \dots, t_{Cc}$	: Matris çevirici anahtarlarının iletimde kalma süreleri
$T_{Aa}, \dots, T_{Cc}$	: Matris çevirici anahtarlarının görev peryodu
T_e	: İndüklenen moment
T_L	: Yük moment
T_s	: Anahtarlama peryodu
$T_{\beta\gamma}$	: Giriş ve çıkış fazları arasındaki anahtarlama süresi
V_a, V_b, V_c	: Matris çevirici çıkış gerilimleri
V_A, V_B, V_C	: Üç faz Matris çeviricinin giriş gerilimleri
V_{ef}	: Etkin gerilim
V_i	: Giriş gerilimi
$V_i(t)$	: Giriş gerilim vektörü
V_{im}	: Maksimum giriş gerilimi
V_m	: Maksimum gerilim
V_o	: Çıkış gerilimi
$V_o(t)$	: Çıkış gerilim vektörü

V_{oa}, V_{ob}, V_{oc}	: Üç faz Matris çeviricinin çıkış gerilimleri
V_{om}	: Maksimum çıkış gerilimleri
$V_{r,s}$	: Stator ve rotor faz gerilimleri
V_s	: Anahtarlama sinyali
X_1	: Stator reaktansı
X_2'	: Statora indirgeniş rotor reaktansı
X_m	: Miknatıslanma reaktansı
ϕ_i	: Giriş faz açısı
ϕ_o	: Çıkış faz açısı
Z	: Empedans
θ	: Rotor dönme açısı
Ψ	: Faz farkı ($0, 2\pi/3, 4\pi/3$)
Ψ_{ra}, Ψ_{rb}	: Rotor fazları toplam akıları
Ψ_{sa}, Ψ_{sb}	: Stator fazları toplam akıları
ω	: Açısal hız
ω_i	: Giriş dalgasının açısal frekansı
ω_m	: Modülasyon dalgasının açısal frekansı
ω_o	: Çıkış dalga açısal frekansı

1. MATRİS ÇEVİRİCİLER

1.1. Giriş

Matris çeviriciler, matris şeklinde yerleştirilmiş çift yönlü anahtarlardan oluşurlar. Matris çeviriciler çift yönlü anahtarlardan oluştuklarından, iki yönlü çalışabilme olanağına sahiptirler. Çıkış gerilimi, giriş geriliminin çift yönlü anahtarlar vasıtası ile kısılmasından elde edilir. Çıkış geriliminin genliği ve frekansı çift yönlü anahtarların iletimde kalma süreleri ayarlanarak yapılır.

Günümüzde iki yönlü çalışabilen yarı iletken elemanlar yaygın ve ucuz olmadığından matris çeviricinin güç devresindeki çift yönlü anahtarlar, mevcut anahtarların kombinasyonlarından oluşmaktadır.

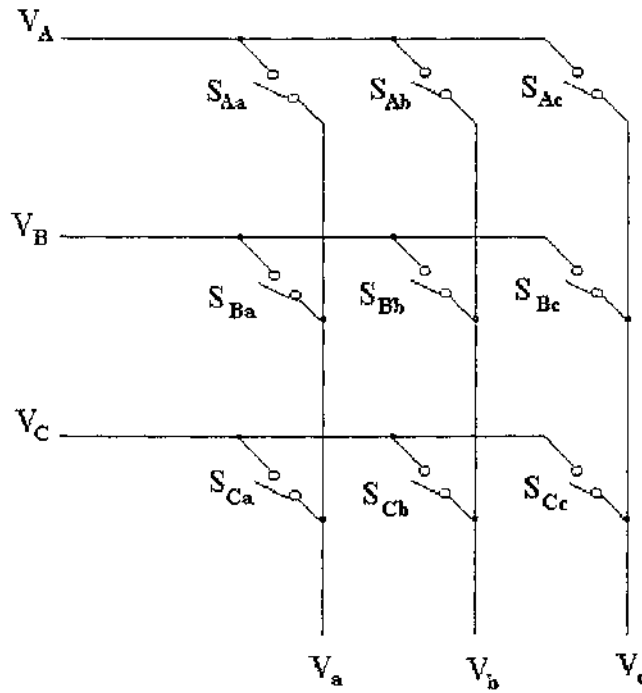
Matris çeviricinin çıkışından aldığımız dalga formunun sinüsoidal forma yakınlığı anahtarlama frekansının değerinin büyüklüğü ile doğrudan orantılıdır. Yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler, güç anahtarlarının yüksek frekansta çalışmalarına imkan tanımış, fakat anahtarlama sayısındaki artış çeviricinin karmaşıklığını ve fiyatını artırdığı gibi anahtarlama kayıplarının da artmasına neden olmaktadır.

1.2. Matris Çeviricilerin Yapısı

Matris çeviriciler iki yönlü güç aktarımı yapabilen çift yönlü anahtarlardan yapılmıştır. Üç faz giriş üç faz çıkışlı matris çeviricide giriş çıkış hatları arasındaki bağlantı matris şeklinde dizilmiş dokuz adet çift yönlü anahtarla sağlanır. Zaten matris çevirici ismi de çift yönlü anahtarların diziliş şeklinden esinlenerek konulmuştur (Sünter, 1995).

Matris çeviricide çıkış fazlarının her biri, giriş fazlarını sabit bir anahtarlama periyodu boyunca ard arda ve tekrarlı bir şekilde çıkışa aktarılmasıyla elde edilir. Şekil 1.1.'de üç fazlı matris çeviricinin yapısı ve anahtarların diziliş düzeneği verilmiştir. Burada V_A , V_B , V_C giriş faz gerilimlerini V_a , V_b , V_c ise çıkış faz gerilimlerini göstermektedir. Buradaki anahtarların her biri bir çift yönlü anahtardır. Anahtarlar

isimlendirilirken ilk indis girişi ikinci indis çıkışı gösterecek şekilde düzenlenmiştir. Aynı düzenleme anahtarların iletimde kalma sürelerinin gösteriminde de uygulanmaktadır. Örneğin A fazı girişini a fazı çıkışına aktarmaya yarayan S_{Aa} anahtarının iletimde kalma süresi t_{Aa} şeklinde gösterilir. Şekil 1.1.'de gösterilen matris çeviricideki V_a fazının oluşumunu örnekleyelim: V_A fazı S_{Aa} anahtarının t_{Aa} süresince iletimde kalmasıyla çıkışa aktarılması ardından V_B fazı S_{Ba} anahtarının t_{Ba} süresince iletimde kalmasıyla çıkışa aktarılır. Bunun ardından V_C fazı S_{Ca} anahtarının t_{Ca} süresince iletimde kalmasıyla çıkışa aktarılır. Bu t_{Aa} , t_{Ba} , t_{Ca} sürelerinin toplamı sabit olan anahtarlama periyodu kadardır. Bu süreler ayarlanarak çıkıştan elde edilecek sinüsoidal işaretin genliği ve frekansı ayarlanır. Aynı şekilde V_b fazı S_{Ab} , S_{Bb} , S_{Cb} anahtarlarının, V_c fazı S_{Ac} , S_{Bc} , S_{Cc} anahtarlarının ard arda ve tekrarlı bir şekilde anahtarlama ile elde edilir.



Şekil 1.1. Üç faz çıkışa sahip matris çeviricinin yapısı ve anahtarların düzenleme biçimi (Sünter,1995)

Anahtarların açılıp kapanmasında kullanılan algoritma aşağıdaki özellikleri yerine getirir.

- Sinüsoidal çıkış gerilimi, frekans ve fazı

- Giriş kaynağının sıfırdan başlayıp belirlenen maksimum seviyeye kadar kontrolü
- Anahtarlama frekansı harmonikleri hariç çıkışta hiçbir giriş harmoniğinin bulunmaması
- Güç faktörü bir olmak üzere sinüsoidal giriş akımı ve faz açısı $+$, $-$, yük fazı arasında ayarlanabilir .
- Anahtarlama frekansları harmonikleri hariç girişte hiçbir çıkış harmoniği bulunmamalıdır (Venturini, 1980).

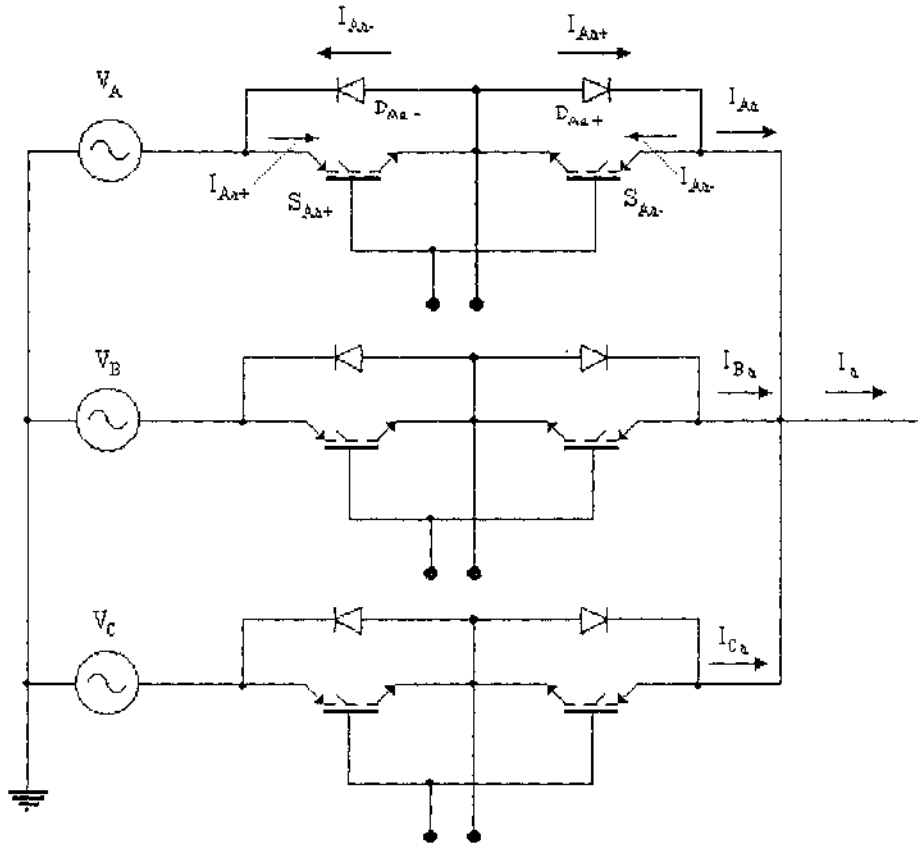
Yukarıdaki gerekli şartların sağlanması için anahtarlamalarda Venturini tarafından gerçekleştirilen algoritma kullanılmıştır.

1.2.1. Tek Fazlı Matris Çeviricinin Yapısı

Üç fazdan tek faza dönüşüm yapan matris çeviriciler, tek fazlı matris çeviriciler olarak adlandırılırlar. Matris çeviricilerin yapı gereği her çıkış fazı, üç giriş fazının sırayla anahtarlamaıyla oluşturulduğundan, çıkışta tek faz istenmesine rağmen, girişe üç fazın uygulanması zorunludur. Bu zorunluluğa karşılık, istenilen frekansta ve giriş geriliminin genliğinin belirli bir oranındaki genlikte tek fazlı gerilim elde etmek mümkün olabilmektedir.

Şekil 1.2.'de görüldüğü gibi tek fazlı matris çeviricilerde üç adet, girişi çıkışa bağlamak üzere çift yönlü anahtar vardır. Üç anahtar sırayla anahtarlanaarak girişi çıkışa aktarırlar. Her seferinde anahtarlardan sadece bir tanesi iletimdedir; diğerleri kesimdedir. Aksi bir durum giriş hatları arasında kısa devrenin meydana gelmesine sebep olur.

Tek fazlı matris çeviricilerde Venturini tarafından geliştirilen algoritma kullanılır. Çift yönlü anahtarların kapılarına algoritmaya göre hesaplanan sürelerdeki işaretler gönderilerek anahtarların iletime ve kesime sokulmaları sağlanır.



Şekil 1.2. Tek fazlı matris çeviricinin ve çift yönlü anahtarların yapısı (Sünter,1995)

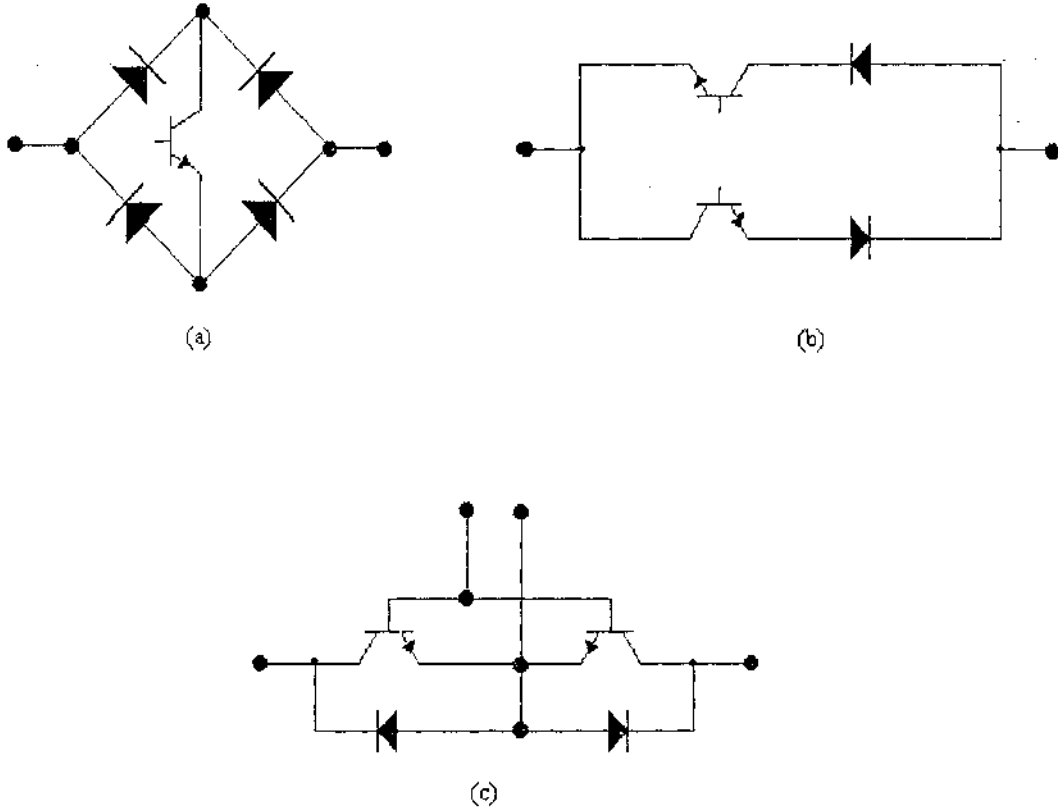
1.3. Çift Yönlü Anahtarların Seçimi

Matris çeviricinin performansını etkilediğinden dolayı çift yönlü anahtarların seçimi çok önemlidir. Şekil 1.3.'de görüldüğü gibi üç çeşit çift yönlü anahtar kombinasyonu vardır. Her yapıyı detaylı olarak ele alıp ,avantaj ve dezavantajları ile inceleyeceğiz.

Şekil 1.3.'de kontrol edilebilir eleman olarak Bipolar Jonksiyon Transistör (BJT) grafiklenmiştir. Bunun yerine başka kontrol edilebilir eleman da kullanılabilir.

Şekil 1.3.a'da gösterilen çift yönlü anahtar yapısı en sade yapıdır. Köprü diyod ve tek bir anahtarlama elemanından oluşmaktadır. Her iki alternansında iletiminde akım yolu boyunca bir anahtar ve iki diyod olmak üzere üç eleman iletimdedir. Burada

toplam gerilim düşümü, anahtar ve diyodların gerilim düşümlerinin toplamına eşit olur. Anahtarlama elemanı ac akımın tüm dalgasını taşımak zorunda olduğundan daha fazla ısınır ve iletim kayıpları artar. Sinüsün iki alternansını da taşıdığından diğer yapılara göre daha büyük akımlı anahtar kullanmak gerekir. Eğer çeviricide yüksek anahtarlama frekansı kullanılıyorsa diyodların hızlı düzelme zamanlarına sahip olmaları gerekir.



Şekil 1.3. Çift yönlü anahtar yapıları (a) köprü diyod, (b) paralel, (c) seri (Sünter, 1995)

Şekil 1.3.b'de gösterilen çift yönlü anahtar yapısı gereği iki ayrı tetikleme devresine ihtiyaç duyar. Bu da soft-switching uygulamasında kolaylık sağlar. Kontrol edilebilir anahtarların çoğunun ters dayanma gerilimlerinin düşük olmasından dolayı anahtarlara seri birer diyod bağlanarak desteklenmiştir. Bu yapıdaki gerilim düşümü,

anahtar ve diyodun gerilim düşümlerinin toplamına eşittir. Bu yapının gerilim düşümü, köprü diyod yapısının gerilim düşümünden daha azdır.

Şekil 1.3.c'de gösterilen çift yönlü anahtar yapısında her bir peryotta bir kontrollü anahtar ve bir diyod iletimdedir. Yapıda her iki anahtar da aynı noktadan sürüldüğünden tek bir sürme devresi yeterlidir. Bu yapının diğer bir avantajı da gerilim düşümünün diğer yapılara göre, ya eşit yada düşük olmasıdır. Eğer yapıda anahtar olarak Mosfetler veya son teknoloji ürünü IGBT'ler (IGBT SpiceMod Library, 1999) kullanılıyorsa yapılarından dolayı ayrıca diyodların kullanılmasına ihtiyaç kalmaz. Çift yönlülüğe ulaşmak için antiseri olarak bağlanmaları yeterli olacaktır. Bu sayede yapı minimum elemanla gerçekleştirilir.

Mosfetin gerilim düşümü R_{DS} ve üzerinden geçen akıma bağlı olduğu için gerilim düşümü yüksek akımlarda ve gerilimlerde artar ve ayrıca yüksek akım ve gerilimlerde çalışan Mosfetler pahalı olduklarından çeviricinin daha pahalı olmasına neden olur. Buna rağmen düşük akım ve gerilimlerde ki avantajlarından dolayı çok tercih edilen bir yapıdır.

Matris çeviriciler için ihtiyaç duyulan yüksek akım ve gerilimden dolayı anahtarlama elemanı olarak Mosfetler yerine IGBT kullanılır. IGBT ler, Mosfet ve BJT lerin en iyi özelliklerini almış, kötü özelliklerini bırakmış, melez bir yarı iletken elemandır. Mosfetin kolay sürülme ve hızlı çalışma özelliklerini, BJT lerin ise yüksek akım ve gerilimde çalışma ve iletimde sabit bir saturasyon gerilimine sahip olma özelliklerini almıştır. IGBT'ler Mosfetler kadar hızlı olmamasına rağmen bu dezavantaj ultrahızlı IGBT'ler kullanılarak azaltılabilir.

Bu çalışmada yukarıda anlatılanlardan yola çıkılarak Şekil 1.3.c deki çift yönlü anahtar yapısı seçilmiş, anahtarlama elemanı olarak IGBT tercih edilmiştir.

2. MATRİS ÇEVİRİCİLERDE MODÜLASYON ALGORİTMALARI

2.1. Giriş

Matris çeviriciler Venturini ve Skalar kontrol algoritmaları ile kontrol edilebilmektedir.

Matris çeviricilerin kontrolü için Venturini tarafından 1980 yılında yeni bir darbe genişlik modülasyonlu (PWM) kontrol algoritması gerçekleştirilmiştir. Bu kontrol algoritması sınırsız çıkış frekansı elde edilmesi giriş akımlarının ve gerilimlerinin dalga şeklinin sinüsoidal olması ve giriş yer değiştirme faktörünün kontrol edilmesi olanaklarını sağlar (Venturini, 1980). Bununla birlikte bu teknikte çıkış geriliminin genliği giriş geriliminin genliğinin maksimum %50 si oranında olabilmektedir. Daha sonra Venturini ve Alesina'nın beraber yaptıkları bir çalışma ile bu oranın %86.6 ya çıkarılması ve diğer tüm özelliklerin de kullanılabilir olması sağlanmıştır (Venturini ve Alesina, 1981).

2.2. Venturini Kontrol Algoritması

A, B, C indisleri giriş fazlarını a, b, c indisleri çıkış fazlarını gösterir. Çıkış geriliminin dalga şekli giriş geriliminin darbelerinden yeniden oluşturulur.

Modülasyon probleminin çözümü boyunca, anahtarların ideal ve çeviriciye uygulanan gerilimin üç faz dengeli saf sinüsoidal olduğu kabul edilecektir. Matris çeviricinin girişine uygulanan gerilimi şu şekilde ifade edebiliriz:

$$\begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Venturini algoritması, anahtarların kontrolüyle sentezlenmiş çıkış gerilimi V_a , V_b , V_c ve giriş akımları I_A , I_B , I_C 'nin düşük frekans bileşenlerinin istenen çıkış ve giriş frekansında, genliğinde ve yer değiştirme faktöründe saf sinüsoidal olmasını sağlar. Her bir çıkış fazında S_{Aa} , S_{Ba} , ..., S_{Cc} anahtarları t_{Aa} , t_{Ba} , ..., t_{Cc} süresince ard arda ve tekrarlı olarak ilettime girerler. Anahtarlama periyodu T_s , anahtarların iletimde kalma zamanlarının toplamına eşittir.

$$T_s = t_{Aa} + t_{Ba} + t_{Ca} = t_{Ab} + t_{Bb} + t_{Cb} = t_{Ac} + t_{Bc} + t_{Cc} = 1 / f_s \quad (2.2)$$

Bu formülde f_s anahtarlama frekansıdır ve sabittir.

2.2.1. Çıkış Geriliminin Dalga Şekli

Bir periyod boyunca $V_a(t)$, $V_b(t)$, $V_c(t)$ çıkış gerilimlerinin, giriş fazlarının anahtarlama suretiyle elde edilen kısmi parçalardan oluşan ortalama değerinin zamana bağlı değişimi aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned} V_a(t) &= V_{im} \cos(\omega_i t) \frac{t_{Aa}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \frac{t_{Ba}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \frac{t_{Ca}}{T_s} \\ V_b(t) &= V_{im} \cos(\omega_i t) \frac{t_{Ab}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \frac{t_{Bb}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \frac{t_{Cb}}{T_s} \\ V_c(t) &= V_{im} \cos(\omega_i t) \frac{t_{Ac}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \frac{t_{Bc}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \frac{t_{Cc}}{T_s} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Burada ω_i giriş geriliminin frekansı (rad/s) dir.

Oluşan çıkış geriliminin dalga şekli üç fazlı giriş geriliminin anahtarlama ile oluşan sürekli bir fonksiyondur. Genel olarak çıkış gerilimine etki eden unsurlar giriş geriliminin genliği, frekansı ve anahtarlama şeklidir.

$2\pi f_s \gg \omega_i, \omega_o$ olması kaydıyla çıkışı oluşturan düşük frekans parçaları temel olarak çıkışın ortalama değerine bağlıdır.

Anahtarlama zamanlar sinüsoidal olarak ω_m frekansında ve T_s periyodunda modüle, çıkış frekansı $\omega_o = \omega_i + \omega_m$ şeklinde değişecektir.

Üç faz için anahtarlama süreleri:

$$\left. \begin{aligned} t_{Aa} &= \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta)) \\ t_{Ba} &= \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta - \frac{2\pi}{3})) \\ t_{Ca} &= \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta - \frac{4\pi}{3})) \end{aligned} \right\} \quad \text{a çıkış fazı} \quad (2.4)$$

$$\left. \begin{aligned} t_{Ab} &= \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta - \frac{4\pi}{3})) \\ t_{Bb} &= \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta)) \\ t_{Cb} &= \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta - \frac{2\pi}{3})) \end{aligned} \right\} \quad \text{b çıkış fazı}$$

$$\left. \begin{aligned} t_{Ac} &= \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta - \frac{2\pi}{3})) \\ t_{Bc} &= \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta - \frac{4\pi}{3})) \\ t_{Cc} &= \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta)) \end{aligned} \right\} \quad \text{c çıkış fazı}$$

Formüllerde θ bağıl fazı q 'da gerilim oranını belirtir. İstenilen koşulları sağlayan $M(t)$ kontrol matrisi şu şekilde tanımlanır.

$$V_o(t) = M(t) \cdot V_i(t) \quad (2.5)$$

Burada kontrol matrisinin elemanları 9 anahtarın iletimde kalma süresidir.

Kontrol matrisi;

$$M(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1+2q\cos(A)) & \frac{1}{3}(1+2q\cos(A-\frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q\cos(A-\frac{4\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1+2q\cos(A-\frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q\cos(A)) & \frac{1}{3}(1+2q\cos(A-\frac{2\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1+2q\cos(A-\frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q\cos(A-\frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q\cos(A)) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Burada $A = \omega_m t + \theta$ ve $\omega_m = \omega_o - \omega_i$

Denklem (2.6) denklem (2.5)'de yerine konulursa :

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1+2q\cos(A)) & \frac{1}{3}(1+2q\cos(A-\frac{2\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1+2q\cos(A-\frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q\cos(A)) \\ \frac{1}{3}(1+2q\cos(A-\frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q\cos(A-\frac{4\pi}{3})) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{im}\cos(\omega_i t) \\ V_{im}\cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \\ V_{im}\cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Denklem (2.7)'de ki çarpım yapıldığında denklem basitleşir.

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = q V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \theta) \\ \cos(\omega_o t + \theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Burada $0 \leq q \leq 0.5$ ve $\omega_o = \omega_i + \omega_m$

Bu eşitlik Matris çevirici Venturini algoritması ile çalıştırıldığında ω_o frekansında, genliği $q.V_i$ ve bağıl fazı $t=0$ anında θ olan bir çıkış geriliminin elde edilebileceği gösterir.

Matris çeviricinin çalıştırılmasında özel bir durum ω_m ' in negatif ve $|\omega_m| > \omega_i$ olması durumunda meydana gelir. Bu şartlar altında çıkış gerilimi ters dönecektir. ($\omega_o < 0$). Bu durum Matris çeviriciye yük olarak asenkron motor bağlandığında, motorun her iki yönde dönmesine olanak verir. Diğer bir özel durumda $\omega_m = 0$ olması halidir, bu durumda da çıkış ve giriş frekansları eşittir ($\omega_o = \omega_i$) ve $\omega_m = -\omega_i$ olması durumunda da çıkış dc olacaktır ($\omega_o = 0$) ve Matris çevirici bir doğrultucu gibi davranır.

2.2.2. Giriş Akımının Dalga Şekli

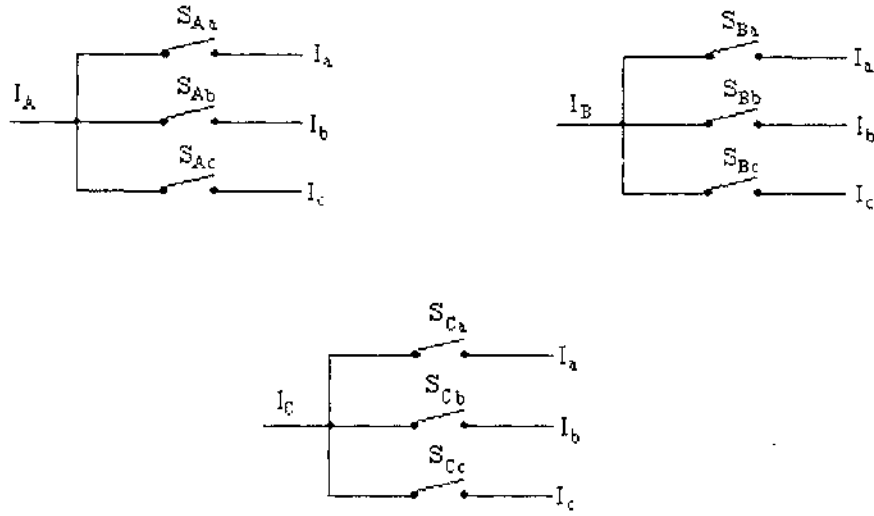
Eğer çevirici üç fazlı ϕ_o faz açısındaki omik-indüktif bir yüke bağlandığında çıkış akımları aşağıdaki gibi olur.

$$I_o = \begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} = I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \phi_o) \\ \cos(\omega_o t + \phi_o + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \phi_o + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Yukarıdaki denklemde kolaylık için $\theta = 0$ alınmıştır.

Giriş akımları aynı faz girişine bağlanan üç anahtar akımının toplamından oluşur. Bu durum Şekil 2.1.'de gösterilmiştir. Örneğin I_A giriş akımı bir anahtarlama periyodu boyunca I_a , I_b , I_c çıkış akımlarının toplamından oluşmaktadır. Buradan da anlaşılaacağı üzere giriş akımlarının yapısı çıkış gerilimlerinin yapısına benzemektedir. Dolayısıyla giriş akımları matrisi, kontrol matrisinin transpozesi ile çıkış akımları matrisinin çarpımına eşit olacaktır.

$$I_i(t) = M^T(t) \cdot I_o(t) \quad (2.10)$$



Şekil 2.1. Akım bileşenleri için anahtarların yerleştirilme biçimi (Sünter 1995)

Giriş akımları için (2.10)'daki eşitlik açık şekilde yazılırsa ;

$$\begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1+2q\cos(A)) & \frac{1}{3}(1+2q\cos(A-\frac{4\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1+2q\cos(A-\frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q\cos(A)) \\ \frac{1}{3}(1+2q\cos(A-\frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1+2q\cos(A-\frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1+2q\cos(A-\frac{2\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1+2q\cos(A-\frac{4\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1+2q\cos(A)) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{0m}\cos(\omega_o t + \theta + \phi_o) \\ I_{0m}\cos(\omega_o t + \theta + \phi_o + \frac{2\pi}{3}) \\ I_{0m}\cos(\omega_o t + \theta + \phi_o + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Eşitliklerde $A = \omega_{mt} + \theta$ ve $\omega_m = \omega_o - \omega_i$ şeklindedir. Eşitlik (2.11)'de işlemler yapıldığında aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = q I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \phi_o) \\ \cos(\omega_i t + \phi_o - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \phi_o - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Eşitlik (2.12)'den görüldüğü üzere Matris çeviricilerin giriş akımları sinüsoidal şekilde, ω_i frekansında değişmektedir. Yer değiştirme faktörünün de yükün yer değiştirme faktörüne ($\cos\phi_o$) eşit olduğu görülmektedir.

Pozitif faz peryodu modu olarak adlandırılan $\omega_m = (\omega_o + \omega_i)$ yerine, negatif faz peryodu modu olarak adlandırılan $\omega_m = -(\omega_o + \omega_i)$ konulduğunda eşitlik 2.8'de ki çıkış geriliminin ifadesi aynı olacaktır. Ancak giriş akımının faz açısı ters dönecektir. Bu durumda giriş akımlarının ifadesi şu şekilde olacaktır.

$$\begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = q I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \phi_o) \\ \cos(\omega_i t - \phi_o - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t - \phi_o - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Sonuç olarak indüktif yük karakteristiği çeviricinin giriş ucunda kapasitif yük karakteristiğine dönüşmüştür. Bu özellik Matris çeviricinin önemli üstünlüklerinden biridir.

Tek fazlı Matris çeviricinin modülasyon algoritması da üç faz çıkışlı Matris çeviricinin modülasyon algoritmasıyla aynıdır. Venturini algoritmasındaki eşitliklerin sadece bir faz için olanı bir tek fazlı Matris çeviricinin algoritmasını oluşturur.

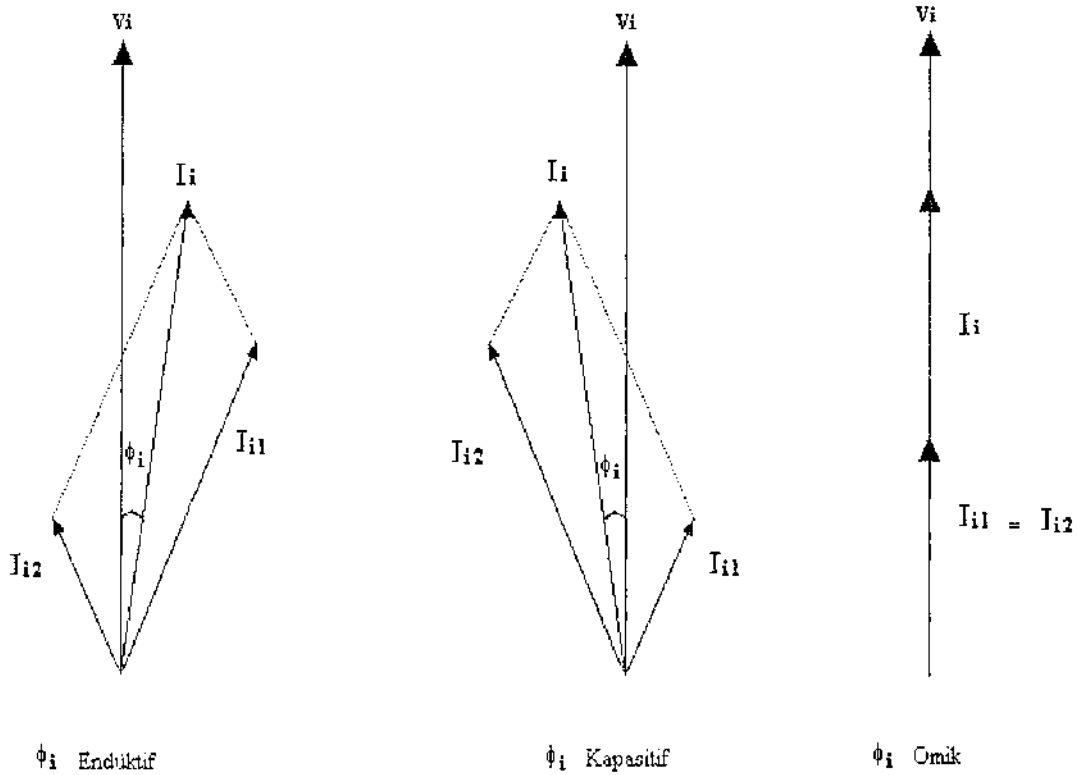
2.2.3. Giriş Yer Değiştirme Faktörünün Kontrolü

Giriş yer değiştirme faktörünün kontrolü aynı yükü besleyen, paralel bağlı iki çevirici kullanılmasıyla açıklanabilir. Matris çeviricilerden biri pozitif faz peryodu modunda ($\omega_m = \omega_o + \omega_i$), diğeri de negatif faz peryodu modunda ($\omega_m = -(\omega_o + \omega_i)$) çalıştırılır. Bu çalışmaya ilişkin fazör diyagramı Şekil 2.2.'de gösterilmiştir. Bu şekilde

çalıştırılan Matris çeviricilerin çıkışı ile tek başına çalıştırılan Matris çeviricinin çıkışı aynıdır. Ancak negatif ve pozitif faz periyodu modunda paralel olarak çalıştırılan çeviriciler ile yükün yer değiştirme faktörüne bağlı olmaksızın, omik, endüktif veya kapasitif yer değiştirme faktörünü çeviricinin giriş uçlarında elde edebilmek mümkün olacaktır.

$$M(t) = \frac{1\alpha_1}{3} \begin{bmatrix} (1+2q\cos(A)) & (1+2q\cos(A-\frac{2\pi}{3})) & (1+2q\cos(A-\frac{4\pi}{3})) \\ (1+2q\cos(A-\frac{4\pi}{3})) & (1+2q\cos(A)) & (1+2q\cos(A-\frac{2\pi}{3})) \\ (1+2q\cos(A-\frac{2\pi}{3})) & (1+2q\cos(A-\frac{4\pi}{3})) & (1+2q\cos(A)) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$+ \frac{1\alpha_2}{3} \begin{bmatrix} (1+2q\cos(B)) & (1+2q\cos(B-\frac{2\pi}{3})) & (1+2q\cos(B-\frac{4\pi}{3})) \\ (1+2q\cos(B-\frac{2\pi}{3})) & (1+2q\cos(B-\frac{4\pi}{3})) & (1+2q\cos(B)) \\ (1+2q\cos(B-\frac{4\pi}{3})) & (1+2q\cos(B)) & (1+2q\cos(B-\frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix}$$



Şekil 2.2. Endüktif çıkış akımı için giriş akımının faz açısının değişik işletme durumlarındaki değişimi (Sünter, 1995)

Burada ;

$$A = \omega_m t, \quad B = -(\omega_m + 2\omega_i)t \quad (\theta = 0 \text{ için})$$

$$\alpha_1 = \frac{1}{2} [1 + \tan\phi_i \cot\phi_o], \quad \alpha_2 = 1 - \alpha_1 = \frac{1}{2} [1 - \tan\phi_i \cot\phi_o]$$

$$\phi_i = \arctan [(\alpha_1 \alpha_2) \tan\phi_o], \quad q = \frac{V_o}{V_i};$$

$$1 > (\alpha_1 \alpha_2) > -1, \quad 0 \leq q \leq \frac{1}{2}$$

Endüktif karakterde bir yükün beslenmesi örnek olarak alındığında çeviricinin giriş karakteristiği indüktif, kapasitif veya omik yapılabilir. α_1 ve α_2 'nin değişimine bağlı olarak elde edilebilecek karakteristikler aşağıda verilmiştir.

$\alpha_1 = \alpha_2$: Omik karakteristik (akımla gerilim aynı fazda)

$\alpha_1 > \alpha_2$: İndüktif karakteristik (akım gerilimden ϕ_i kadar geride)

$\alpha_1 < \alpha_2$: Kapasitif karakteristik (akım gerilimden ϕ_i kadar ileride)

Matris çeviricinin çıkış gerilimleri ve giriş akımları daha önce verilen eşitliklerle yeni tanımladığımız kontrol matrisi kullanılarak hesaplanabilir.

$$V_o(t) = M(t) \cdot V_i(t)$$

$$I_i(t) = M^T(t) \cdot I_o(t) \quad (2.15)$$

Eşitlik 2.15 $q \leq 0.5$ koşulu için geçerlidir. Şekil 2.3.'de görüleceği üzere çıkış gerilimi giriş geriliminin büyüklüğünün yarısı ile sınırlanmaktadır. Çıkış geriliminin sınırlanması, Matris çeviricilerin, dc beslemeli darbe genişlik modülasyonlu (PWM) eviricilere göre önemli bir dezavantajını oluşturur.

2.2.4. Maksimum Çıkış Gerilimi Değerinin İyileştirilmesi

Matris çeviricinin çıkış geriliminin dalga şekli üç fazlı giriş geriliminin dalga şeklinin zarfı içinde olmak zorundadır. Maksimum çıkış geriliminin genliği, değişken minimum giriş gerilimi değerinden elde edilir. Bu durum aşağıdaki eşitlikte görülebilmektedir.

$$\min_{0 \leq \omega t \leq 2\pi} (V_{im} - V_{i \min}) = \max_{0 \leq \omega t \leq 2\pi} (V_{om} - V_{o \min}) \quad (2.16)$$

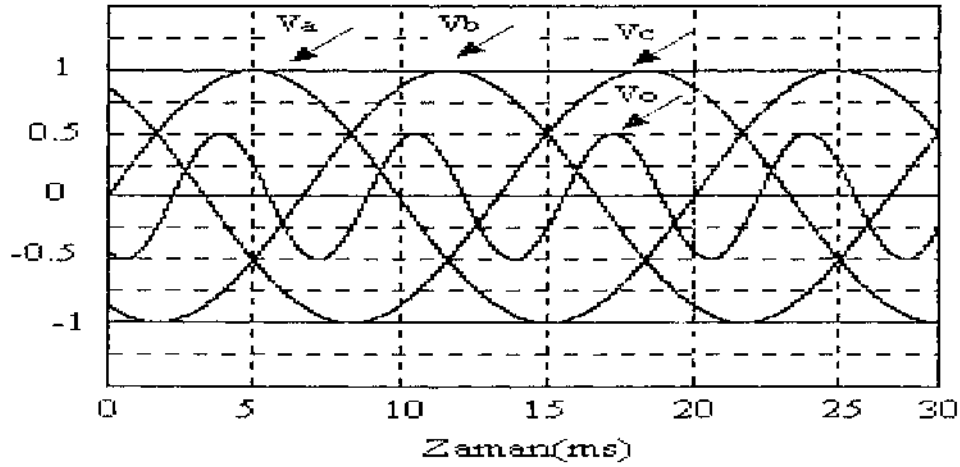
Eşitlik 2.16'da giriş ve çıkış dalga şekilleri göz önüne alınarak, değerler yerine yazıldığında aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\frac{3}{2} V_i = \sqrt{3} V_o \quad (2.17)$$

Böylelikle mümkün olan maksimum çıkış gerilim değeri elde edilebilir. Bu değer:

$$V_{om} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_i = 0.866 V_i \quad (2.18)$$

şeklindeir. Matris çeviricide maksimum çıkış gerilimi değerine ulaşılabilmesi için hesaplamalara giriş ve çıkış parametrelerinin, üçüncü harmoniğin eklenmesi gerekir. Venturini algoritmasının bu durum için düzenlenmesi ile maksimum gerilim değeri elde edilerek Matris çeviricinin çalıştırılması mümkündür.



Şekil 2.3. Matris çeviricinin üç faz giriş geriliminden elde edilen çıkış gerilimi (Sünter, 1995)

2.2.5. Üçüncü Harmonik İlavesi

$(1/4)V_i$ genlikte giriş gerilimi dalga biçiminin üçüncü harmoniği, her bir hedef çıkış dalga şekillerine eklenirse, maksimum çıkış gerilimi giriş geriliminin % 75 kadarına yükselir (Maytum, 1983). Dolayısıyla çıkış gerilimi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$V_o(t) = \left[V_o \cos\left(\omega_o t + (k-1)\frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{4} V_i \cos(3\omega_o t) \right]_{k=1}^3 \quad (2.19)$$

burada; $0 \leq \frac{V_o}{V_i} \leq 0.75$

Üçüncü harmonik eklemesi çıkış gerilimi dalga biçimlerinin nötr noktasının, giriş dalga biçimlerinin nötrüne göre hareketine neden olur. Ancak bu yükün çalışmasını etkilemez çünkü matris dönüştürücünün yükü ile besleme arasında hiçbir nötr bağlantı yoktur ve bu yüzden üçüncü harmonik ekleme yükte bir akım akışına neden olmamaktadır. Maksimum çıkış gerilimini daha da arttırmak için, $(1/6 V_o)$ genliğinde istenen çıkış frekansının üçüncü harmoniği her bir hedef çıkış gerilimi dalga şekillerine eklenmelidir (Maytum ve Colman, 1983). Bu maksimum çıkış gerilimini, giriş geriliminin % 86.6'lık teorik optimum değerine yükseltmektedir. Bu durum için hedef çıkış gerilimi aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$V_o(t) = \left[V_o \cos\left(\omega_o t + (k-1)\frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{4} V_i \cos(3\omega_o t) - \frac{1}{6} V_o \cos(3\omega_o t) \right]_{k=1}^3 \quad (2.20)$$

2.2.6. Maksimum Çıkış Gerilimi İçin Modife Edilmiş Venturini Algoritması

Venturini orijinal algoritmasının modife edilmiş biçiminde (Alesina ve Venturini, 1989), giriş yer değiştirme faktörü kontrolü ile maksimum genlik olanağının elde edilmesi önerilmektedir. Ancak giriş yer değiştirme faktörü kontrol olanağının artması çıkış genliğinin azalmasıyla sonuçlanır. $M(t)$ kontrol matrisi yeniden şöyle tanımlanmıştır:

$$M(t) = \begin{bmatrix} m(0,0,0,0,0,0) & m(2,4,2,4,2,4) & m(4,2,4,2,4,2) \\ m(2,2,0,0,0,0) & m(4,0,2,4,2,4) & m(0,4,4,2,4,2) \\ m(4,4,0,0,0,0) & m(0,2,2,4,2,4) & m(2,0,4,2,4,2) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Kontrol matrisinin her bir elemanı aşağıdakiler gibi tanımlanmıştır:

$$m(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6) = \frac{1}{3} \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2} p \left[Z_1^1(x_1) + Z_1^{-1}(x_2) - \frac{1}{6} Z_3^1(x_3) - \frac{1}{6} Z_3^{-1}(x_4) + \right. \right. \\ \left. \left. \operatorname{sgn}(p) \left(-\frac{1}{6\sqrt{3}} Z_0^4(x_5) + \frac{7}{6\sqrt{3}} Z_0^2(x_6) \right) \right] + a_1 Z_1^1(x_1) + a_2 Z_1^{-1}(x_2) \right) \quad (2.22)$$

$$a = 2 \left| \xi \right| \frac{\varphi_o}{\varphi_i} \quad \text{ile}; \quad \xi = \frac{\tan \varphi_i}{\tan \varphi_o} \quad (2.23)$$

$$p = \frac{\left[2 \frac{V_o}{V_i} - a \right]}{\sqrt{3}} \quad (2.24)$$

$$a_1 = a \quad \text{ve} \quad a_2 = 0 \quad \text{ise} \quad \xi < 0$$

$$a_2 = a \quad \text{ve} \quad a_1 = 0 \quad \text{ise} \quad \xi > 0$$

$$a_1 = a_2 = 0 \quad \text{ise} \quad \xi = 0$$

ve ;

$$Z_{\theta}^{\alpha}(\gamma)(t) = \cos \left[\beta \omega_o + \alpha \omega_i \right] t + \gamma \frac{\pi}{3}$$

ilave kısıtlamayla ;

$$|p| + a < 1 \quad (2.25)$$

Aslında 2.22 denklemindeki kare parantezler birim giriş yer değiştirme faktörü ile istenen çıkışa karşılık gelmekte, geri kalan iki ifade $a_1 Z_1^1(x_1)$ ve $a_2 Z_1^{-1}(x_2)$, denklem 2.23 ve 2.24'ye göre ϕ_i giriş faz açısını değiştirmek için eklenmektedir.

2.3. Venturini Algoritmasının Basitleştirilmiş Biçimi

(Korti) tarafından önerilen Venturini algoritmasının basitleştirilmiş biçimi, birim giriş yer değiştirme faktörü ile bir kontrol algoritması sağlamakta ve gerçek zaman uygulamasına uygun düşmektedir. Giriş gerilimi dalga şeklinin sıfır geçiş noktasını belirlemek ve bundan da diğer zamanlama sürelerini elde etmek yerine Venturini algoritmasının basitleştirilmiş şekli her anahtarlama periyodunda üç fazlı giriş gerilimleri cinsinden tanımlanır. Birim giriş yer değiştirme faktörü için β giriş fazı ile γ çıkış fazı arasına bağlı anahtarın görev periyodu aşağıdaki denklemle tanımlanabilir.

$$T_{\beta\gamma} = T_s \left[\frac{1}{3} + \frac{2V_{o\gamma}V_{i\beta}}{3V_{im}^2} + \frac{2q}{9q_m} \sin(\omega_0 t + \psi_\beta) \sin(3\omega_0 t) \right] \quad (2.26)$$

burada

ψ_β = Sırasıyla A, B, C giriş fazlarına uygun olarak 0, $2\pi/3$, $4\pi/3$

q_m = Maksimum gerilim oranı, 0.866

q = İstenen gerilim oranı

$V_{o\gamma}$ ise aşağıdaki ifadeyle belirlenir:

$$V_{o\gamma} = qV_{im}\cos(\omega_0 t + \psi_\gamma) - \frac{q}{6} V_{im}\cos(3\omega_0 t) + \frac{1}{4} \frac{q}{q_m} V_{im}\cos(3\omega_0 t) \quad (2.27)$$

burada ;

ψ_γ : sırasıyla a, b, c çıkış fazlarına uygun olarak 0, $2\pi/3$, $4\pi/3$.

$$V_{im} = \sqrt{\frac{V_A^2 + V_B^2 + V_C^2}{1.5}} \quad (2.28)$$

burada; V_A , V_B ve V_C ani giriş gerilimlerini ve V_{im} maksimum giriş gerilimini belirtmektedir.

Algoritma sadece üç faz ani giriş gerilimlerinin ölçülmesini gerektirmekte ve sonra bu gerilimler kullanılarak giriş vektör konumu hesaplanmaktadır. Matris dönüştürücüde giriş ve çıkış frekansları tamamen asenkronize durumdadır ve bundan dolayı kapalı çevrim kontrolü, kullanıcı tarafından belirlenen arzu edilen çıkış frekansı için, her bir örnekleme zamanında görev sürelerinin yeniden hesaplanmalarıyla kolaylıkla elde edilebilir.

2.4. Skalar Kontrol Algoritması

(Roy ve diğ., 1987) de önerilen bu yöntem, anahtarların görev periyotlarını oluşturmak üzere spesifik giriş faz gerilimlerinin ani oranlarını kullanmaktadır. Kontrol algoritması yük yer değiştirme faktörüne bağlı olmaksızın, ayarlanabilir giriş yer değiştirme faktörüyle hem senkronize hem asenkronize çalışma için geçerlidir. Bir anahtarlama periyodu süresince, kontrol algoritmasına göre tek faz için çıkış geriliminin ortalama değeri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$V_o(t) = \frac{1}{T_s} [t_K V_K + t_L V_L + t_M V_M] = V_{om} \cos(\omega_o t)$$

burada ; $t_K + t_L + t_M = T_s$

K-L-M değişken alt simgeleri aşağıdaki kurallara göre A-B-C giriş gerilimi alt simgelerinden her hangi birisi için saptanmışlardır.

Kural 1: M herhangi diğer iki fazdan farklı kutupsallığa sahip giriş fazının alt simgesidir.

Kural 2: K ile L aynı kutupsallığı paylaşan fazlar için saptanmış alt simgeler olup (mutlak değerce) daha büyük olan L'dir.

Görev periyotları $0 \leq (V_K/V_L) \leq 1$ şartıyla

bir T_s periyodu aşağıdaki şekilde verilmektedir:

$$t_L = \frac{(V_o - V_M)}{1.5 V_{im}^2} V_L \quad (2.29)$$

$$t_K = \frac{(V_o - V_M)}{1.5 V_{im}^2} V_K \quad (2.30)$$

$$t_M = T_s - (t_L + t_K) \quad (2.31)$$

Denklem 2.29 – 2.31 hesaplarında kullanılan V_o hedef çıkış gerilimi denklem 2.27 de verilen Venturini algoritması için kullanılanla aynıdır. Bu nedenden bu kontrol algoritmasına da 0.866 maksimum gerilim oranı uygulanabilmektedir. Denklem 2.29 ve 2.30 dan dönüştürücü değiştirme modellerinin, sadece giriş fazı gerilimlerinin skalar mukayesesine ve istenen çıkış geriliminin ani değerine dayandığı görülmektedir.

Skalar kontrol algoritması ayrıca Venturini metoduyla karşılaştırılmasına izin verecek pratik matris dönüştürücüsünde de uygulanmaktadır. Bu algoritmanın ana sakıncası giriş gerilimlerine K, L ve M alt sembolleri uyarlanma yönünden dolayı üç fazlı giriş gerilimlerinin tam olarak bilinmesini gerektirmesidir. Giriş hattının veya faz gerilimlerinin sıfır geçiş ölçümlerindeki herhangi bir gürültü bu noktada giriş fazları arasında K, L ve M alt sembollerinin istenmeyen değişimine neden olmaktadır. Bu yüzden denklem 2.27 – 2.30'a göre dönüşüm modellerinin görev periyodunda önemli bir hata meydana gelecektir.

2.5. Sonuçlar

Venturini kontrol algoritması uygulanan matris dönüştürücüsünün, ideal giriş gerilimi ve çıkış akım dalga biçimlerini göz önüne alarak sinüsoidal giriş akımları sağladığı anlatılmıştır. Matris dönüştürücüsünün maksimum çıkış gerilimi giriş geriliminin % 86.6 sı ile kısıtlıdır. Bu maksimum çıkış gerilimini elde etme metodu incelenmiştir.

Maksimum çıkış gerilimini sağlayabilecek Venturini algoritması ve tamamen kontrol edilebilir yer değiştirme faktörü gözden geçirilmiştir. Bu algoritmanın birim giriş yer değiştirme faktörlü ile basitleştirilmiş bir ifadesi verilmiş olup pratik uygulamada da bu biçim kullanılmaktadır. Bu algoritma kontrol denklemlerini basitleştirmektedir ve bundan dolayı dijital uygulama süresini kısaltmaktadır.

3.TEK FAZLI ASENKRON MOTORLAR

3.1. Giriş

Tek fazlı asenkron motorlar modern yaşantımızın hemen her kısmına girmiştir. Bu motorlar, evlerde kullanılan taşınabilir el tezgahları, fan, süpürge, teyp, pikap, mutfak aletleri, klima, buzdolabı, çamaşır makinası, kurutma makinalarında, oyuncaklarda, çeşitli türden otomatik kontrol sistemlerinde, soğutma, havalandırma aletlerinde, marangoz atölyelerinde, pompalarda, bürolarda, atölyelerde, ve fabrikalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu kadar değişik uygulama alanlarında kullanılışı, tek fazlı asenkron motorlarının çok küçük güçlerden, örneğin 1/500 BG'den 1.5 BG'ne kadar imal olunmalarını zorunlu kılar. Üç fazlı asenkron motorları küçük güçlerde (1/6 BG'den büyük) imal edilseler de, değişik nedenlerle, bu güçlerde bile, tek fazlı asenkron motor kullanılmaktadır.

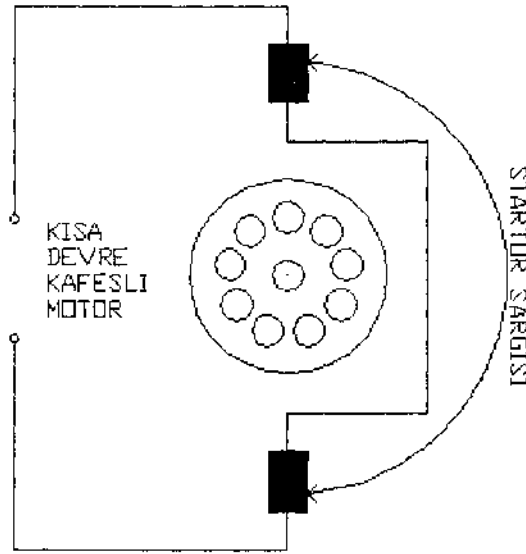
Tek fazlı asenkron motorlarının yapıları üç fazlı asenkron motorlarından daha sade olmalarına karşılık, bu motorların teorik olarak analizi ve yapım tasarımları üç fazlı motorlara göre oldukça güçtür. Örnek olarak, belli bir özellikte bir motoru imal için ya da bir prototip yapmak için daha çok hesaba ve denemeye gerek vardır. Bu nedenle son zamanlarda, laboratuvarlarda dene-gör ve yeniden hesapla çalışmaları ile yürütülen motor imali yanında, bilgisayarlar yardımı ile analiz yapılmakta ve motor boyutları belirlenmektedir (Ateş ve Peşint, 1990).

3.2. Tek Fazlı Asenkron Motorlarının Genel Teorisi

Stator sargılarının yapım özelliği bir tarafa bırakıldığında, tek fazlı asenkron motoru yapılış yönünden çok fazlı kısa devre kafes sargılı asenkron motorlarına benzer. Tek fazlı asenkron motorunun prensip şeması Şekil 3.1.'de görülmektedir. Tek fazlı asenkron motorunda konsantrik stator sargısı yerine, hava aralığında sinüsoidal mmk. dağılımını sağlayacak şekilde stator oluklarına dağıtılmış sargı türü kullanılır.

Tek fazlı asenkron motorunda hiçbir önlem alınmadığı takdirde yol alma momenti oluşmaz. Ancak yardımcı sargı veya kondansatör gibi yardımcı elektriksel özellikli elemanlar kullanılarak motorun yol alması sağlanır.

Burada yardımcı yol verme elemanları göz önüne alınmaksızın tek fazlı asenkron motorunda, stator sargılarına işletme geriliminin uygulanması durumunda meydana gelen olaylar incelenmektedir. Tek fazlı asenkron motorunun stator sargılarına zamana göre sinüsoidal olarak değişen bir gerilim uygulandığında, hava aralığında, gene zamana göre sinüsoidal olarak değişen bir mmk. oluşur. Endüksiyon yolu ile, rotor sargılarında da değişken ve stator sargıları mmk. i ile ters yönde olan bir mmk. meydana gelir. Ancak rotor mmk. dalgası ile stator mmk. dalgası eksenî üst üste bulunduğu için herhangi bir döndürme momenti oluşmaz. Motor, sekonder tarafı kısa devre olan bir fazlı transformatör görünümünde bulunur.



Şekil 3.1. Tek fazlı asenkron motorun prensip şeması

Tek fazlı asenkron motorunun dönme hareketi yapabileceğini döner alanlar teorisi yardımı ile açıklamak mümkündür. Gerçekten, Şekil 3.1.'de prensip şeması görülen asenkron motorunda harmonikler ihmal edilmek koşulu ile temel mmk. dalgası için,

$$F_1 = F_{1(tepe)} \cos \theta \quad (3.1)$$

bağıntısı yazılabilir. Burada θ , stator bobin eksenini ile, mmk. dalgasının bobin eksenini üzerindeki $F_{1(tepe)}$ genliğinin ani değeri arasındaki açıyı gösterir. $F_{1(tepe)}$ genlik değeri stator akımı ani değeri ile orantılı olduğundan, Şekil 3.2.b'de görüldüğü gibi, zamana göre sinüsoidal olarak değişir. Bir fazlı sargıda oluşan ve zamana göre sinüsoidal olarak değişen F_1 stator mmk. i ile doğru ve ters yönlerde dönen mmk. dalgalarının belirli zamanlardaki konumları Şekil 3.2.a'da görülmektedir.

Kolaylıkla görüleceği gibi, stator sargılarında meydana gelen mmk. i durağan olup genliği zamana göre sinüsoidal olarak değişmektedir. Böyle bir sinüsoidal dalganın, birbirine göre ters yönlerde dönen sabit genlikli iki döner alandan oluştuğu analitik yollardan gidilerek gösterilebilir. Gerçekten Şekil 3.2.c'de görüldüğü gibi, durağan sinüsoidin tepe değeri f ve b ile gösterilen iki döner alan vektörünün, vektöriyel toplamına eşit olup değerleri,

$$F_{1(tepe)} = F_{1(max)} \cos \omega t \quad (3.2)$$

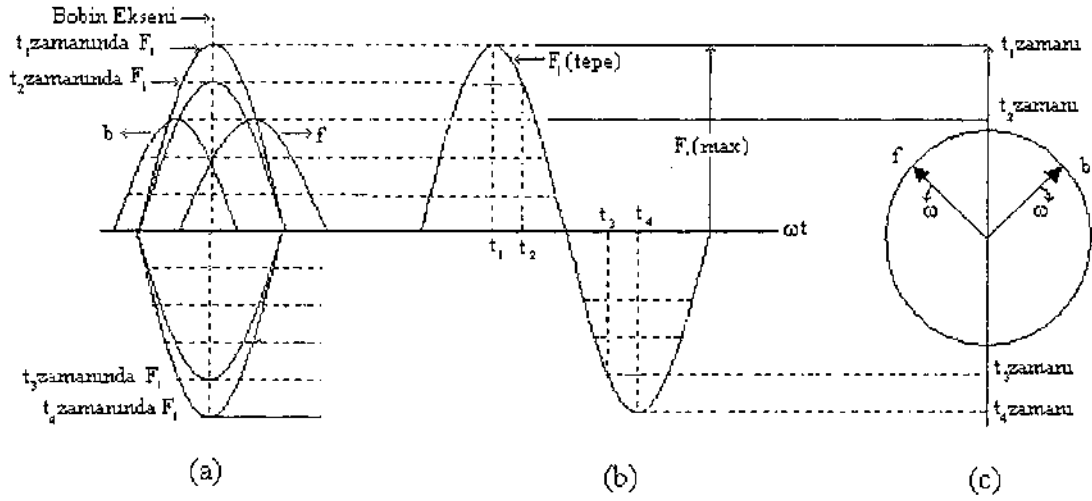
şeklinde yazılabilir. 3.1 ve 3.2 bağıntıları yardımı ile,

$$F_1 = F_{1(max)} \cos \theta \cos \omega t \quad (3.3)$$

bulunur. Trigonometrik bağıntılardan yararlanılarak 3.3 eşitliği,

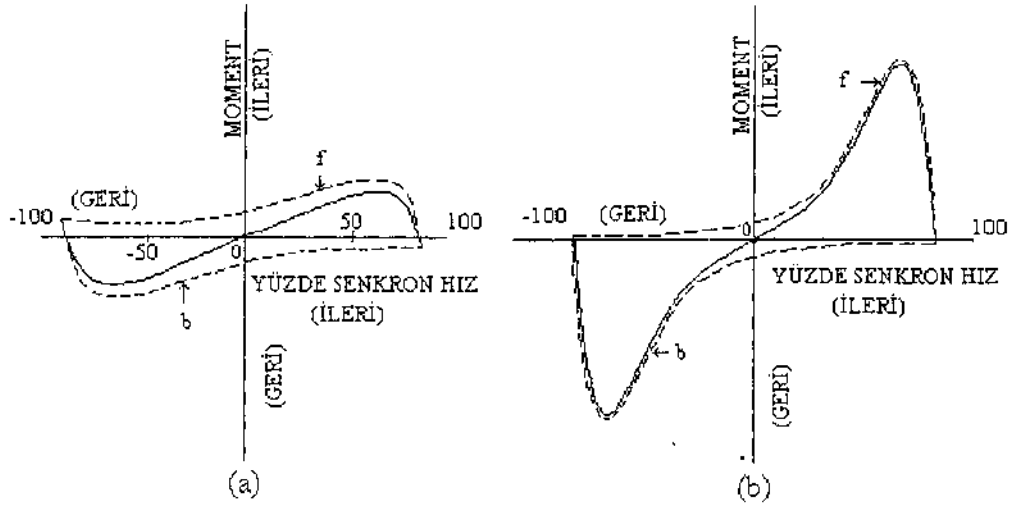
$$F_1 = \frac{1}{2} F_{1(max)} \cos(\theta - \omega t) + \frac{1}{2} F_{1(max)} \cos(\theta + \omega t) \quad (3.4)$$

şeklinde yazılabilir. Kolaylıkla anlaşılacağı gibi 3.4 bağıntısı, genlikleri $(1/2)F_{1(max)}$ olan iki mmk. vektörünün hava aralığında ω açısal hızı ile birbirlerine göre ters yönlerde döndüklerini ve F_1 mmk. vektörünün bu iki döner alan vektörünün vektöriyel toplamına eşit olduğunu kanıtlar. Birinci terim argümanı $\theta - \omega t$ olup θ açısına göre ileri, ikinci terim argümanı $\theta + \omega t$ olup, θ açısına göre geri yönde döndüğü görülür. Üç fazlı dengeli sistemlerde, aksi yönde dönen faz vektörlerinin toplamı sıfır olup θ açısına göre ileri yönde dönen, toplam döner alan vektörünü oluşturur.



Şekil 3.2. Bir fazlı asenkron motorunda mmk. dalgalarının zamana göre değişimleri.
 (a) Ortamsal Değişim, (b) Zamana Göre Değişim, (c) Vektöriyel Olarak Değişim

Bir fazlı sargıda gerek Şekil 3.2., gerekse 3.4 bağıntısından görüleceği gibi her iki yönde senkron hız ile dönen döner alan mmk. vektörleri mevcuttur. Bu durumda her iki döner alan birbirlerine göre ters yönlerde etki eden döndürme momentleri oluştururlar. Şekil 3.3.a'da görüleceği gibi, ters yönlerde dönen iki döner alanın oluşturduğu moment/hız karakteristiklerinin toplamı, hava aralığında oluşan döndürme momentinin hıza bağlı olarak değişimini gösterir. Rotorun başlangıçta hareketsiz bulunması, başka bir deyimle dönüş hızının sıfır olması durumunda herhangi bir döndürme momenti oluşmaz. Ancak rotora herhangi bir yönde ilk hareket olanağı sağlandığında devamlı olarak dönmeye başlar.



Şekil 3.3. Bir Fazlı Asenkron Motorunda Moment/Hız Karakteristikleri

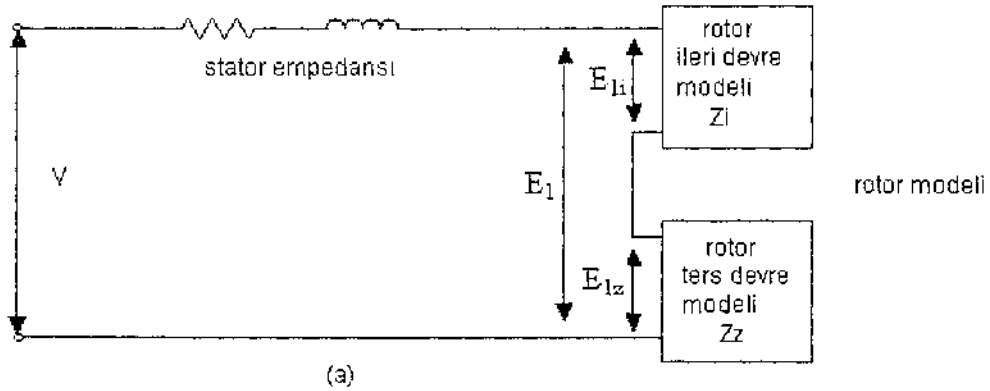
- (a) İleri ve Geri Yönlere Dönen Akı Dalgalarının Değişken Olmaması
- (b) Akı Dalgalarının Değişken Olmaması Durumunda Bileşke Moment Hız Karakteristikleri

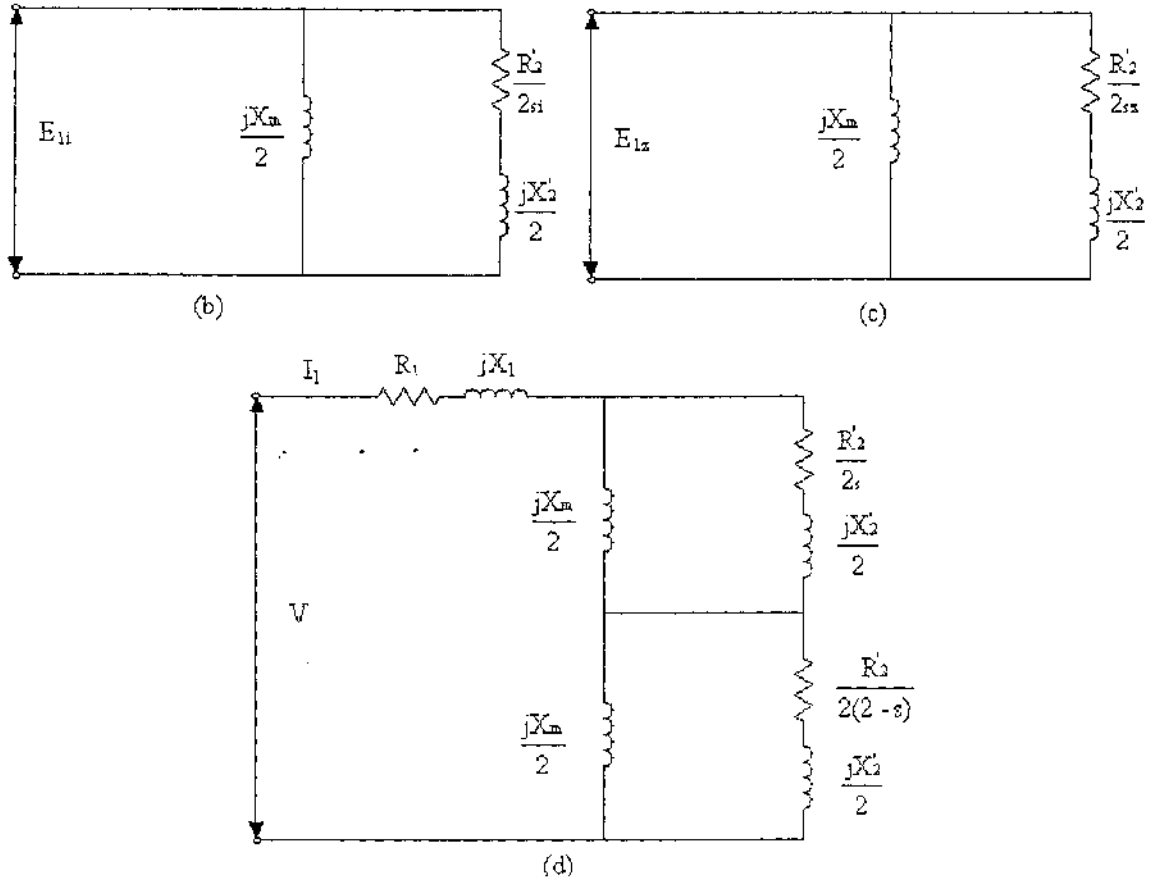
Gerçekte, motorun dönme hareketi sırasında ters yönde dönen alanın endüklediği rotor akımı, hareketsiz durumda endüklenen rotor akımından daha büyük ve güç faktörü çok düşüktür. Buna karşılık, rotor dönüş yönünde dönen döner alanın endüklediği rotor akımı, hareketsiz durumda endüklediği rotor akımından daha küçük ve güç faktörü daha büyüktür. Bu nedenle motorun dönme hareketi ile birlikte hava aralığındaki manyetik alan, rotorun dönme yönünde artar, ters yönde ise zayıflar. Böylece her iki alanın toplamı stator zıt emk.'ni oluşturacak şekilde yaklaşık olarak sabit kalır. Buna göre rotorun dönüş yönündeki alanın oluşturduğu döndürme momenti, ters yöndeki alanın oluşturduğu döndürme momentinden daha büyük olur. Bu durumda motorun moment/hız karakteristiği Şekil 3.3.b'de görüldüğü gibi olur. Motorun normal çalışma bölgesinde, diğer bir deyimle küçük kayma ile çalışma bölgesinde rotor dönüş yönündeki moment, ters yöndeki momentin bir çok katı olur. Bu nedenle tek fazlı asenkron motorun hava aralığında, çok fazlı asenkron motorun hava aralığındaki döner alana benzer bir döner alan oluşur. Sonuç olarak, boyutları ve hava aralığı akı yoğunluğu aynı olan tek fazlı asenkron motor ile, üç fazlı asenkron motorun moment/hız karakteristikleri arasında oldukça büyük benzerlik vardır.

Ayrıca tek fazlı asenkron motor, hava aralığında ters yönlerde dönen ve birbirlerine göre bağıl hızı senkron hızın iki katı olan akı ve mmk. dalgası, stator frekansının iki katı frekans ile değişen alternatif bir moment oluşturur. Bu moment bir döndürme etkisi oluşturmakla beraber, tek fazlı asenkron motorunun üç fazlı motora nazaran daha sesli çalışmasına neden olur. Bu etki kaçınılmaz olduğundan, gürültüyü azaltmak amacı ile tek fazlı asenkron motor elastik bir yapıda imal edilirler.

3.3. Tek Fazlı Asenkron Motor Eşdeğer Devresi

Tek fazlı asenkron motorda üretilen manyetik akı döner manyetik akı bileşenlerinden oluşur. İlk bileşen ileri alandır ve stator manyetik akı dalga şeklinin yarısı kadar sabit bir genliğe sahiptir. Bu bileşen senkron hızda dönmektedir. İkinci bileşen ise ters alandır ve aynı genliğe sahiptir. Senkron hızda fakat senkron hızı zıt yönde dönmektedir. Her bir bileşen kendisine ait rotor akımı indükler ve üç fazlı asenkron motordaki gibi indüksiyon olayı gerçekleşir. Bu tanımlar üzerine Şekil 3.4.a'daki devre modeli çizilebilir (Bal).





Şekil 3.4. Tek fazlı asenkron motorun eşdeğer devresi

- (a) Stator ve rotor empedansları
- (b) İleri model
- (c) Ters (zıt) modeli
- (d) Tam eşdeğer devre

R_1 ve X_1 stator direnci ve kaçak reaktansdır. V stator giriş gerilimidir. Elektromanyetik kuvvet (emk) E_1 'in E_{1l} ve E_{1z} bileşenlerinin toplamı olduğu kabul edilmiştir. Her iki bileşende aynı genliğe sahip olduğundan;

$$E_{1l} = E_{1z} = E_1 / 2 \quad (3.5)$$

Rotor devresi Şekil 3.4.a daki gibi iki blok olarak modellenmiştir. Bunlar rotor ileri ve ters devreleridir. İleri devre Z_i , ters devre Z_z 'dir.

İleri yönde dönen dalga için rotor devresinin modeli Z_i çok basittir. Çünkü bu durumda bir asenkron motor prensibi oluşmakta ve rotorun hızı ve yönü statorun senkron hızı ve yönüne bağlıdır. Z_i 'nin modeli Şekil 3.4.b'de gösterilmiştir. Bu model

üç fazlı asenkron motorun rotor modeline benzerdir. E_1 gerilimi eşit iki gerilime bölündüğünden gerçek empedans da iki eşit parçaya ayrılmıştır. Bu modelde X_m mıknatıslanma reaktansı R_2' ve X_2' rotor direnci ve kaçak reaktansını temsil etmekte olup rotor parametreleri stator tarafına aktarılmıştır.

Tek fazlı motorda ileri kayma ;

$$S_i = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (3.6)$$

Rotor, ileri manyetik akı dalgası ile aynı yönde dönüyorsa, oluşan kaymaya standart kayma denir.

Ters yönde dönen dalga Z_z için rotor devresi modeli Şekil 3.4.c deki gibi olup Z_i 'nin benzeridir. Sadece tek farklılık kaymanın ters yönde olmasıdır. Ters manyetik dalga n_s hızında dönerken, rotor n_r hızında döner. Yani manyetik akı ile rotor birbirine zıt yönde dönerler.

Ters kayma S_z

$$S_z = \frac{(-n_s) - n_r}{-n_s} = 1 + \frac{n_r}{n_s} \quad (3.7)$$

Denklem 3.6'dan ileri kayma

$$S_i = 1 - \frac{n_r}{n_s} \quad (3.8)$$

Buradan, rotorun ters dalgaya göre kayması ileri kayma kullanılarak şöyle tanımlanabilir.

$$S_z = 2 - S_i \quad (3.9)$$

Eğer S ileri kayma olarak kabul edilirse

$$S_i = S \quad \text{ve} \quad (3.10)$$

$$S_z = 2 - S \quad \text{olur.} \quad (3.11)$$

Denklem 3.10 ve 3.11'ya göre, tam eşdeğer devre Şekil 3.4.d'de gösterildiği gibidir. Bu modelde demir kayıpları ve döner kayıplar dikkate alınmamıştır.

İleri empedans (Z_i), $j(X_m/2)$ ve $[(R_2'/2S) + j(X_2'/2)]$ paralel kollarının eşdeğeridir.

$$Z_i = \frac{j(X_m/2)[(R_2'/2S) + j(X_2'/2)]}{(R_2'/2S) + j[(X_m + X_2')/2]} \quad (3.12)$$

Benzer olarak ters empedans

$$Z_z = \frac{j(X_m/2) \{[(R_2'/2(2-s))] + j(X_2'/2)\}}{[(R_2'/2(2-s)) + j[(X_m + X_2)/2]} \quad (3.13)$$

Yukarıdaki empedans denklemlerinden rotor dururken (yani $n_r = 0$ iken) ve dolayısıyla $s=1$ iken $Z_i = Z_z$ olduğu görülür.

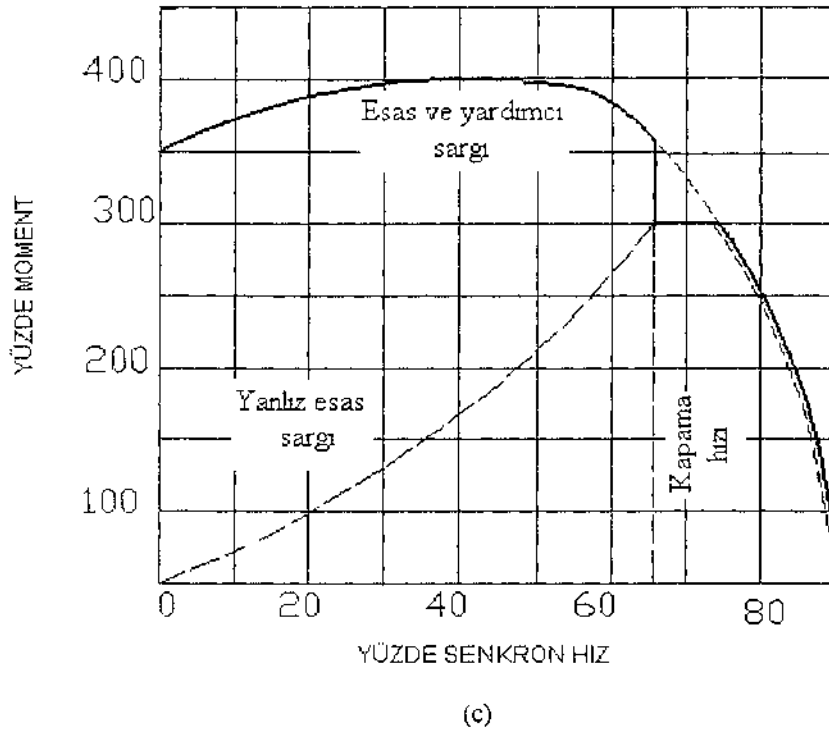
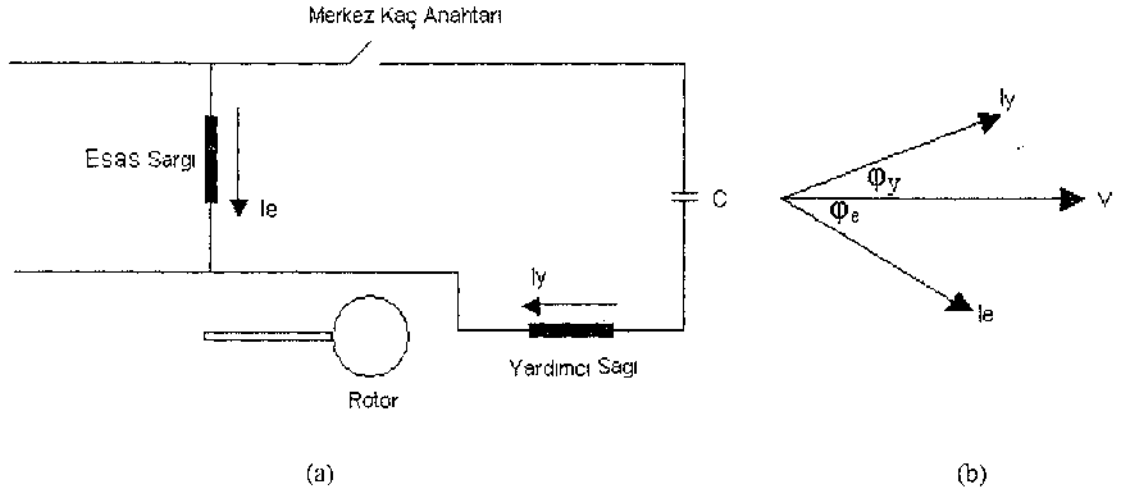
3.4. Tek Fazlı Asenkron Motorlarının Yol Alma ve Çalışma Özellikleri

Tek fazlı asenkron motorları genellikle, yol alma metotları göz önünde tutularak sınıflandırılır. Bu bölümde değişik yol alma metodu ile çalışan tek fazlı asenkron motorlarının yol alma prensipleri ve işletme karakteristikleri incelenmektedir (Ateş ve Peşint, 1990).

3.4.1. Yol Verme Kondansatörlü Asenkron Motorlar

Bu tür motorlarda, yardımcı sargı ile birlikte bu sargıya seri bağlı bir kondansatör yardımı ile, stator yol alma akımı Şekil 3.5.a'da görüldüğü gibi iki bileşene ayrılır. Bu kondansatör, yardımcı sargı akımının, fazını esas sargı akımına göre kaydırır. Kondansatör değerini ayar ederek bu faz farkını 90° yapma olanağı da vardır. Kondansatör sürekli olarak devrede kalmaz. Motor yol alıp senkron hızının %80'ine ulaştığında, merkezkaç anahtar, yardımcı sargı devresini açar ve böylece kondansatör de devreden çıkmış olur. Kuru tip alternatif akım elektrolitik tür kondansatörler ucuz ve işletme geriliminin 1.25 katına kadar emniyetle kullanılabildikleri gibi, saatte 20 defa yol verme durumunda, her defasında 3 saniye süre ile yol alma akımına dayanabilecek niteliktedir. Bunun için çoğunlukla yardımcı sargı devresinde bu tip kondansatörler kullanılır. Bu kondansatörler aşırı gerilimlere karşı dayanıklı olmadığından kullanılmalarında dikkatli olmalıdır. Kondansatörün değerini uygun değerde seçerek yol alma akımı ve yol alma momenti ayarlama olanağı vardır. Yol alma moment ve akımı için en uygun C değeri I_y ile I_e arasındaki faz farkı $\phi_e + \phi_y$ açısı 90° 'den biraz küçük

olduğu zaman meydana gelmektedir. Kondansatörlü motorlar diğer motorlara göre büyük yol alma momenti üretir ve bu yol alma momenti, C'nin değerini ayarlayarak nominal momentin 3-4 katına çıkarılabilir. Bu motorların yol alma akımı ise nominal akımın (5-6) katı olabilir.



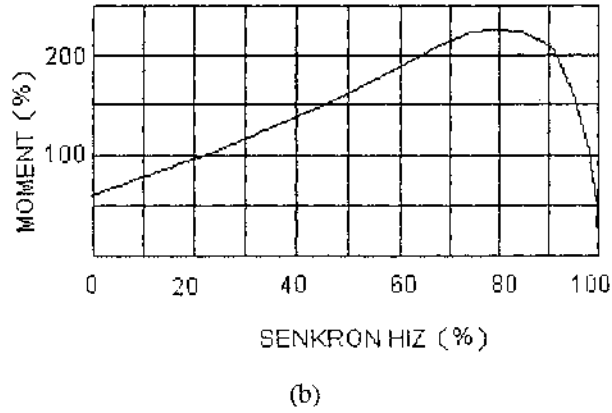
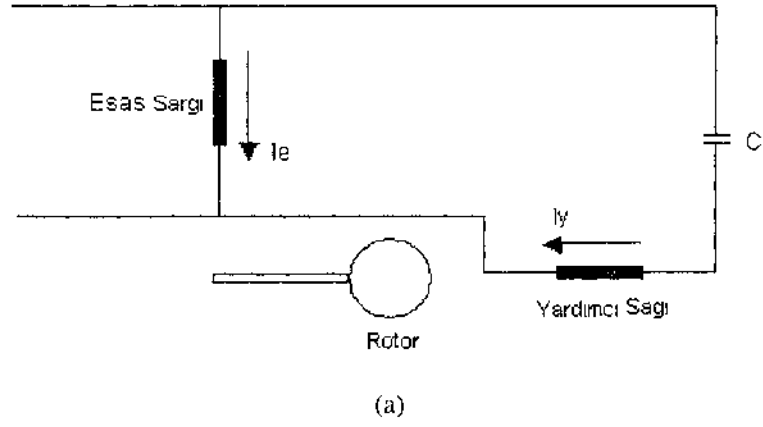
Şekil 3.5. Yardımcı sargılı ve kondansatörlü asenkron motoru (a) Prensip şeması
(b) Fazör diyagramı (c) Moment/hız karakteristiği

Yardımcı sargıya seri olarak kondansatör bağlanması durumunda, motorun hareketsiz durumunda kaynak gerilimi uygulandığında yardımcı sargı akımı, esas sargı akımından 90 elektriksel derece ilerde bulunduğundan, motor yol alma sırasında dengeli iki fazlı bir asenkron motoru özelliğini gösterir. Bununla birlikte güç faktörü, yol alma momenti ile yol alma akımının istenilen koşulları sağlaması ve ekonomi yönünden yardımcı ve esas sargı akımları arasındaki faz farkının 90° 'den daha küçük olması gerekir. Bu tür motorlarda oldukça büyük değerlerde yol alma momentinin sağlandığı Şekil 3.5.c'de görülmektedir. Bu motorlarda ilk kalkınma momenti, normal yük döndürme momentinin 3.5 ile 4.5 katına kadar çıkabilir. Bu motorların diğer, bir üstünlüğü, yardımcı sargıya konan kondansatör dolayısıyla motorun ilk kalkınmada şebekeden çektiği akımın biraz daha düşük olmasıdır. Yalnız kalkınma akımındaki bu düşüklük, hiçbir zaman kalkınma momentindeki artış oranında değildir.

Yardımcı sargılı kondansatörsüz motoru kondansatör startlı motor haline çevirebilmek için, seçilecek uygun bir kondansatörü yardımcı sargı devresine bağlamak gerekir.

3.4.2. Devamlı Yardımcı Sargılı ve Kondansatörlü Motorlar

Yardımcı sargı ve kondansatör devresinin, motorun yol almasından sonra kesilmeyerek devamlı olarak devrede kalması mümkündür. Bu durumda anahtara gerek kalmadığından, motorun yapısı daha da basitleştirilmiş olur. Tek fazlı asenkron motorlarının yardımcı sargı ve kondansatör karakteristikleri, bu motorları, iki fazlı asenkron motoru gibi çalıştıracak şekilde seçilebilir. Böyle bir düzende, ters yönde dönen manyetik döner alan yok edilerek verimin yükseltilmesi sağlanabildiği gibi, devamlı olarak devrede kalan kondansatörün enerji depo edebilme özelliği yardımı ile kaynak frekansının iki kat frekans değerinde oluşan durağan moment etkileri de önlenmiş olur. Böylece oldukça sessiz çalışan tek fazlı asenkron motoru gerçekleştirilmiş olur.



Şekil 3.6. Devamlı yardımcı sargılı ve kondansatörlü asenkron motoru
(a) Prensip şeması (b) Moment/hız karakteristiği

Ancak elektrolitik kondansatörler devamlı olarak gerilim altında kalmaya uygun bir yapıda olmadıklarından, bunların yerine daha pahalı olan ve fakat uzun süre gerilim altında kalmaya elverişli bulunan yağ emdirilmiş kağıt izolasyonlu kondansatörler kullanılır. Kondansatör kapasitesi, devamlı işletmede kalma durumu da göz önünde tutularak seçildiğinden, motorun yol alma momenti oldukça küçüktür. Şekil 3.6.'da böyle motorun prensip şeması ve moment/hız karakteristiği görülmektedir.

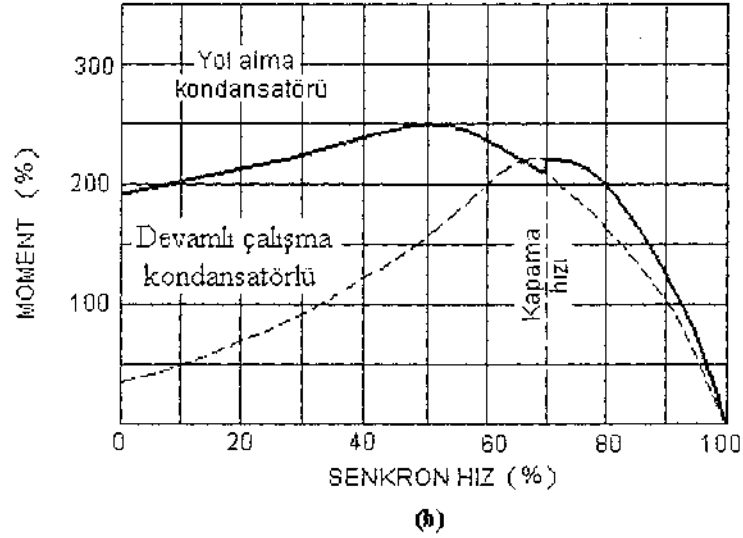
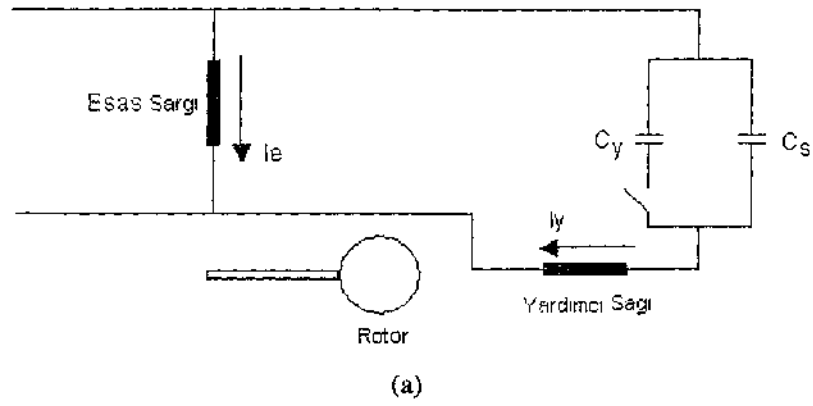
3.4.3. Yardımcı Sargılı ve İki Kondansatörlü Motorlar

Yardımcı sargı ile birlikte birisi devamlı olarak devrede kalan, diğeri yalnızca yol alma sırasında devrede bulunan, birbirine paralel bağlı iki kondansatör kullanıldığı takdirde gerek yol alma gerekse işletme koşulları yönünden oldukça elverişli bir motor tipi elde edilir. Bu tür motora ait prensip şeması ile moment hız karakteristikleri Şekil 3.7.'de görülmektedir. Küçük değerde olan C_s kondansatörü motorun devamlı çalışmasında yardımcı sargı devresine seri bağlı olarak kalır; C_y kondansatörü ise yol aldıktan sonra devreden çıkarılır. Yol almada devrede $C_y + C_s$ kondansatörü vardır.

İyi bir işletme karakteristiğinin elde edilmesi için, devamlı olarak devrede kalan emprenye kağıt izolasyonlu kondansatörün kapasitesi optimum değerde küçük, buna paralel bağlı ve yol alma sırasında devrede bulunan ayrıca yapılışı bakımından ucuz olan ac elektrolitik kondansatörünün kapasitesi ise büyük değerde seçilir. Yol alma olayı tamamlandıktan sonra elektrolitik kondansatör devreden çıkarılır. Burada önemli olan, yol alma sırasında elektrolitik kondansatör uçlarında aşırı gerilimlerin oluşmasını önlemek amacı ile, yardımcı sargı sarım sayısının belirli bir limitin altında seçilmesi zorunluluğudur.

Tek fazlı kondansatörlü asenkron motorlarının üstünlükleri:

- 1) Yol alma momentleri büyüktür.
- 2) Momentin ortalama değer etrafında dalgalanması küçük olduğundan motor daha sessiz çalışır.
- 3) Kondansatörün değeri değiştirilerek hız-moment karakteristiği ayarlanabilir ve sınırlı da olsa bir hız ayarı sağlanabilir.

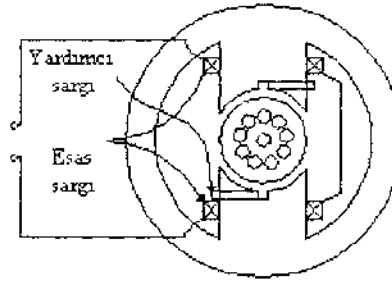


Şekil 3.7. Yardımcı sargılı-iki kondansatörlü asenkron motoru (a) Prensip şeması
(b) Moment/hız karakteristiği

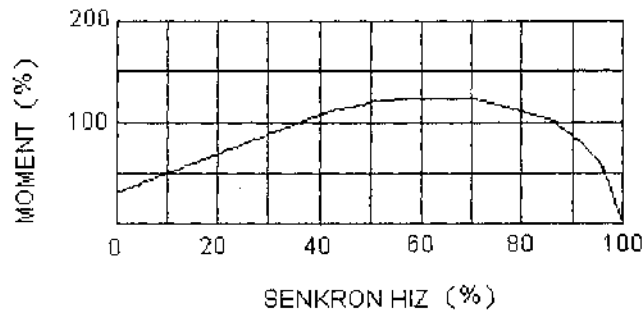
3.4.4. Gölge Kutuplu Asenkron Motor

Yapımı en ucuz ve en basit olan motorlardan biri de gölge kutuplu motorlardır. Şekil 3.8.a'da görüldüğü gibi bu motorlarda stator çıkık kutuplu olarak yapılmıştır. Stator ile rotor arasında kalan radyal hava aralığının boyu sabit değildir. Kutupların birer kenarlarına yarık açılmış ve buraya bakır halkalar takılmıştır. Çıkık kutuplara bobinler yerleştirilir. Gölge kutuplu motorların rotorları kısa devreli rotorlardır. Üç fazlı asenkron motorun kısa devreli rotorundan hiçbir farkı yoktur. Bobinlerde oluşan endüksiyon akımları, kutup ayağının bir kısmındaki manyetik akının, ayağın diğer kısmındaki manyetik akıya göre -sinüsoidal değişim yönünden geri kalmasına neden

olur. Bunun sonucu olarak kutup ayağının örtülmemiş kısmından örtülmüş kısmına doğru hareket eden bir döner manyetik alan ve buna bağlı olarak küçük değerlerde bir döndürme momenti oluşur. Motora ait moment/hız karakteristiği Şekil 3.8.b'de görülmektedir. Verimi düşük olan bu motorlar genellikle küçük güçlü olarak imal edilirler ve küçük fan, elektrikli saat gibi cihazlarda kullanılırlar.



(a)



(b)

Şekil 3.8. Gölge kutuplu tek fazlı asenkron motoru
(a) Prensip şeması, (b) Moment/hız karakteristiği

Gölge kutuplu motorun stator sargılarına bir fazlı alternatif gerilim uygulandığında sargılardan sinüsoidal akım geçer. Akımın pozitif yarım periyodu geçerken N ve S kutupları meydana gelir ve manyetik akılar kutup yüzeyinde bakır halkaya doğru kayarlar. Akım yön değiştirdikten sonra, negatif yarım periyot geçerken kutuplar değişir. Manyetik akımın kutup yüzeyinde kayması gene bakır halkaya doğru olur. İki

kutbun ortasındaki kısa devreli rotor çubukları üzerinde değişen manyetik akı emk'ler indükler ve kısa devreli rotor çubuklarından da indüklem akımları geçer. Rotor manyetik alan meydana getirir. Kutup yüzeyinde manyetik akının kayması rotorun bir tarafındaki kutupta bir yöne ise, rotorun diğer tarafındaki kutupta ise ters yöne doğrudur. Manyetik akının kutup yüzeyinde kayması sanki kutup dönüyormuş gibi rotor üzerinde bir etki yapar. Meydana gelen döndürme momentinin etkisi ile rotor manyetik akının kayma yönünde, yani yardımcı kutuplara doğru, dönmeye başlar. Gölge kutuplu motorlar, yapılarının basitliği sebebi ile ucuza mal olurlar. Bu motorların en önemli özelliklerinden biri de çok sessiz çalışmalarıdır. Kalkınma momentlerinin düşük olması, aşırı yük kapasitelerinin düşük olması ve verimlerinin düşük olması bu motorun istenilmeyen özellikleridir.

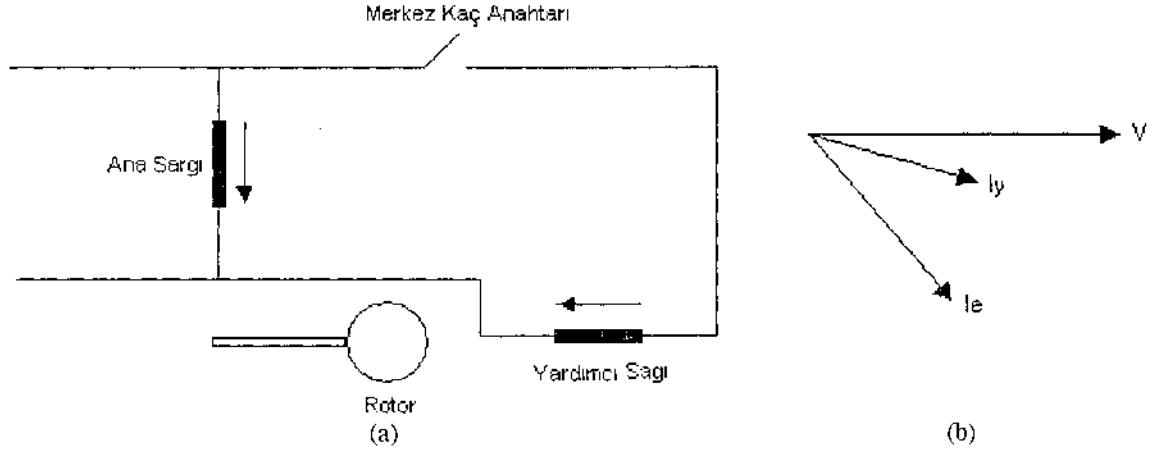
Motorun dönüş yönü, gerilim uçları değişse bile, aynı kalır. Böylece, diğer yardımcı sargılı motorların tersine, gölge kutuplu motorun dönüş yönünü tersine çevirmek olanağı yoktur. Kısa devre halkalarında indüklenen akımların alanı, esas alana ters yönde olduğundan gölge kutup bölgesinde alan esas kutup bölgesinden faz farklıdır. Sonuç olarak, motorda bir tür döner alan üretilmiş olur ve bu döner alanın ortalama momenti motoru hep aynı yönde döndürür. Bu motorların yol alma momentleri küçüktür. Vantilatörde kullanılır ve 1/20 BG'üne kadar imal olunur.

3.4.5. Tek Fazlı Yardımcı Sargılı Kondansatörsüz Motorlar (Standart motor)

Statorunda birbirinden farklı iki sargı vardır ; bu sargılardan biri esas sargı diğeri ise yardımcı ya da yol verme sargısıdır. Esas ve yardımcı sargıların eksenleri uzayda 90° 'lik elektriksel açıda bulunur. Bu tür motorlara ait prensip şeması Şekil 3.9.a'da görülmektedir. Yardımcı sargının direnç/reaktans oranı esas sargıya göre daha büyük olduğundan, Şekil 3.9.b'de görüldüğü gibi, stator akımı yol alma sırasında iki birleşenden oluşur. Yardımcı sargı akımı I_y , esas sargı akımı I_e den ileride olduğundan, yol alma sırasında stator manyetik alanı önce yardımcı sargı eksenini boyunca en büyük değere erişir ve bir süre sonra esas sargı eksenini boyunca en büyük değerini alır. Yol alma sırasında stator akımı dengesiz iki akım birleşeninden oluştuğundan, motor iki fazlı asenkron motoru özellikleri gösterir. Bu koşullar altında oluşan döner alan bir fazlı

asenكرون motorunun yol almasını sağlar. Motor yol aldıktan ve senkron hızın yüzde 75'ine ulaştıktan sonra zamanlayıcı veya merkezkaç anahtarı yardımı ile yardımcı sargı devresi açılır.

Yardımcı sargıda büyük değerde direnç/reaktans oranının sağlanmasının amacı ile sargı, küçük kesitli ve çok sarımlı olarak yapılır ve yalnızca yol alma işlemi sırasında kullanılır. Reaktans değerinin küçültülmesi amacı ile yardımcı sarımlar olukların üst kısımlarına yerleştirilir.



Şekil 3.9. Yardımcı sargılı kondansatörsüz asenkron motoru (a) Prensip şeması
(b) Fazör diyagramı

Yardımcı sargılı kondansatörsüz bir motorun imalatı iyi yapılmışsa, ilk kalkınma momenti en az normal yük döndürme momentine eşittir. İyi bir motorun ilk kalkınma momenti en çok normal yük döndürme momentinin 1.5 katı kadar olabilir. Kondansatörsüz motorlar, düşük kalkınma momentli ve yol alma zamanı küçük olan yüklerde kullanılırlar. Yol alma zamanı uzun olan bir yük kondansatörsüz motor ile çalıştırılırsa, uzun zaman devrede kalacak olan yardımcı sargı yanar. Çünkü yardımcı sargılar kısa bir zaman çalışacakları göz önünde tutularak yapılmışlardır.

4. MAKSİMUM GERİLİM ORANI 0.5 OLAN R-L YÜKLÜ TEK FAZLI MATRİS ÇEVİRİCİNİN PSPICE BENZETİMİ

4.1. Giriş

Bu tezde ilk aşama olarak RL yükünü besleyen tek fazlı Matris çeviricinin Pspice benzetimi, $0 \leq q \leq 0.5$ arasında değişim sağlayabilen Venturini algoritması kullanılarak yapıldı. Çeşitli frekans değerleri ve $q=0.45$ için simülasyonlar yapılarak çıkışın akım ve gerilim dalga şekilleri elde edildi.

R-L yüklü tek fazlı Matris çeviricinin benzetimi Pspice paket programıyla yapılmıştır (OrCAD, 1998). Pspice, spice ailesinin bir üyesidir.

Spice : Simulation Program With Integrated Circuit Emphasis kelimelerinin baş harflerinden oluşur ve elektronik devreleri simüle eden genel amaçlı bir devre programıdır.

Pspice Programıyla:

1. Direnç, bobin, kondansatör, transformatörlerin ısınmayla değişmelerinin etkileri ölçülür.
2. Performans yükseltilmesi veya azaltılması yapılır.
3. Gürültü etkilerini, sinyal distorsiyonunu pahalı ölçü aletlerine gerek duymadan değerlendirilir.
4. Her bir elemanın toleransı ve bütün elemanların değerleri veya aktif elemanların parametreleri sebebiyle izin verilen sınırlarda duyarlılık analizleri hesaplanır.
5. Fourier analizi yapılır.
6. Lineer olmayan elemanların devre üzerinde performansları ölçülür.
7. Devre parametreleri bakımından elektronik devrelerin tasarımı ideal şartlara yaklaştırılır.

Pspice de analiz ve tanımlamalar için düğüm noktaları, eleman değerleri, devre elemanları, eleman modelleri, kaynaklar, analiz tipi, çıkış değişkenleri Pspice çıkış komutları, devre dosyası formatı kısımlarının belirlenmesi gerekir.

Pspice de gerilim veya akım kaynakları bağımlı veya bağımsız olabilir. Kaynak adlarını harfler sembolize eder. Bağımsız gerilim veya akım kaynağı D.C., sinüsoidal,

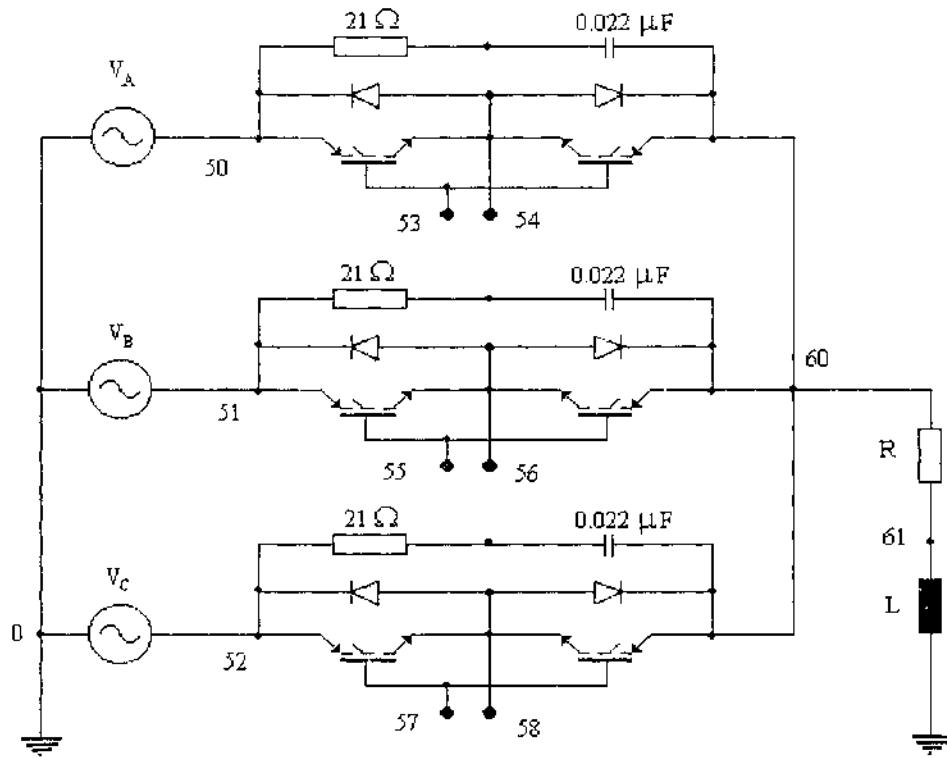
puls, üstel, polynominal, pwl, (Parça parça lineer), tek frekanslı, frekans modülasyonlu olabilir.

Pspice değişik analiz tiplerine izin verir. Dc analiz, ac analiz, gürültü analizi, transient (geçici) analiz, fourier analiz, Monte Karlo analiz olabilir (Rashit, 1993 : Kielkowski, 1995).

Pspice paket programı, simüle edilecek devrede kullanılan elemanların üretici firma tarafından hazırlanan Pspice modellerini kullandığından gerçeğe çok yakın sonuçlar elde eder. Bu özelliği diğer devre benzetim programlarına göre en büyük avantajıdır. Bu çalışmada Windows ortamında çalışan Orcad 9.0 programı kullanılmıştır (OrCAD, 1998).

4.2. R-L Yüklü Tek Fazlı Matris Çeviricinin Pspice Modeli

Tek fazlı Matris çeviricinin Pspice modeli, güç devresi ve anahtarların kontrol sinyallerinin üretildiği kontrol devresinden oluşmaktadır. Güç devresinde kullanılan anahtarlama elemanları ile kontrol devresinde kullanılan op-amp'ların Pspice modelleri üretici firma tarafından sağlanmıştır.



Şekil 4.1. Snubber devreli tek fazlı Matris çevirici yapısı (Sünter, 1995)

4.2.1. Güç Devresinin Pspice Modeli

R-L yüklü tek fazlı Matris çeviricinin devre yapısı, Pspice programında kullanılan düğüm noktaları ve eleman isimleri Şekil 4.1.'de gösterilmektedir. Şekil 4.1.'de gösterilen Matris çeviriciyi besleyen üç fazlı kaynak gerilimi ise modelde :

```

VA 50 0 SIN(0 310 50HZ 0 0 90 DEG)
VB 51 0 SIN(0 310 50HZ 0 0 210 DEG)
VC 52 0 SIN(0 310 50HZ 0 0 330 DEG)

```

olarak kodlanmıştır. R-L yükü ise çift yönlü anahtarların birleşme noktası olan 60 nolu düğüm ile kaynağın orta noktası olan 0 nolu düğüm arasına bağlanmıştır. Modelde:

```

RY 60 61 10
LY 61 0 100MH

```

olarak kodlanmıştır.

Tek fazlı Matris çeviricinin her bir kolundaki çift yönlü anahtarlar birlikte açma anlarında oluşan yüksek gerilim piklerinden devreyi korumak için R-C den oluşan

snubber devresi kullanılır. R-C den oluşan snubber devresi diğer snubber devreleri ile karşılaştırıldığında dezavantajları olmasına rağmen devrenin karmaşıklığını azaltmak için tercih edilir. Bu devrede $R=21\ \Omega$, $C=0.022\ \mu F$ lık elemanlar kullanılmıştır.

Çift yönlü anahtar yapısında bulunan iki adet IGBT : IRG4BC20UD isimli 600V 13A, 10 – 75 kHz değerli ve yapısındaki diyod ise fast recovery diyod olup 52A maksimum ileri yön akımına 1.7V maksimum ileri yön gerilim düşümüne ve maksimum 55ns geri düzelme zamanı özelliklerine sahiptir. IRG4BC20UD nin iç yapısında diyod olduğundan, çift yönlü anahtar yapısındaki diyodun devrede kullanımına ve modellenmesine gerek kalmamıştır. IGBT lerin anti seri bağlantılarının kodlanması ve IRG4BC20UD nin üretici firma tarafından sağlanan (IGBT SpiceMod Library, 1999) Pspice modellerinde bir alt devre olarak modele eklenmesi yeterlidir.

Modelde snubber devresini de kapsayan her bir çift yönlü anahtar modelleyen bir alt devre aşağıdaki gibi kodlandı ve switch olarak isinlendirildi .

```
• SUBCKT SWITCH 20 25 22 24
RS 20 23 21
CS 23 25 0.022uF
XIGBT1 20 22 24 IRG4BC20UD
XIGBT2 25 22 24 IRG4BC20UD
• ENDS SWITCH
```

Bu alt programda

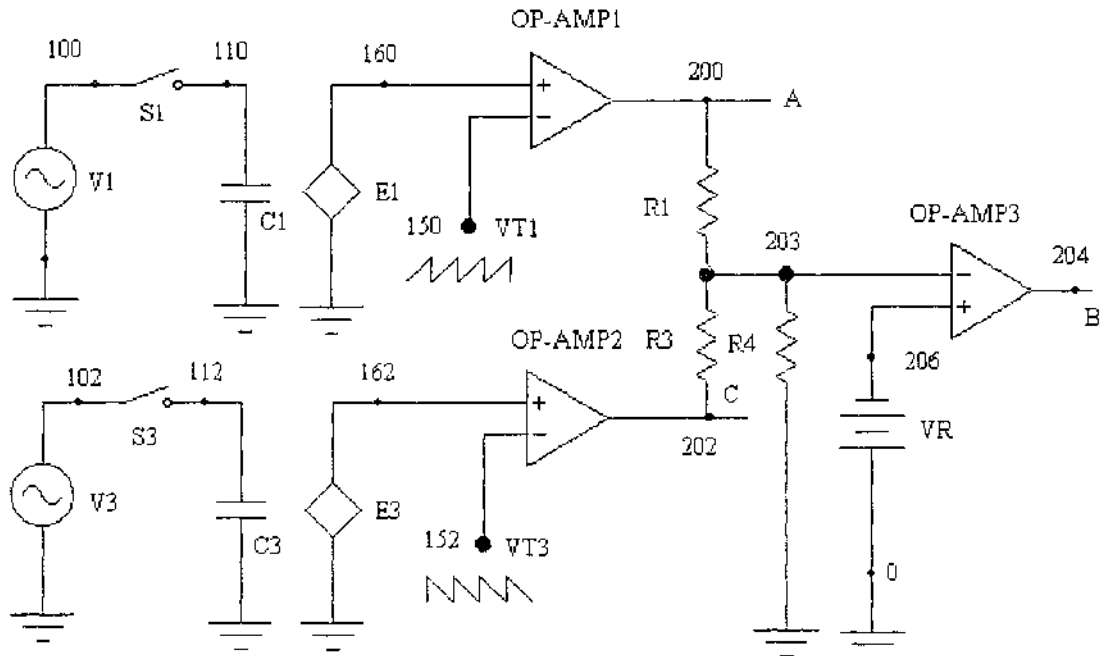
```
XIGBT1 20 22 24 IRG4BC20UD
XIGBT2 25 22 24 IRG4BC20UD
```

Komut satırlarıyla IRG4BC20UD adlı IGBT nin modelinin bulunduğu IRG4BC20UD isimli alt devre çağırılmaktadır. Üç tane SWITCH ismi verilen çift yönlü anahtar modeli kaynaklar ve yükü Şekil 4.1. deki gibi birleştirilerek tek fazlı bir Matris çeviricinin güç devresi Pspice modeli oluşturulmuştur.

4.2.2. Kontrol İşaretlerini Üreten Devrenin Pspice Modeli

Tek fazlı Matris çevirici de kaynak frekansı 50Hz anahtarlama frekansı 2kHz ve $q=0.45$ için benzetim yapılmıştır.

Tek fazlı Matris çevirici devresindeki çift yönlü anahtarların iletimde kalma sürelerinin hesabında, $0 \leq q \leq 0.5$ arasında değişim sağlayabilen Venturini'nin algoritması kullanılmış olup, denklemleri (2.4) de verilmiştir. Bu hesaplamalara göre çift yönlü anahtarların kontrol işaretlerini üreten devrede kontrol işaretinin darbe genişliği ile orantılı bir gerilim üretilir. Bu gerilim örnekleme işaretini frekansı ile aynı frekanslı bir testere dişi gerilimle karşılaştırılarak çift yönlü anahtarların kontrol işareti elde edilmiş olur. Bu devre Şekil 4.2.'de verilmiştir.

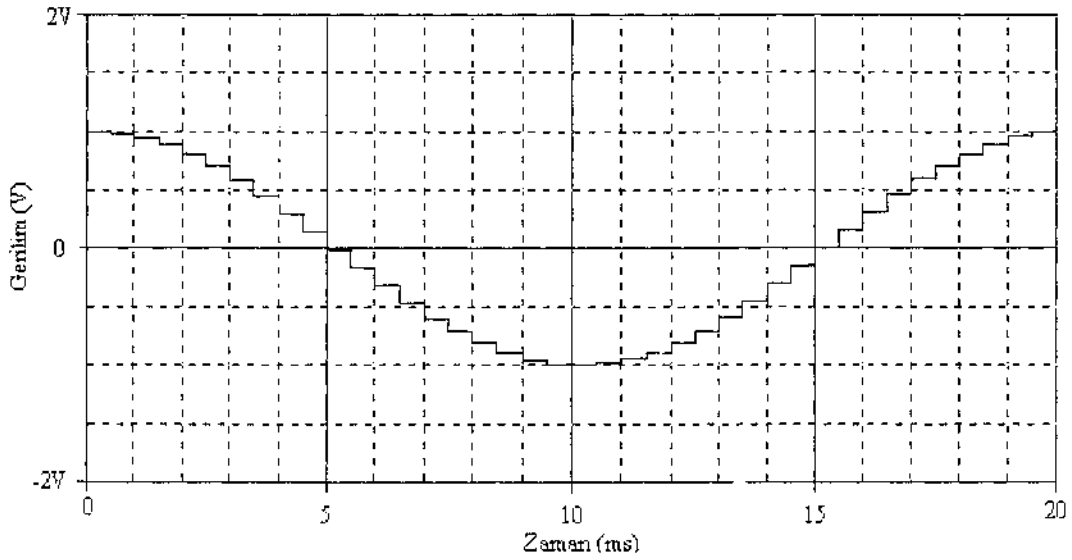


Şekil 4.2. Kontrol işaretlerini üreten devre

Şekil 4.2.'de gösterilen kontrol işaretlerini üreten devrenin Pspice modelinde, V1 ve V3 gerilimleri frekansı ω_m , tepe değeri 1V olan cosinüs işaretlerdir. S1 ve S3 anahtarları gerilim kontrollü anahtarlardır. Örnekleme periyodlu ve darbe genişliği 15us olan VR1 ve VR3 isimli kare dalga gerilimlerle kontrol edilirler. V1 ve V3 referans işaretlerinden her örnekleme periyodunun başlangıcında bir örnek alıp, bu örneği kondansatörden oluşan tutma devresinde örnekleme periyodu boyunca saklar. Böylece 110 ve 112 nolu düğüm noktalarında, denklem 2.4 deki formüllerde bulunan cosinüs

ifadesinin değeri elde edilmiş olur. Şekil 4.3.'de 100Hz çıkış frekansı için A fazı değerleri gösterilmiştir. Devrenin Pspice modellemesi aşağıda gösterilmiştir:

```
VR1 120 0 PULSE (0 10 0 0 0 15US 500US)
VR3 122 0 PULSE (0 10 0 0 0 15US 500US)
S1 100 110 120 0 SMOD
S3 102 112 122 0 SMOD
• MODEL SMOD VSWITCH (RON=.3M ROFF=+10E+9 VON=1.9 VOFF=0.02)
```



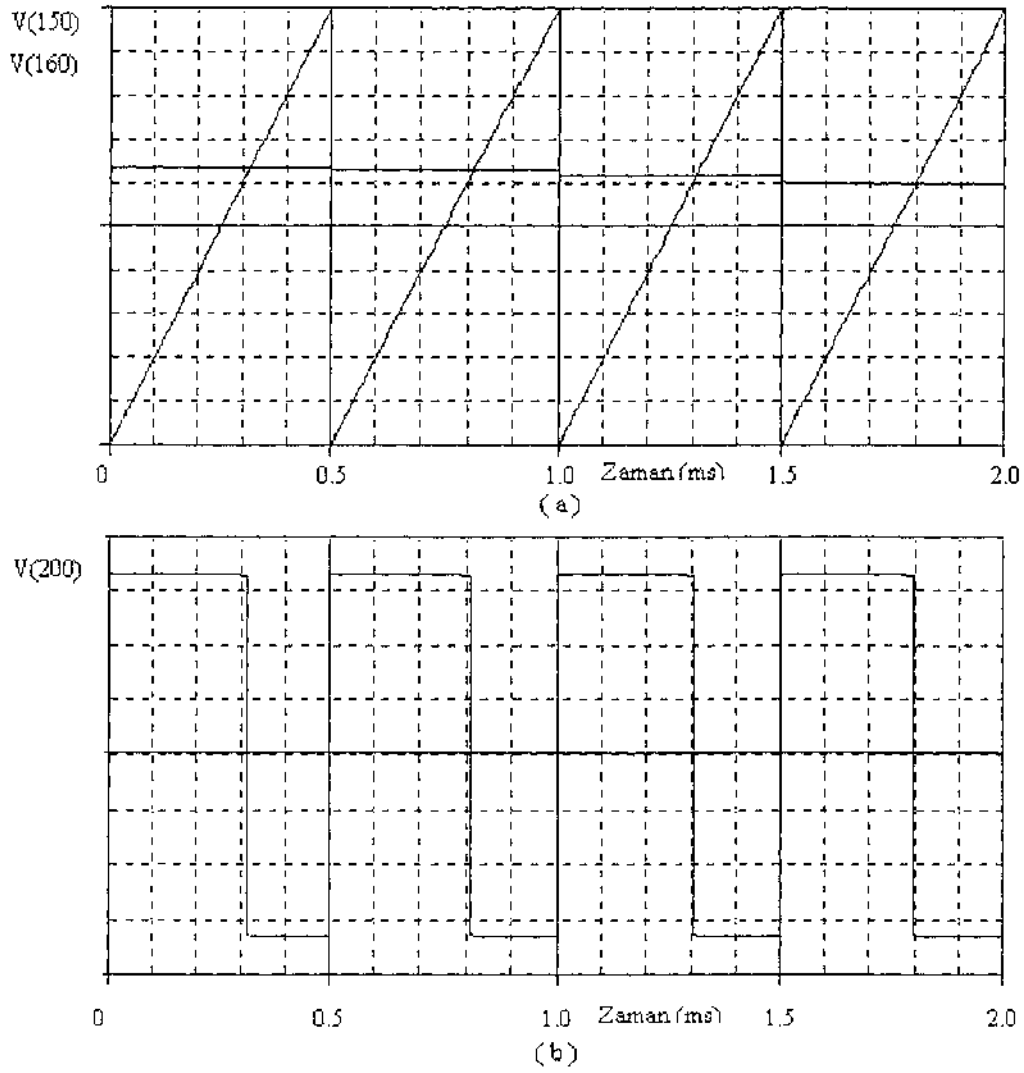
Şekil 4.3. Örnekleme devresi çıkışı

110 ve 112 nolu düğüm noktalarının gerilimleri ile kontrol edilen gerilim kontrollü gerilim kaynakları E1 ve E3 modelde:

```
E1 160 0 VALUE={1.667*(1+.9*V(110))}
E3 162 0 VALUE={1.667*(1+.9*V(112))}
```

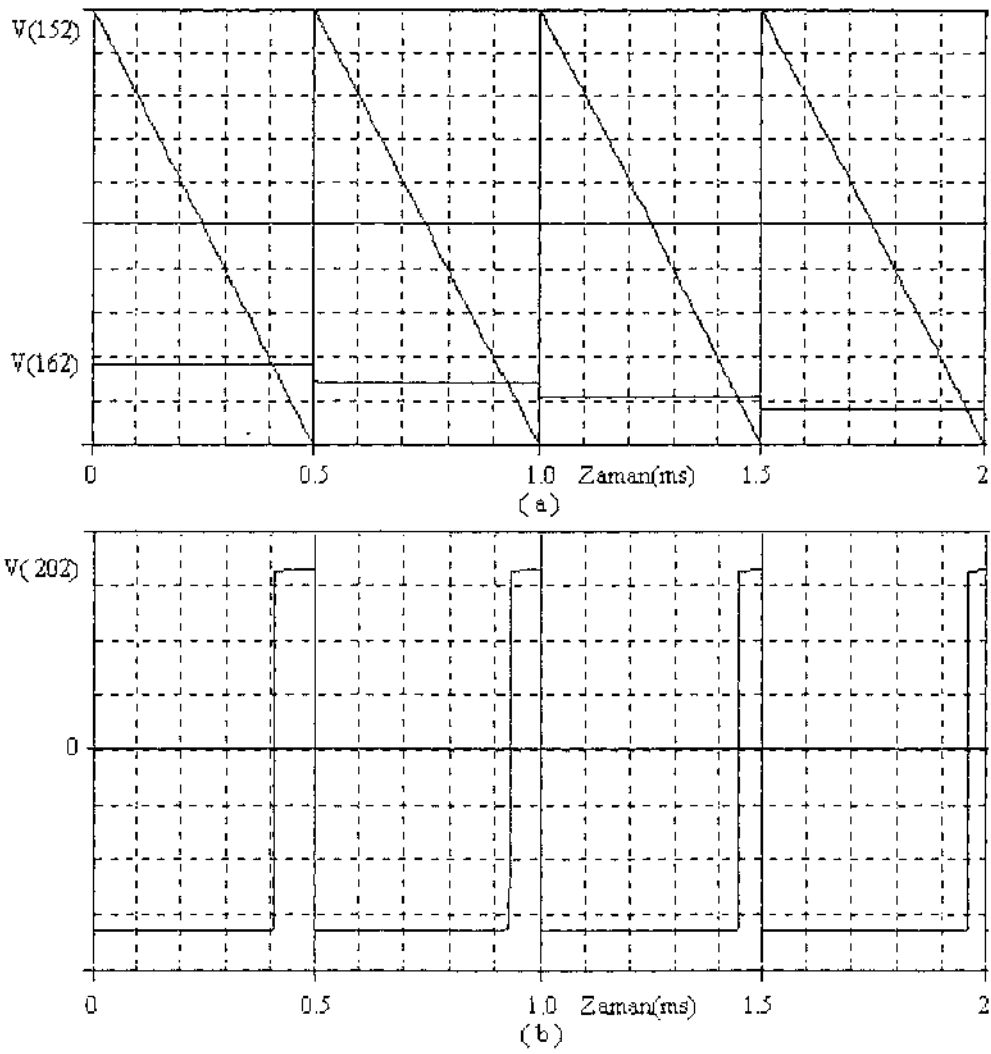
olarak kodlanır. Böylece 160 ve 162 nolu düğüm noktalarında denklem 2.4 deki anahtarların iletimde kalma süreleri ile ilgili çıkış gerilimleri üretilmiş olunur (Tatar ve Sünter, 1999).

160 ve 162 nolu düğüm noktalarından alınan işaretler örnekleme periyodu 500us olan bir testere dişi gerilimle karşılaştırılır. Karşılaştırma elemanı olarak CLC449 op-amp kullanılmıştır. Bu op-amp 1.2GHz band genişliğine sahiptir. Çift yönlü anahtarların kontrol sinyallerinin pulse genişliği çok küçük olduğundan karşılaştırıcı devresinin buna cevap verebilmesi için op-amp yüksek bant genişlikli seçilmiştir. Aksi takdirde çift yönlü anahtarlara gönderilen kontrol sinyalinde distorsiyon meydana gelmektedir. Şekil 4.2. deki V1, A fazını anahtarlayan çift yönlü anahtarların kontrol sinyalini oluşturmak için ; V3 ise C fazını anahtarlayan çift yönlü anahtarın kontrol sinyalini oluşturmak için kullanılmıştır. Aralarında 120 derece fark vardır. Bu sayede 160 nolu düğümde A fazını anahtarlayan çift yönlü anahtarın iletimde kalma süresiyle ilgili gerilim 162 nolu düğümde ise C fazını anahtarlayan çift yönlü anahtarın iletimde kalma süresiyle ilgili gerilim bulunmaktadır.



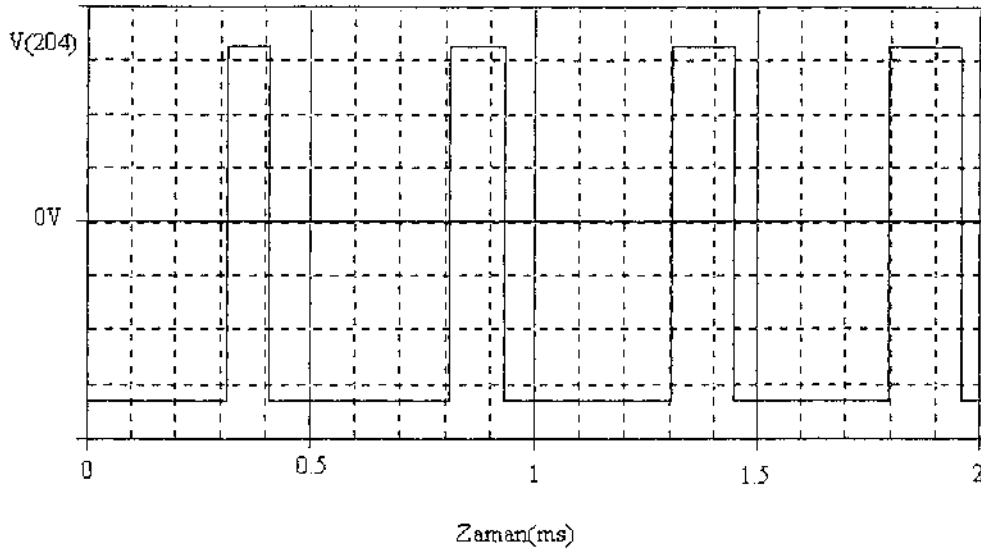
Şekil 4.4. (a) 160 Nolu düğümdeki örneklenmiş işaret ile 150 nolu düğümdeki testere dişi işaretin karşılaştırılması. (b) 200 Nolu düğüm noktasındaki karşılaştırma devresi çıkışı

160, 150, 200, 170, 180 nolu düğümlere sahip olan op-amp1 ve 162, 152, 202, 172, 182 nolu düğümlere sahip olan op-amp2 nin her ikisinde ters çeviren uçlarına Şekil 4.4. ve Şekil 4.5.'de gösterildiği gibi testere dişi işaret uygulanmaktadır. Op-amp2'nin ters çeviren ucuna, op-amp1' in ters çeviren ucuna uygulanan testere dişi işaretin 180 derece faz farklı olarak uygulanmasıyla, op-amp'ların çıkışlarından alınacak olan kontrol sinyallerinin üst üste gelmesi önlenmiş olup, op-amp1 in çıkışından alınan kontrol işaretinin anahtarlama periyodunun başına ve op-amp2'nin çıkışından alınan kontrol işaretinin de anahtarlama periyodunun sonuna yerleştirilmesi



Şekil 4.5. (a) 162 Nolu düğümdeki örneklenmiş işaretile 152 nolu düğümdeki testere dişi işaretin karşılaştırılması, (b) 202 Nolu düğüm noktasındaki karşılaştırma devresi çıkışı

sağlanmıştır. Op-amp1 ve op-amp2'nin çıkışları bir ters çeviren toplama devresinin girişine bağlanmış ve bu devrenin çıkışından da B fazını anahtarlayan çift yönlü anahtarın kontrol sinyali elde edilmiştir. Sinyal Şekil 4.6.'da gösterilmiştir. Ayrıca bu devre sayesinde A, B, C fazlarını anahtarlayan çift yönlü anahtarların kontrol sinyalinin sıralı bir şekilde ard arda gelmesi sağlanmıştır. CLC449 op-amp'ın Pspice modeli üretici firmadan sağlanan modeldir (CLC449 SpiceMod Library, 1995). CLC449 isimli bir alt devre olarak programa eklenmiştir.



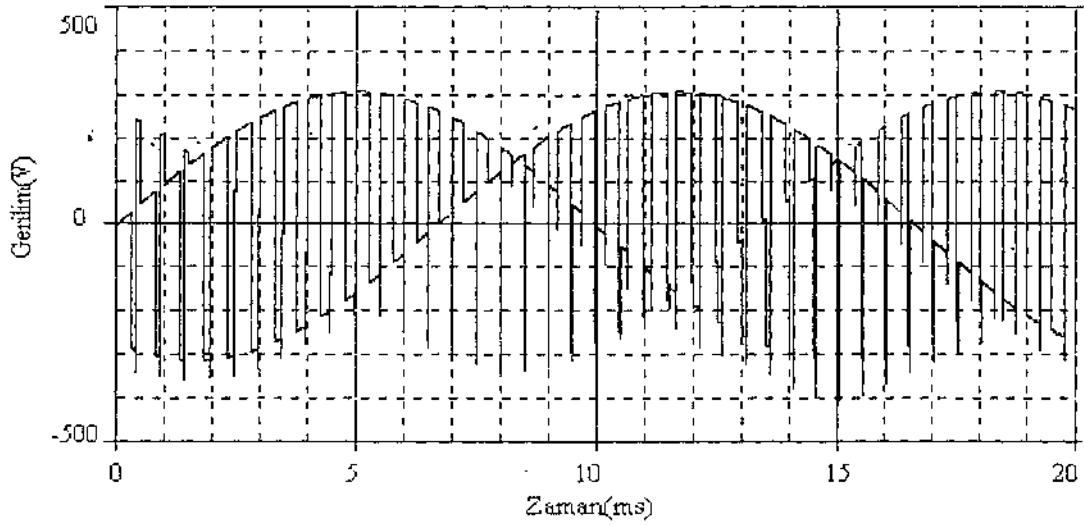
Şekil 4.6. Ters çeviren toplama devresi çıkışı

Venturini algoritmasındaki formüller Microsoft Excel programında kullanılarak 25Hz, 50Hz ve 100Hz için çift yönlü anahtarların iletimde kalmaları gereken süreler hesaplanarak Şekil 4.2. deki kontrol sinyallerinin üretildiği devrenin çıkışlarıyla karşılaştırılarak doğruluğu görüldü.

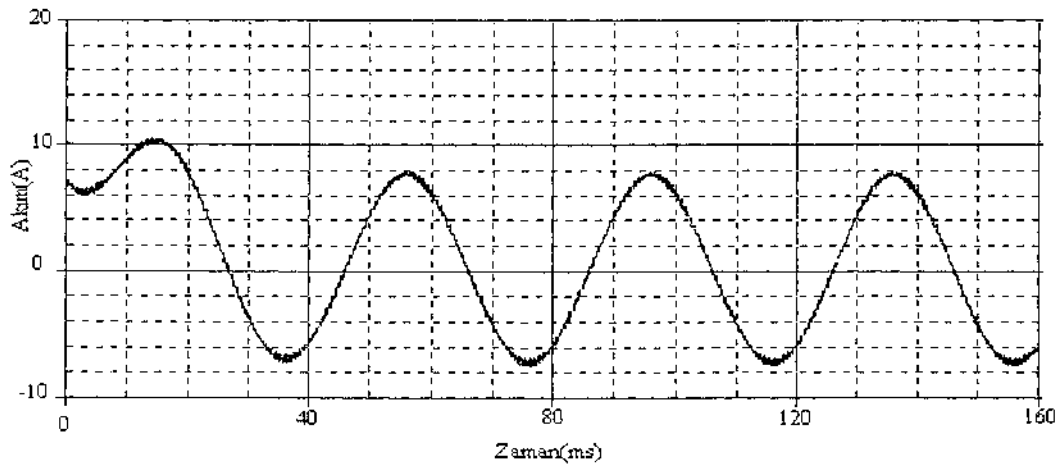
4.3. Simülasyon Sonuçları

Şekil 4.1.'de verilen Matris çeviricinin güç devresinde tepe değeri 311V, 50Hz lik 3 fazlı bir şebekeden beslenmekte olup $R=10\ \Omega$ ve $L=100\text{mH}$ lik yükü beslemektedir. Matris çeviricide IRG4BC20UD 600V, 13A, 10-75kHz değerli ve anti paralel diyodlu IGBT ler kullanılmıştır. Snubber devresi $R=21\ \Omega$, ve $C=0.022\mu\text{F}$ elemanlardan oluşur. Gerilim kazancı $q=0.45$ ve anahtarlama frekansı 2kHz olarak ayarlandı . Çift yönlü anahtarların kontrol sinyalleri Şekil 4.2. deki devre tarafından üretildi. Bu değerlere sahip Matris çeviricinin ORCAD Pspice paket programının 9.0 versiyonu ile yapılmış Pspice benzetimi 25Hz, 50Hz, 100Hz çıkış frekanslarında ve R-L yükü beslemesi durumu için çalıştırılıp, çıkış gerilimleri ve yük akımları 4.7, 4.8, 4.9, 4.10, 4.11, 4.12 nolu şekillerde gösterilmiştir. Simülasyondan sonuçlarında görüldüğü gibi

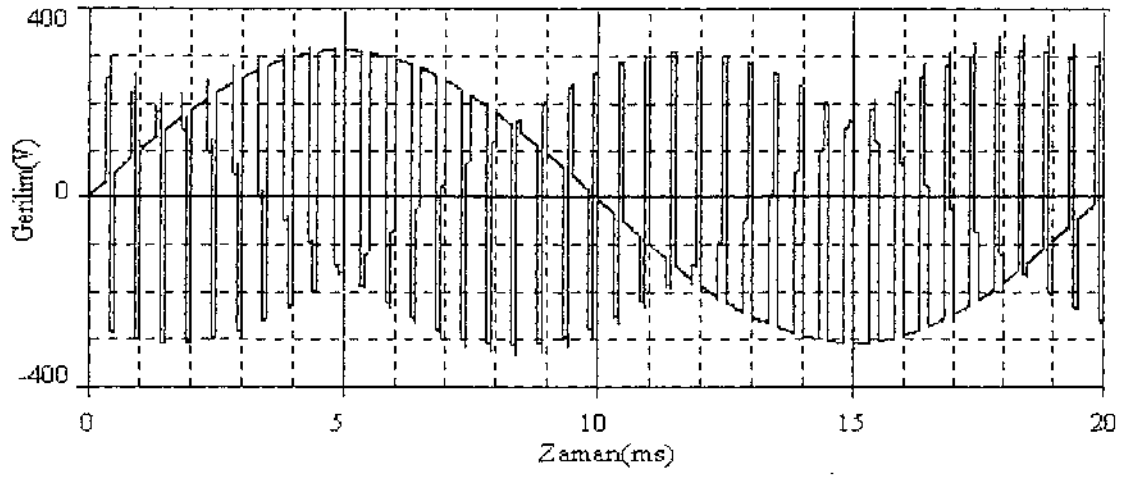
ıkış akımlarında sadece anahtarlardan dolayı oluşan gürültüler bulunmaktadır. Bu da kullanılan algoritmanın doğruluğunu ispatlamaktadır. Sonuçlarda dikkat edilecek bir nokta çıkış frekansı arttıkça harmoniklerin etkinliğinin artmasıdır.



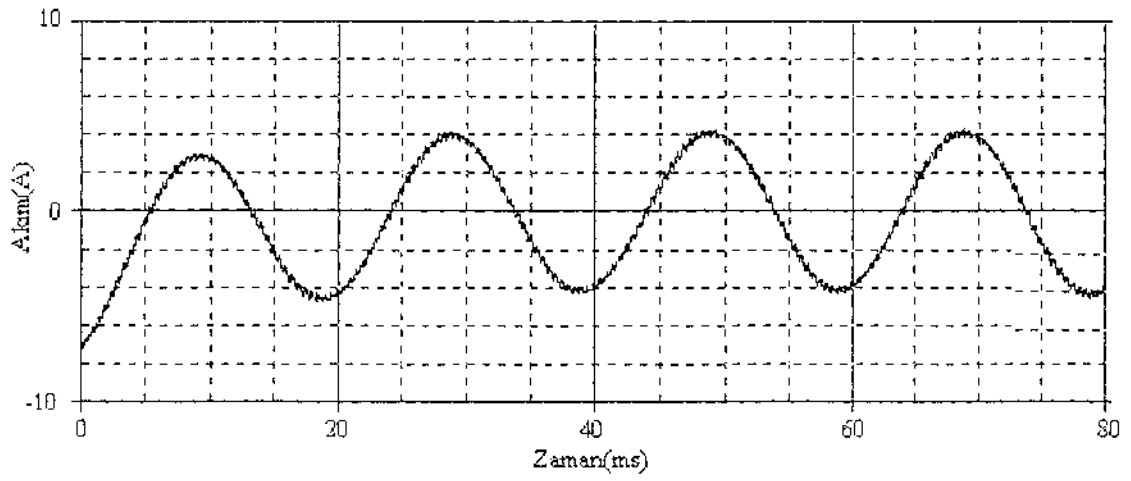
şekil 4.7. 25Hz için çıkış gerilimi dalga şekli



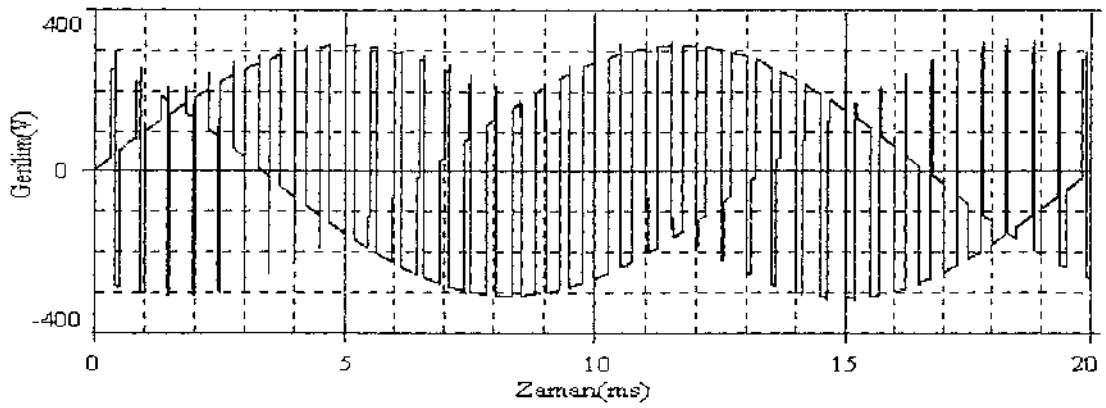
şekil 4.8. 25Hz için yük akımının dalga şekli



Şekil 4.9. 50Hz için çıkış gerilimi dalga şekli



Şekil 4.10. 50Hz için yük akımının dalga şekli



Şekil 4.11. 100Hz için çıkış geriliminin dalga şekli

5. MAKSİMUM ÇIKIŞ GERİLİMLİ R-L YÜKLÜ TEK FAZLI MATRİS ÇEVİRİCİNİN PSPICE BENZETİMİ

5.1. Giriş

Bu bölümde tek fazlı Matris çeviricinin güç devresi 4 ncü bölümde anlatıldığı gibi olup, kaynak frekansı 50Hz, anahtarlama frekansı 2kHz ve $q=0.577$ değerleri kullanılarak benzetim yapılmıştır.

Bu bölümde anlatılacak Pspice benzetiminde, 4 ncü bölümde anlatılan RL yüklü Matris çevirici devresinde bulunan çift yönlü anahtarların gate işaretlerinin hesaplamasında kullanılan q_m değeri 0.5 ile sınırlı olan Venturini algoritması yerine Matris çevirici devresinde bulunan çift yönlü anahtarların gate işaretlerinin hesaplamasında maksimum çıkış gerilimi elde edebilmek için modife edilmiş Venturini algoritmasının basitleştirilmiş biçimi kullanılmıştır. Böylece kullanılan q_m değerinin 0.5 sınırı kaldırılmış olup, q_m (Maksimum voltaj oranı) 0.866 değerine yükseltilmiştir. Benzetim sonucunda tek faz çıkış gerilimi üzerinde harmoniklerin olduğu gözlenmiştir.

Maksimum çıkış gerilimi elde edebilmek için modife edilmiş Venturini algoritmasının basitleştirilmiş denklemleri (2.26) ve (2.27) de verilmiştir.

Denklem (2.26) ve (2.27) den ve trigonometrik bağıntılardan yararlanarak denklem (5.1) ve (5.2) elde edilir.

$$\begin{aligned}
 T_{Aa} &= T_s/3 + T_s.q/3.\cos(2\pi.t.(f_o-f_i)) + T_s.q/3.\cos(2\pi.t.(f_o+f_i)) \\
 &\quad -T_s.q/18.\cos(2\pi.t.(3f_o-f_i)) - T_s.q/18.\cos(2\pi.t.(3f_o+f_i)) \\
 &\quad +T_s.q.7/36/q_m.\cos(4.f_i.\pi.t) - T_s.q/36/q_m.\cos(8.f_i.\pi.t) \\
 T_{Ba} &= T_s/3+T_s.q/3.\cos(2\pi.t.(f_o-f_i)-2\pi/3) + T_s.q/3.\cos(2\pi.t.(f_o+f_i)+2\pi/3) \\
 &\quad -T_s.q/18.\cos(2\pi.t.(3f_o-f_i)-2\pi/3) - T_s.q/18.\cos(2\pi.t.(3f_o+f_i)+2\pi/3) \\
 &\quad +T_s.q.7/36/q_m.\cos(4.f_i.\pi.t-2\pi/3) - T_s.q/36/q_m.\cos(8.f_i.\pi.t+2\pi/3) \\
 T_{Ca} &= T_s/3 + T_s.q/3.\cos(2\pi.t.(f_o-f_i)-4\pi/3) + T_s.q/3.\cos(2\pi.t.(f_o+f_i)+4\pi/3) \\
 &\quad -T_s.q/18.\cos(2\pi.t.(3f_o-f_i)-4\pi/3)-T_s.q/18.\cos(2\pi.t.(3f_o+f_i)+4\pi/3) \\
 &\quad +T_s.q.7/36/q_m.\cos(4.f_i.\pi.t-4\pi/3) - T_s.q/36/q_m.\cos(8.f_i.\pi.t+4\pi/3)
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

$$V_{oa} = V_{im} \cdot (q \cdot \cos(f_o \cdot 2\pi \cdot t) - q/6 \cdot \cos(f_o \cdot 6\pi \cdot t) + q/4/q_m \cdot \cos(f_i \cdot 6\pi \cdot t)) \quad (5.2)$$

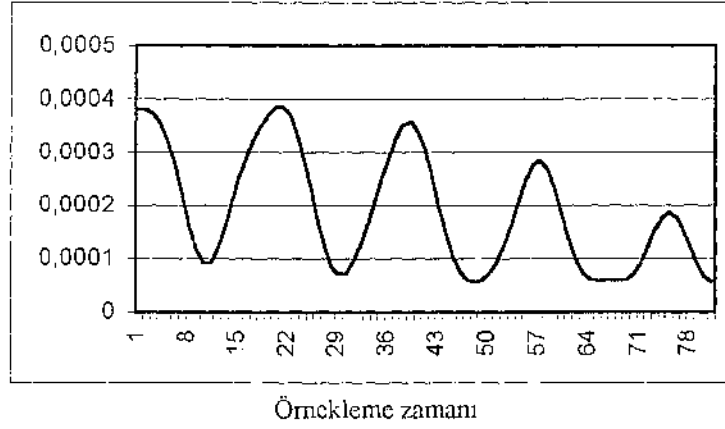
(5.1) ve (5.2) denklemlerinin Pspice modellerini daha rahat yapabilmek için trigonometrik bağıntılardan yararlanarak ; denklem (5.1) ve (5.2), denklem (5.3) ve (5.4) de görüldüğü gibi sinüslü ifadelerle dönüştürülmüştür.

$$\left. \begin{aligned} T_{Aa} &= T_s/3 + T_s \cdot q/3 \cdot \sin(2\pi \cdot t \cdot (f_o - f_i) + \pi/2) + T_s \cdot q/3 \cdot \sin(2\pi \cdot t \cdot (f_o + f_i) + \pi/2) \\ &\quad + T_s \cdot q/18 \cdot \sin(2\pi \cdot t \cdot (3f_o - f_i) + 3\pi/2) + T_s \cdot q/18 \cdot \sin(2\pi \cdot t \cdot (3f_o + f_i) + 3\pi/2) \\ &\quad + T_s \cdot q \cdot 7/36/q_m \cdot \sin(4 \cdot f_i \cdot \pi \cdot t + \pi/2) + T_s \cdot q/36/q_m \cdot \sin(8 \cdot f_i \cdot \pi \cdot t + 3\pi/2) \\ \\ T_{Ba} &= T_s/3 + T_s \cdot q/3 \cdot \sin(2\pi \cdot t \cdot (f_o - f_i) + 11\pi/6) + T_s \cdot q/3 \cdot \sin(2\pi \cdot t \cdot (f_o + f_i) + 7\pi/6) \\ &\quad + T_s \cdot q/18 \cdot \sin(2\pi \cdot t \cdot (3f_o - f_i) + 5\pi/6) + T_s \cdot q/18 \cdot \sin(2\pi \cdot t \cdot (3f_o + f_i) + \pi/6) \\ &\quad + T_s \cdot q \cdot 7/36/q_m \cdot \sin(4 \cdot f_i \cdot \pi \cdot t + 11\pi/6) + T_s \cdot q/36/q_m \cdot \sin(8 \cdot f_i \cdot \pi \cdot t + \pi/6) \\ \\ T_{Ca} &= T_s/3 + T_s \cdot q/3 \cdot \sin(2\pi \cdot t \cdot (f_o - f_i) + 7\pi/6) + T_s \cdot q/3 \cdot \sin(2\pi \cdot t \cdot (f_o + f_i) + 11\pi/6) \\ &\quad + T_s \cdot q/18 \cdot \sin(2\pi \cdot t \cdot (3f_o - f_i) + \pi/6) + T_s \cdot q/18 \cdot \sin(2\pi \cdot t \cdot (3f_o + f_i) + 5\pi/6) \\ &\quad + T_s \cdot q \cdot 7/36/q_m \cdot \sin(4 \cdot f_i \cdot \pi \cdot t + 7\pi/6) + T_s \cdot q/36/q_m \cdot \sin(8 \cdot f_i \cdot \pi \cdot t + 5\pi/6) \end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

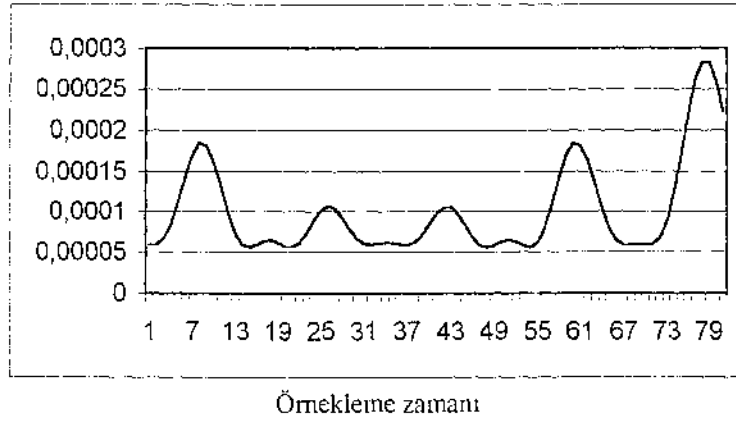
$$V_{oa} = V_{im} \cdot (q \cdot \sin(f_o \cdot 2 \cdot \pi \cdot t + \pi/2) + q/6 \cdot \sin(f_o \cdot 6 \cdot \pi \cdot t + 3\pi/2) + q/4/q_m \cdot \sin(f_i \cdot 6 \cdot \pi \cdot t + \pi/2)) \quad (5.4)$$

5.2. Anahtarlama Süreleri ve Çıkış Geriliminin Excel Programı İle Elde Edilmesi

Excel programı kullanılıp (5.3) ve (5.4) denkleminden yararlanarak $T_s=500\mu s$, $q_m=0.866$, $q=0.577$ ve 60Hz çıkış frekansı için çift yönlü anahtarların iletimde kalma süreleri ve çıkış gerilimleri hesaplandı. T_{Aa} ve T_{Ca} formüllerinin Excelde grafiklerinin elde edilmesinde denklem (5.3) de verilen formüller kullanıldı. T_{Aa} ve T_{Ca} formüllerinin Excel grafikleri Şekil 5.1. ve Şekil 5.2.'de verilmektedir.

T_{Aa}


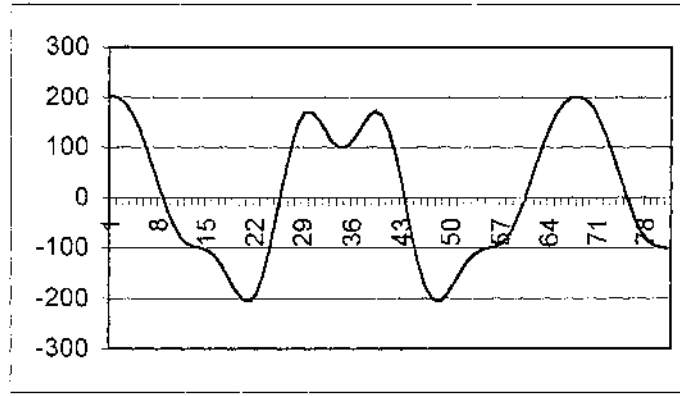
Şekil 5.1. Her bir örnekleme zamanında S_{Aa} anahtarının iletimde kalma süre grafiği

 T_{Ca}


Şekil 5.2. Her bir örnekleme zamanında S_{Ca} anahtarının iletimde kalma süre grafiği

Pspice benzetiminde kullanılan kontrol sinyalini üreten devre, T_{Ba} örnekleme sinyaline ihtiyaç duymadığı için Excel programında da T_{Ba} sinyalinin grafikleri oluşturulmamıştır.

Denklem (5.4) de verilen V_{oa} formülünün Excel programı kullanılarak oluşturulan grafiği Şekil 5.3.'de gösterilmektedir. V_{oa} geriliminde üçüncü harmoniklerin bulunduğu Şekil 5.3.'de görülmektedir.

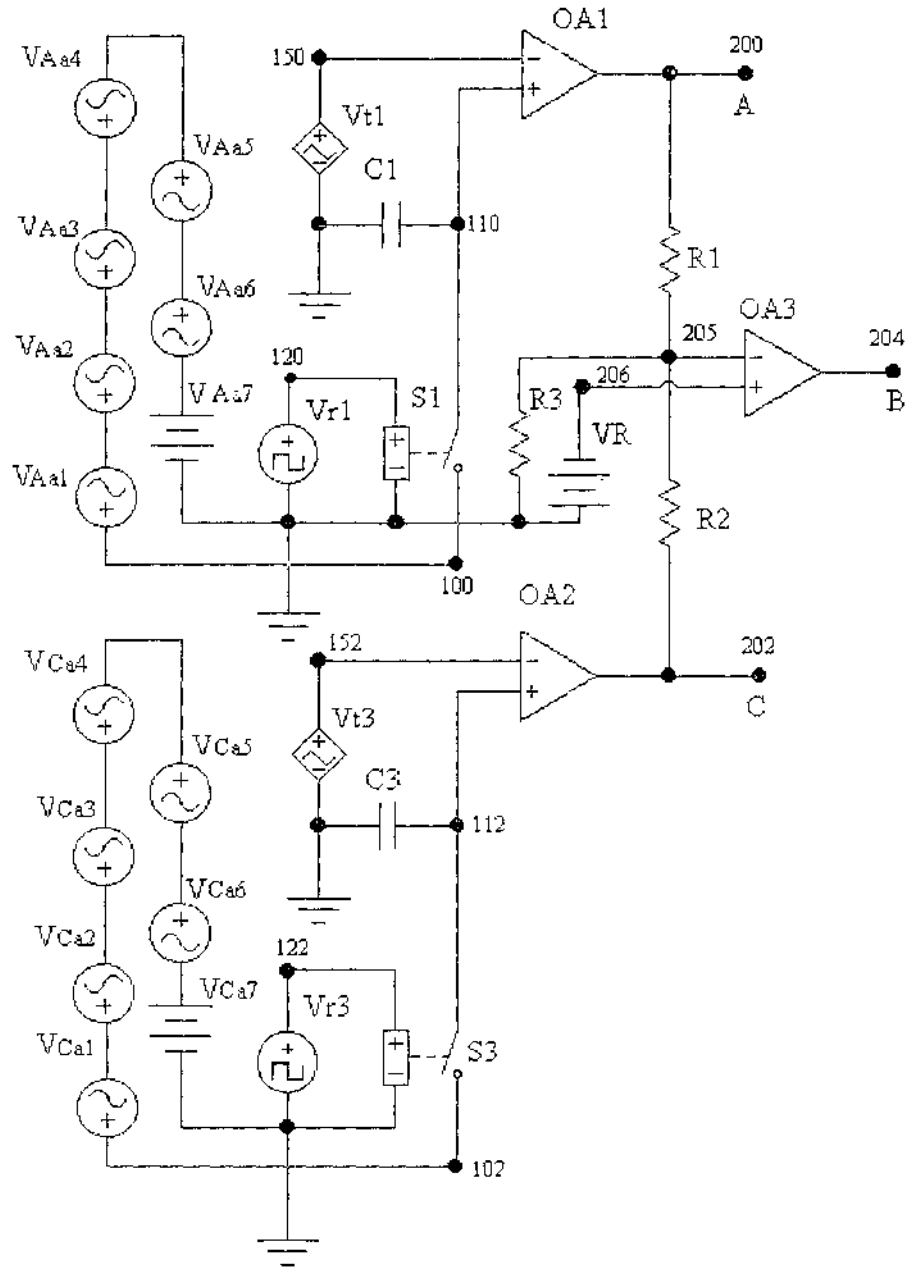
V_{oa} Şekil 5.3. V_{oa} grafiği

5.3. Kontrol İşaretlerinin Pspice Benzetimi İle Elde Edilmesi

Maksimum çıkış gerilimi için modife edilmiş Venturini algoritması'nın basitleştirilmiş biçimi kullanılarak çift yönlü anahtarların iletimde kalma sürelerinin hesabı denklem (5.3) de verilmiştir. Bu hesaplamalara göre çift yönlü anahtarların kontrol işaretini üreten devre, $0 \leq q \leq 0.5$ arasında değişim sağlayabilen, Venturini algoritması'nda olduğu gibi $q_m=0.866$ olan bu algoritmada da kontrol işaretinin darbe genişliği ile orantılı bir gerilim üretilip, bu gerilim örnekleme işareti ile aynı frekanslı bir testere dişi gerilimle karşılaştırılarak elde edilir. Bu devre Şekil 5.4.'de verilmiştir.

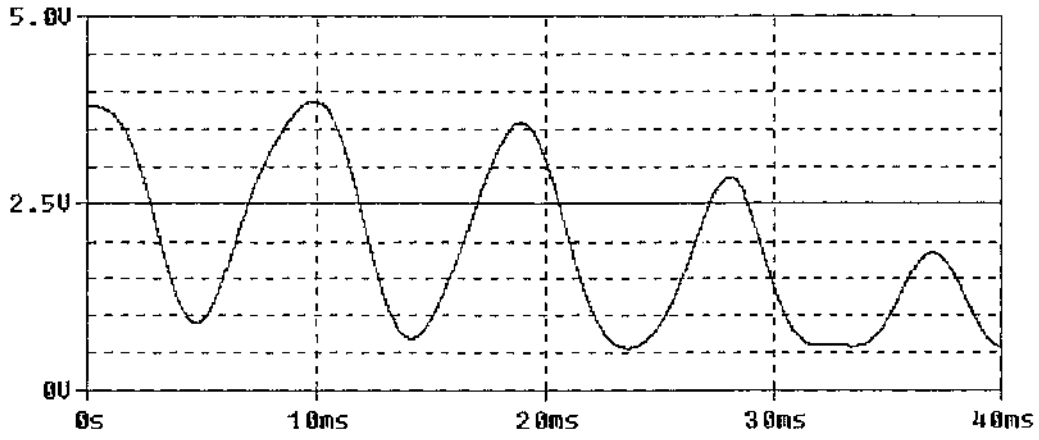
Bu devrede ve güç devresinde kullanılan gerilim parametreleri Eklerdeki Excel tablolarında verilmiştir.

Denklem (5.3)'den görüleceği üzere, T_{Aa} , T_{Ba} , T_{Ca} sürelerinin hesaplama denklemleri biri dc, diğerleri ac olmak üzere yedi kaynaktan oluşmaktadır. Denklem (5.3) de bulunan T_{Aa} denklemindeki yedi kaynak Şekil 5.4.'de $V_{Aa1}, V_{Aa2}, \dots, V_{Aa7}$ 'e ve T_{Ca} denklemindeki kaynaklar ise $V_{Ca1}, V_{Ca2}, \dots, V_{Ca7}$ 'e karşılık gelmektedir. Şekil 5.4.'de gösterilen kontrol işaretini üreten devrenin Pspice benzetiminde, bu yedi kaynak birbirine seri bağlanarak T_{Aa} ve T_{Ca} örnekleme işaretleri elde edilmiş olup, T_{Aa} ve T_{Ca} örnekleme işaretleri Şekil 5.5. ve Şekil 5.6.'da gösterilmektedir.

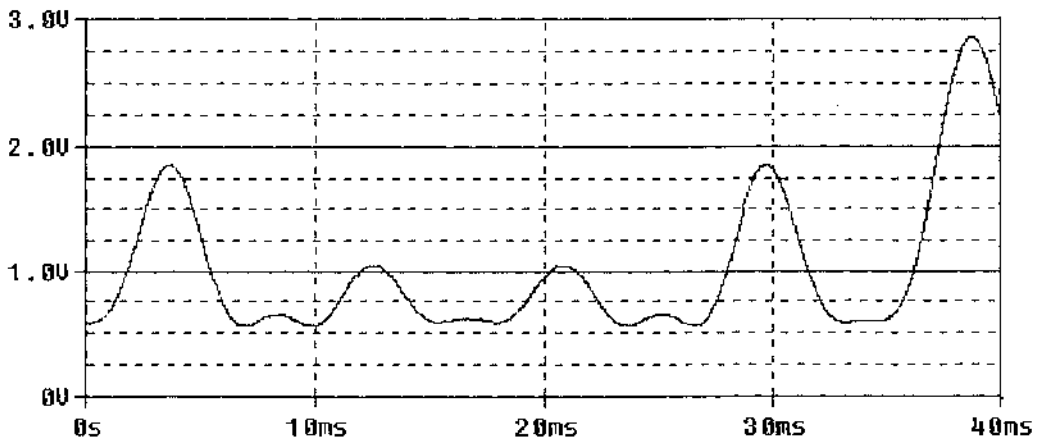


Şekil 5.4. Kontrol İşaretini Üreten Devre

Excel programından elde edilen matematiksel grafikler Bölüm 5.3.'de anlatılan Pspice benzetimi ile elde edilen grafiksel sonuçlarla karşılaştırılmış olup, anlatılan Pspice benzetimi ile elde edilen grafiksel sonuçların doğruluğu kanıtlanmıştır.



Şekil 5.5. 60Hz için Pspice benzetimi ile elde edilen T_{Aa} grafiği

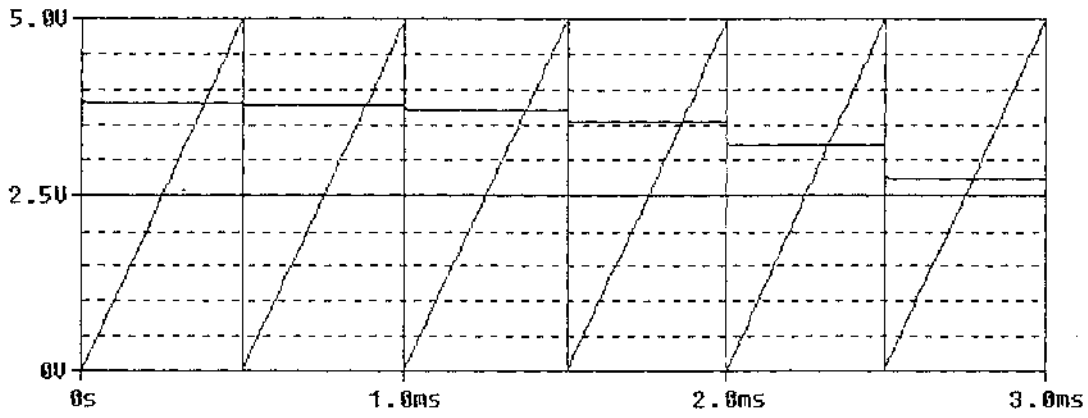


Şekil 5.6. 60Hz için Pspice benzetimi ile elde edilen T_{Ca} grafiği

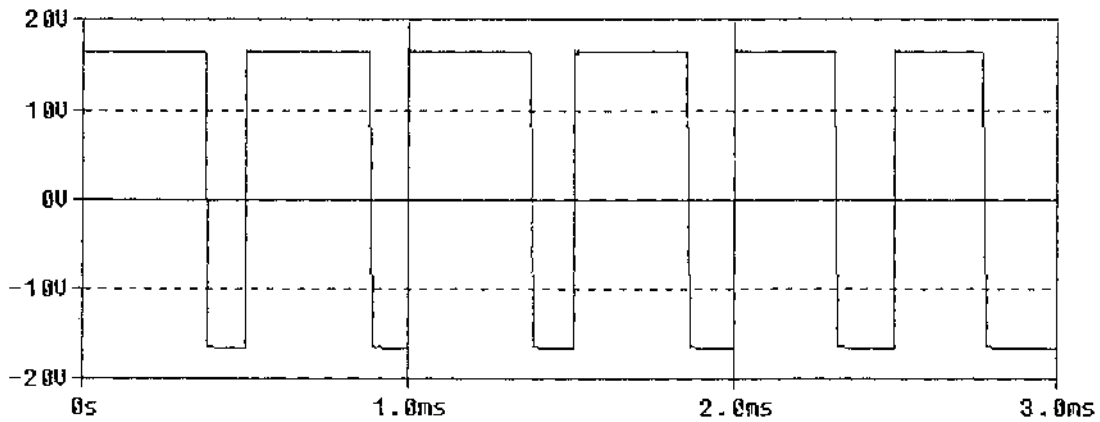
Böylece kontrol işaretinin darbe genişliği ile orantılı bir gerilim üretilmiş olup devrede 100 ve 102 nolu düğüm noktaları ile gösterilmektedir. S1 ve S3 anahtarları gerilim kontrollü anahtar olup örnekleme periyodu ve darbe genişliği $15\mu s$ olan V_{R1} ve V_{R3} isimli kare dalga gerilimlerle kontrol edilirler. 100 ve 102 nolu düğüm noktalarındaki örnekleme işaretlerinden her örnekleme periyodunun başlangıcında $15\mu s$ süreyle bir örnek alınıp, bu örnek işaret kondansatörden oluşan tutma devresinde bir örnekleme periyodunca saklanmaktadır. Bu sayede 110 nolu düğüm noktasında A giriş fazını anahtarlayan çift yönlü anahtarların iletimde kalma süreleriyle ilişkili

gerilim, 112 nolu düğüm noktasında ise C giriş fazını anahtarlayan çift yönlü anahtarların iletimde kalma süreleriyle ilişkili gerilim bulunmaktadır. C1 ve C3'de örnekleme periyodu boyunca tutulan gerilimlerle, örnekleme periyodu $500\mu s$ olan 150 ve 152 nolu düğüm noktalarına bağlı testere dişi gerilimle karşılaştırılır. Karşılaştırma elamanı olarak kullanılan op-amp kontrol işaretinin pulse genişliği çok küçük olduğundan CLC449 op-amp'ı seçilmiştir.

Karşılaştırma işleminin sonucunda 110, 150, 200, 170, 180 nolu düğümlere sahip olan op-ampA1'in 200 nolu çıkış ucunda A fazını anahtarlayan çift yönlü anahtarların gate sinyali elde edilmiş olup Şekil 5.7.'de gösterilmektedir.



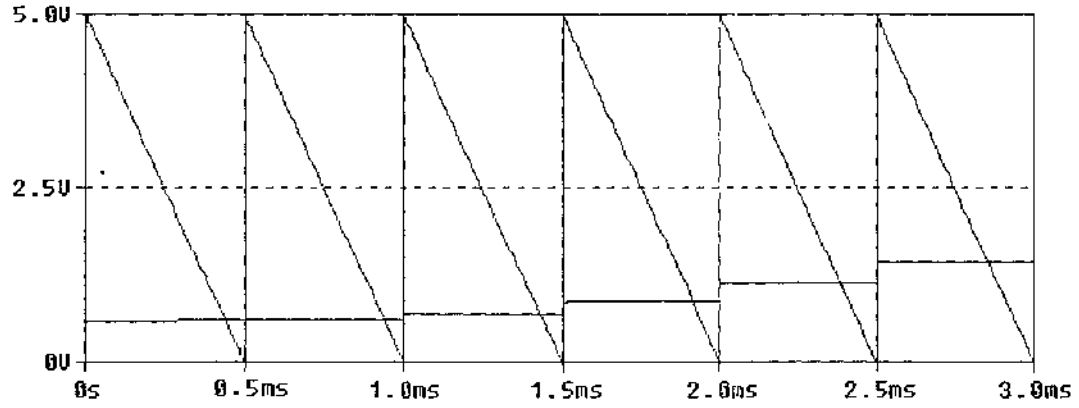
(a)



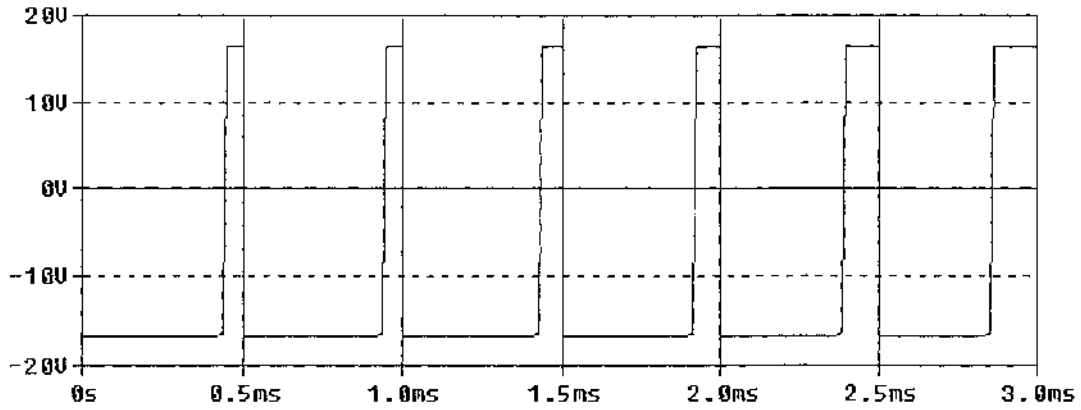
(b)

Şekil 5.7. 60Hz için (a) Örnekleme ve testere dişi işareti. (b) A fazına ait kontrol işareti

112, 152, 202, 172, 182 nolu düğümlere sahip olan op-ampA2'nin 202 nolu çıkış ucunda ise C fazını anahtarlayan çift yönlü anahtarın gate sinyali elde edilmiş olup Şekil 5.8'de gösterilmektedir.



(a)

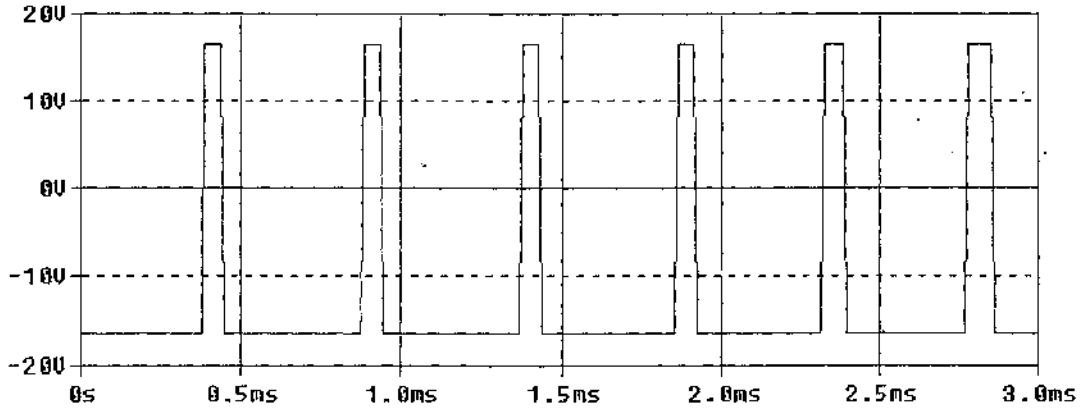


(b)

Şekil 5.8. (a) Örnekleme ve testere dişi işareti, (b) C fazına ait kontrol işareti

Şekil 5.7. ve Şekil 5.8.'de görüldüğü gibi op-ampA1 ve op-ampA2'nin her iki sininde ters çeviren uçlarına testere dişi işaret uygulanmaktadır. Op-ampA2'nin ters çeviren ucuna op-ampA1' in ters çeviren ucuna uygulanan testere dişi işaretin 180 derece faz farklı olarak uygulanmasıyla, op-amp'ların çıkışlarından alınacak olan kontrol sinyallerinin üst üste gelmesi önlenmiş olup, op-ampA1 in çıkışından alınan kontrol işaretinin anahtarlama periyodunun başına ve op-ampA2'nin çıkışından

alınan kontrol işaretinin de anahtarlama periyodunun sonuna yerleştirilmesi sağlanmıştır. Op-ampA1 ve op-ampA2'nin çıkışları bir ters çeviren toplama devresinin girişine bağlanmış, ve bu devrenin çıkışından da B fazını anahtarlayan çift yönlü anahtarın kontrol sinyali elde edilmiş olup Şekil 5.9.'da gösterilmektedir.



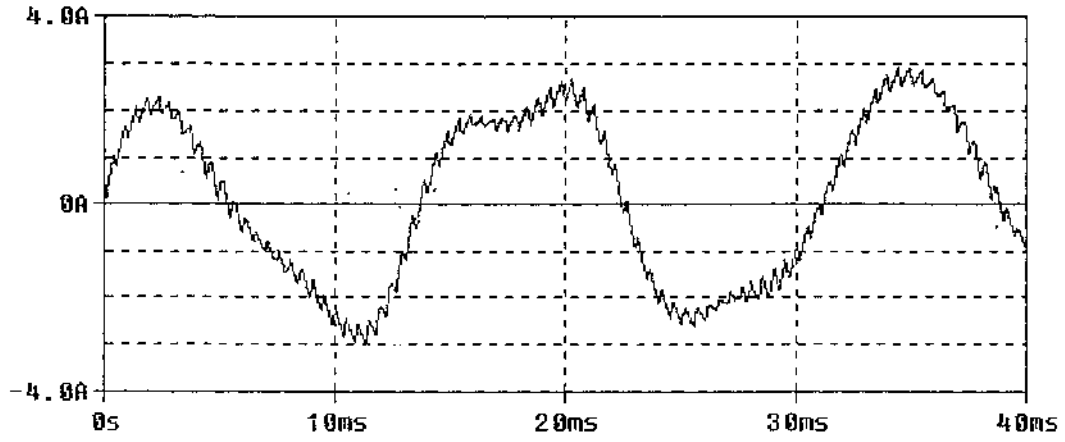
Şekil 5.9. 60Hz için B fazına çift kontrol işareti

Ayrıca bu devre sayesinde A, B, C fazlarını anahtarlayan çift yönlü anahtarların kontrol sinyalinin sıralı bir şekilde ard arda gelmesi sağlanmıştır. CLC449 op-amp'ın Pspice modeli üretici firmadan sağlanan modeldir (CLC449 SpiceMod Library, 1995). CLC449 isimli bir alt devre olarak programa eklenmiştir.

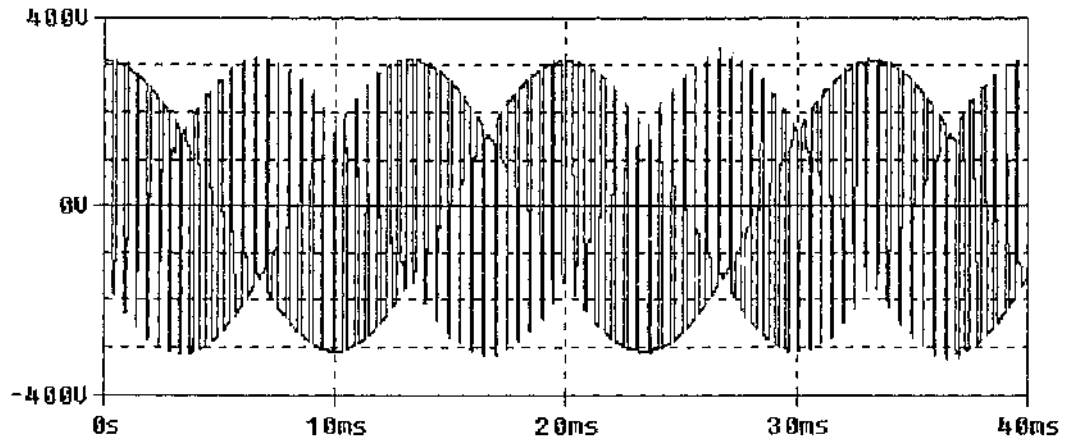
5.4. Simülasyon Sonuçları

Modife edilmiş Venturini algoritması kullanılarak Şekil 5.4. deki kontrol devresinden elde edilen kontrol işaretleri Şekil 4.1.'de verilen Matris çeviricinin güç devresinde bulunan anahtarlama bloklarına uygulanır. Matris çevirici 311V, 50Hz lik 3 fazlı şebekeden beslenmekte ve güç devresinde IRG4BC20UD 600V, 13A, 10-75kHz değerli ve antiparalel diyodlu IGBT ler ve snubber devresinde ise $R=21\Omega$ ve $C=0.022\mu F$ elemanlar kullanılmıştır. Pspice benzetiminde gerilim kazancı $q=0.577$, $f_s=2kHz$ ve $f_o=60Hz$ değerlerinde elde edilen gerilim $R=60\Omega$ ve $L=100mH$ lik yüke,

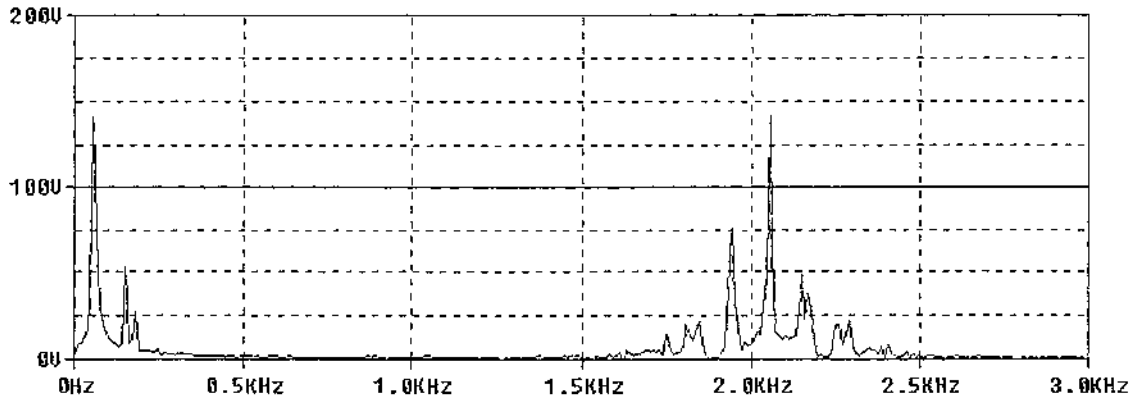
gerilim kazancı $q=0.46$, $f_s=2\text{kHz}$ ve $f_o=40\text{Hz}$ değerlerinde elde edilen gerilim $R=50\Omega$ ve $L=50\text{mH}$ lik yüke uygulanmıştır. Simülasyon sonuçları Şekil 5.10. 5.15 de gösterilmektedir.



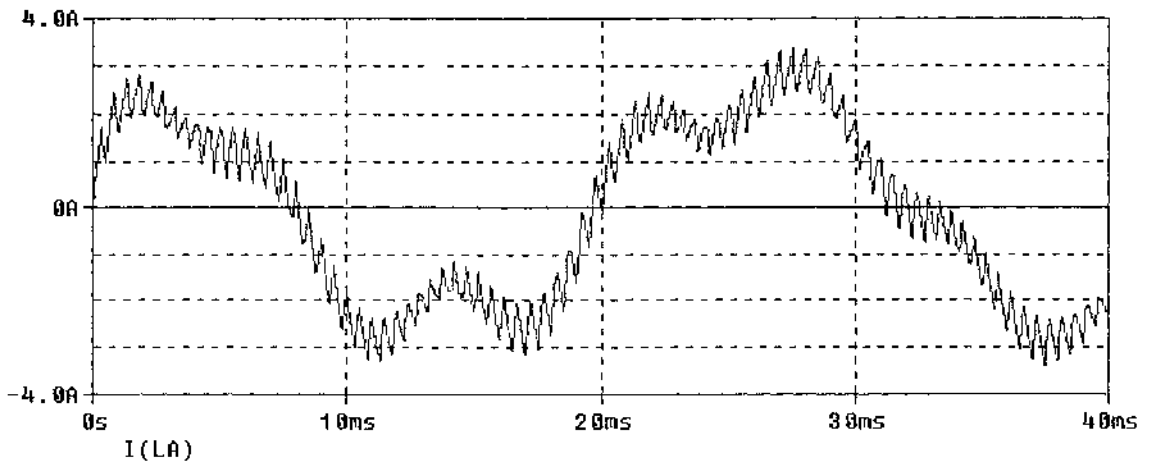
Şekil 5.10. 60Hz V_o RL yük akımı grafiği



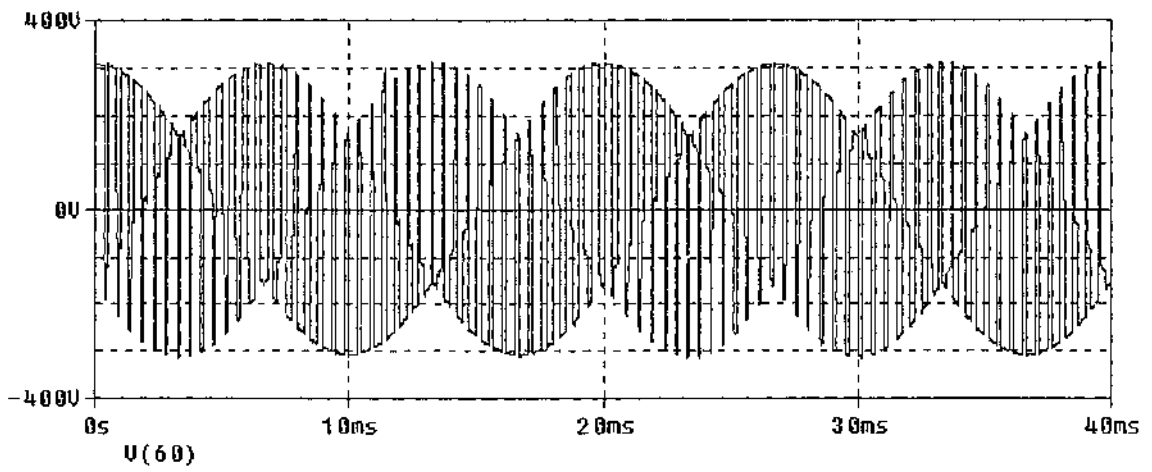
Şekil 5.11. 60Hz V_o RL yük gerilimi grafiği



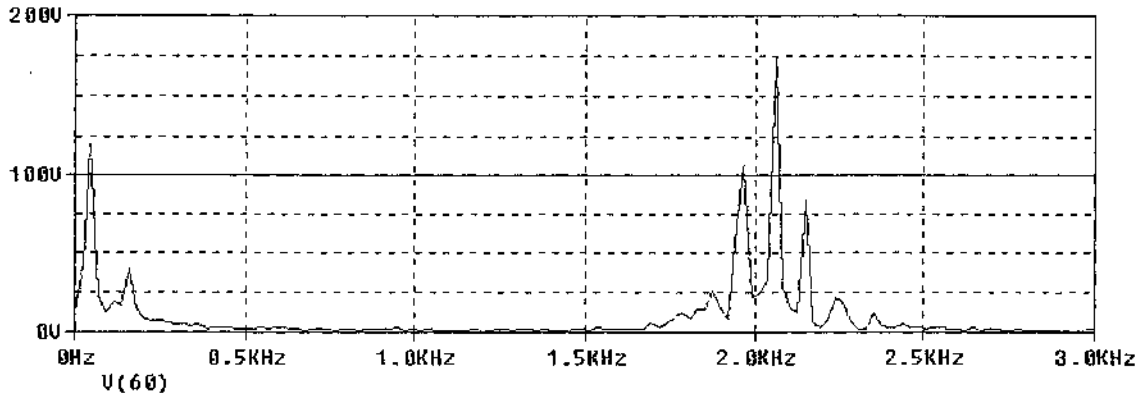
Şekil 5.12. 60Hz V_{oa} RL yüklü harmonik grafiği



Şekil 5.13. 40Hz V_{oa} RL yük akımı grafiği



Şekil 5.14. 40Hz V_{oa} RL yük gerilimi grafiği



Şekil 5.15. 40Hz V_{0a} RL yüklü harmonik grafiği

Excel programından elde edilen matematiksel sonuçlarda V_{0a} grafiğinin harmonikli olduğu görülmüştü. Simülasyon sonucunda Pspice benzetiminden elde edilen grafiklerin Excel programı sonuçlarıyla aynı olduğu, Şekil 5.12. ve Şekil 5.15.'de görüldüğü gibi yük geriliminde üçüncü harmoniklerin bulunduğu belirlenmiştir.

Şekil 5.12., Şekil 5.15. ve denklem (5.4) de görüldüğü gibi çıkış gerilimi üzerinde f_1 ve f_0 frekanslarının 3 katı frekanslı harmonikler mevcuttur.

6. R-L YÜKÜNÜ BESLEYEN ÜÇ FAZ GİRİŞ İKİ FAZ ÇIKIŞLI MATRİS ÇEVİRİCİNİN PSPICE BENZETİMİ

6.1. Giriş

Bölüm 5’de anlatılan gerek Excel gerekse Pspice sonuçlarında modife edilmiş Venturini algoritması kullanılarak tasarlanan tek faz çıkışlı sistemde harmonikler olduğu görülmüştü. Bu harmonikleri elimine edebilmek için üç faz giriş iki faz çıkışlı R-L yüklü Matris çevirici tasarlandı. Tasarlanan devrenin Pspice benzetimi yapıp simülasyonlar sonucunda harmoniklerin elimine olduğu görüldü.

Maksimum çıkış gerilimi elde edebilmek için modife edilmiş Venturini algoritmasının basitleştirilmiş denklemleri olan (2.26) ve (2.27) den ve trigonometrik bağıntılardan yararlanarak denklem (6.1) ve (6.2) elde edilir.

$$\left. \begin{aligned}
 T_{Ab} &= T_s/3 + T_s.q/3. \cos(2\pi.t.(f_o-f_i)+2\pi/3) + T_s.q/3. \cos(2\pi.t.(f_o+f_i)+2\pi/3) \\
 &\quad - T_s.q/18. \cos(2\pi.t.(3f_o-f_i)) - T_s.q/18. \cos(2\pi.t.(3f_o+f_i)) \\
 &\quad + T_s.q.7/36/q_m. \cos(4.f_i.\pi.t) - T_s.q/36/q_m. \cos(8.f_i.\pi.t) \\
 T_{Bb} &= T_s/3 + T_s.q/3. \cos(2\pi.t.(f_o-f_i)) + T_s.q/3. \cos(2\pi.t.(f_o+f_i)+4\pi/3) \\
 &\quad - T_s.q/18. \cos(2\pi.t.(3f_o-f_i)-2\pi/3) - T_s.q/18. \cos(2\pi.t.(3f_o+f_i)+2\pi/3) \\
 &\quad + T_s.q.7/36/q_m. \cos(4.f_i.\pi.t-2\pi/3) - T_s.q/36/q_m. \cos(8.f_i.\pi.t+2\pi/3) \\
 T_{Cb} &= T_s/3 + T_s.q/3. \cos(2\pi.t.(f_o-f_i)-2\pi/3) + T_s.q/3. \cos(2\pi.t.(f_o+f_i)) \\
 &\quad - T_s.q/18. \cos(2\pi.t.(3f_o-f_i)-4\pi/3) - T_s.q/18. \cos(2\pi.t.(3f_o+f_i)+4\pi/3) \\
 &\quad + T_s.q.7/36/q_m. \cos(4.f_i.\pi.t-4\pi/3) - T_s.q/36/q_m. \cos(8.f_i.\pi.t+4\pi/3)
 \end{aligned} \right\} \quad (6.1)$$

$$V_{ob} = V_{im} (q. \cos(f_o.2.\pi.t+2\pi/3) - q/6. \cos(f_o.6.\pi.t) + q/4/q_m. \cos(f_i.6.\pi.t)) \quad (6.2)$$

(6.1) ve (6.2) denklemlerinin Pspice modellerinin kolaylıkla yapılabilmesi için trigonometrik bağıntılardan yararlanarak; denklem (6.1) ve (6.2), denklem (6.3) ve (6.4) de görüldüğü gibi sinüslü ifadelerle dönüştürülmüştür.

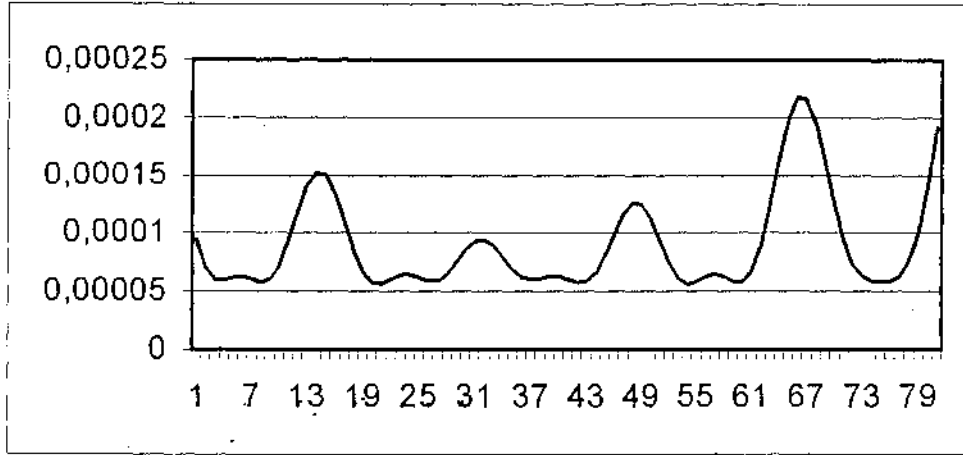
$$\begin{aligned}
T_{Ab} &= T_s/3 + T_s.q/3.\sin(2\pi.t.(f_o-f_i)+7\pi/6) + T_s.q/3.\sin(2\pi.t.(f_o+f_i)+7\pi/6) \\
&\quad + T_s.q/18.\sin(2\pi.t.(3f_o-f_i)+3\pi/2) + T_s.q/18.\sin(2\pi.t.(3f_o+f_i)+3\pi/2) \\
&\quad + T_s.q.7/36/q_m.\sin(4.f_i.\pi.t+\pi/2) + T_s.q/36/q_m.\sin(8.f_i.\pi.t+3\pi/2) \\
\\
T_{Bb} &= T_s/3 + T_s.q/3.\sin(2\pi.t.(f_o-f_i)+\pi/2) + T_s.q/3.\sin(2\pi.t.(f_o+f_i)+11\pi/6) \\
&\quad + T_s.q/18.\sin(2\pi.t.(3f_o-f_i)+5\pi/6) + T_s.q/18.\sin(2\pi.t.(3f_o+f_i)+\pi/6) \\
&\quad + T_s.q.7/36/q_m.\sin(4.f_i.\pi.t+11\pi/6) + T_s.q/36/q_m.\sin(8.f_i.\pi.t+\pi/6) \\
\\
T_{Cb} &= T_s/3 + T_s.q/3.\sin(2\pi.t.(f_o-f_i)+11\pi/6) + T_s.q/3.\sin(2\pi.t.(f_o+f_i)+\pi/2) \\
&\quad + T_s.q/18.\sin(2\pi.t.(3f_o-f_i)+\pi/6) + T_s.q/18.\sin(2\pi.t.(3f_o+f_i)+5\pi/6) \\
&\quad + T_s.q.7/36/q_m.\sin(4.f_i.\pi.t+7\pi/6) + T_s.q/36/q_m.\sin(8.f_i.\pi.t+5\pi/6)
\end{aligned} \tag{6.3}$$

$$V_{ob} = V_{im}(q.\sin(f_o.2\pi.t+7\pi/6) + q/6.\sin(f_o.6.\pi.t+3\pi/2) + q/4/q_m.\sin(f_i.6.\pi.t+\pi/2)) \tag{6.4}$$

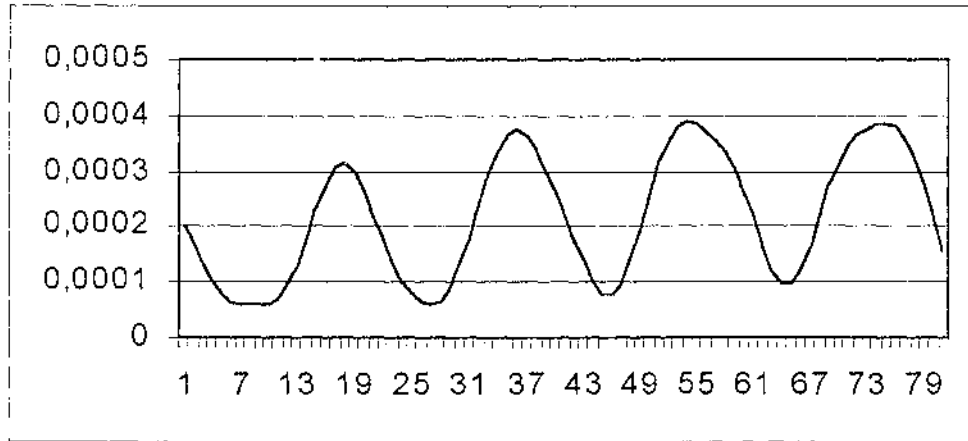
Matris çeviricinin çıkışında fazları arası efektif olarak 220V (maksimum 311V) elde etmek için a ve b çıkış gerilimlerinin maksimum 179V olması gerektiği belirlendi. Bu değeri elde edebilmek için q nun 0.577 olarak seçilmesi gerektiği hesaplandı.

6.2. Anahtarlama Süreleri ve Çıkış Geriliminin Excel Programı İle Elde Edilmesi

Excel programı kullanılıp (6.3) ve (6.4) denkleminde yararlanarak $T_s=500\mu s$, $q_m=0.866$, $q=0.577$ ve 60Hz çıkış frekansı için çift yönlü anahtarların iletimde kalma süreleri ve çıkış gerilimleri hesaplandı. Denklem (6.3) de verilen T_{Ab} ve T_{Cb} formülleri kullanılarak $q=0.577$ ve $f_o=60\text{Hz}$ değerleri için elde edilen grafikler Şekil 6.1. ve Şekil 6.2. de gösterilmektedir.

T_{Ab} 

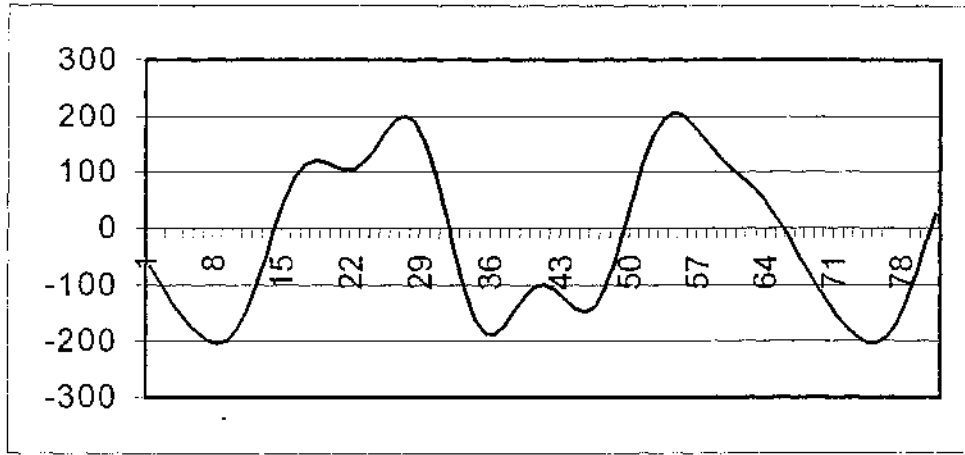
Örnekleme zamanı

Şekil 6.1. Her bir örnekleme zamanında S_{Ab} anahtarının iletimde kalma süre grafiği T_{Cb} 

Örnekleme zamanı

Şekil 6.2. Her bir örnekleme zamanında S_{Cb} anahtarının iletimde kalma süre grafiği

Denklem (6.4) de verilen V_{ob} formülünün Excel programı kullanılarak oluşturulan grafiği Şekil 6.3.'de gösterilmektedir.

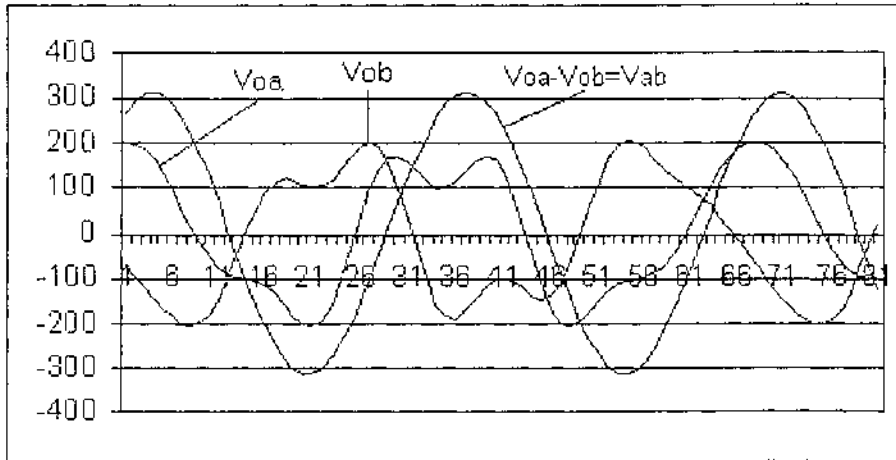


Şekil 6.3. V_{ob} grafiği

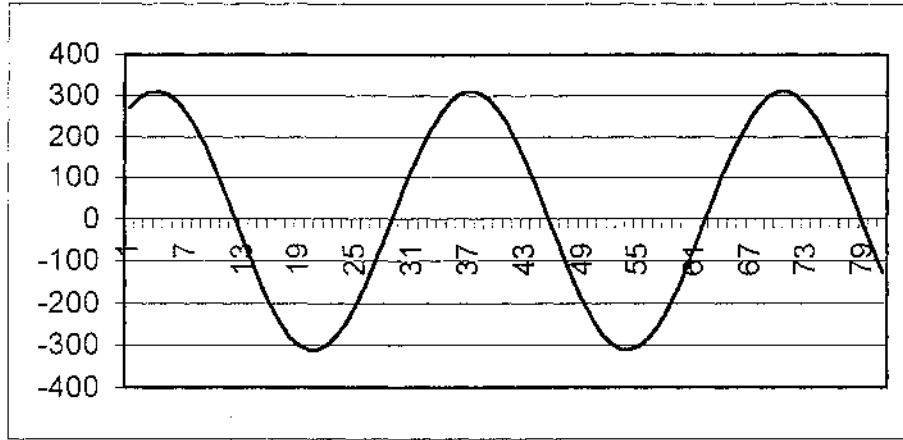
Şekil 6.3. de görüldüğü gibi V_{ob} grafiklerinde harmonikler mevcuttur.

$$V_{oa}-V_{ob}=V_{im} \cdot (q \cdot \sin(f_o \cdot 2\pi \cdot t + \pi/2) + q \cdot \sin(f_o \cdot 2\pi \cdot t + \pi/6)) \quad (6.5)$$

Her bir çıkış faz gerilimlerindeki üçüncü harmonikler aynı fazdan olduklarından birbirlerini yok edeceğinden denklem (6.5) de anlaşıldığı gibi $V_{oa}-V_{ob}$ de harmonikler elimine olmuştur. $V_{oa}-V_{ob}$ formülünün Excel programı kullanılarak oluşturulan $q=0.577$ ve $f_o=60\text{Hz}$ çıkış frekansı için elde edilen grafik Şekil 6.5.'de gösterilmektedir.



Şekil 6.4. V_{oa} , V_{ob} , $(V_{oa}-V_{ob})=V_{ab}$ çıkış grafikleri



Şekil 6.5. $(V_{oa}-V_{ob})=V_{ab}$ çıkış grafiği

6.3. Matris Çeviricinin Pspice Modeli

Excel programında elde edilen sonuçlarda $V_{oa}-V_{ob}$ harmoniksiz sinüs olduğunun ispatlanması üzerine Matris çevirici maksimum çıkış gerilimi elde edebilmek için modife edilmiş Venturini algoritması kullanarak iki çıkış fazı elde edilecek şekilde tasarlanmıştır.

6.3.1. Güç Devresinin Pspice Modeli

RL yüklü üç fazdan iki faza Matris çeviricinin güç devresi, Pspice programında kullanılan düğüm noktaları ve eleman isimleri Şekil 6.6.'da gösterilmektedir.

Şekil 6.6.'da gösterilen devrenin Pspice modelinde bulunan Matris çeviriciyi besleyen 3 fazlı kaynak gerilimleri, Bölüm 4.2.1 de program satırlarının verildiği gibidir. Fark olarak, anahtarlama bloklarının sayıları 3'den 6'ya çıkmış olup bunlar programda $X_1, X_2, \dots, X_6$ olarak adlandırılıp, aşağıdaki gibi kodlandı.

X1 50 60 53 54 SWITCH

X2 51 60 55 56 SWITCH

X3 52 60 57 58 SWITCH

X4 50 62 43 44 SWITCH

X5 51 62 45 46 SWITCH

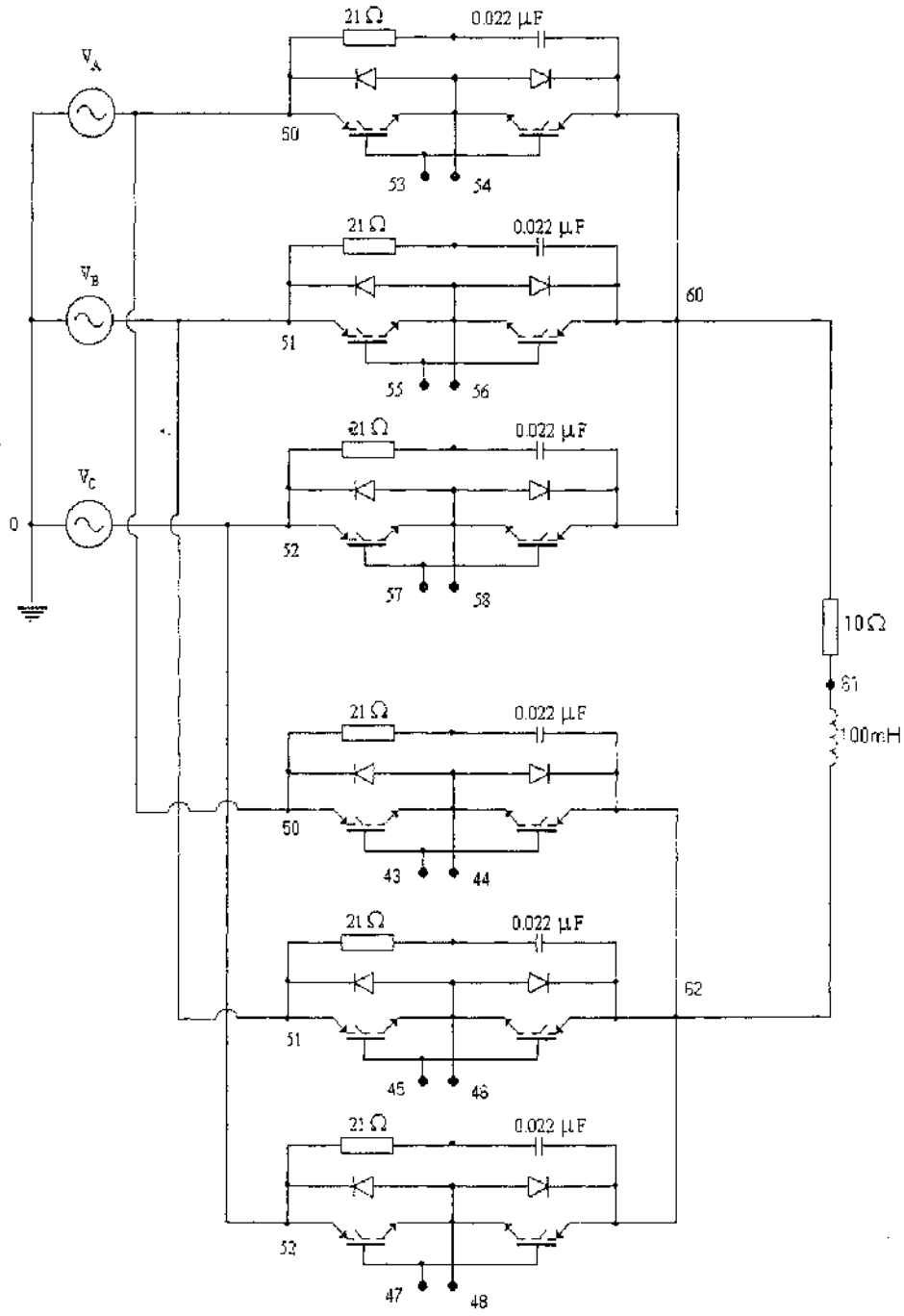
X6 52 62 47 48 SWITCH

Bu satırlarda bulunan SWITCH alt programının snubber devresini de kapsayan bir alt devre olup içeriği Bölüm 4.2.1’de verilmiştir.

RL yükü, Şekil 6.6.’da görüldüğü gibi a fazı çıkışı olan V(60) ile b fazı çıkışı olan V(62) arasına, yani fazlar arasına bağlıdır. Bunun Pspice programındaki kodlama aşağıdaki gibidir.

R_Y 60 61 10

L_Y 61 62 100mH



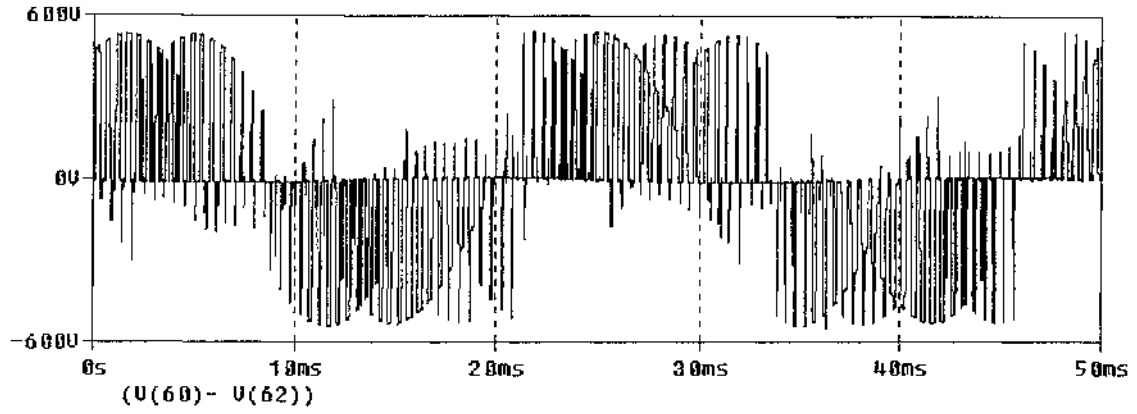
Şekil 6.6. Üç Fazdan İki Faza Matris Çeviricinin Güç Devresi

6.3.2. Kontrol İşaretlerini Üreten Devrenin Pspice Modeli

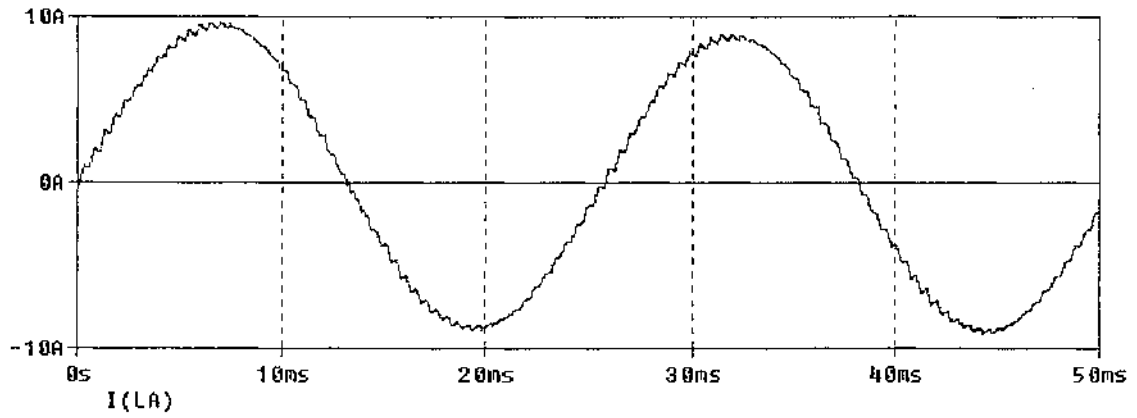
RL yüklü üç fazdan iki faza Matris çeviricinin Şekil 6.6.'da bulunan güç devresinden görüleceği gibi a ve b çıkış fazlarının her biri için 3'er tane olmak üzere toplam 6 tane kontrol işaretine ihtiyaç vardır. Bölüm 5.3'de a çıkış fazının oluşturulmasında kullanılan kontrol işaretlerinin nasıl elde edildiği anlatılmış ve kontrol işaretlerini üreten devrenin şeması Şekil 5.4.'de verilmişti. Şekil 5.4.'de gösterilen V_{oa} için yapılan devre V_{ob} içinde yapılmış ancak buradaki kaynakların parametreleri Ekler'deki tablolardan seçilerek devre oluşturulmuştur. V_{ob} çıkış fazı için oluşturulan devrenin çalışma prensibi V_{oa} için oluşturulan devre ile aynıdır. Bu devrenin çıkışından elde edilen kontrol işaretleri güç devresindeki A, B, C giriş fazını tetikleyen X_4 , X_5 , X_6 anahtarlama bloklarının girişlerine uygulanır.

6.4. Simülasyon Sonuçları

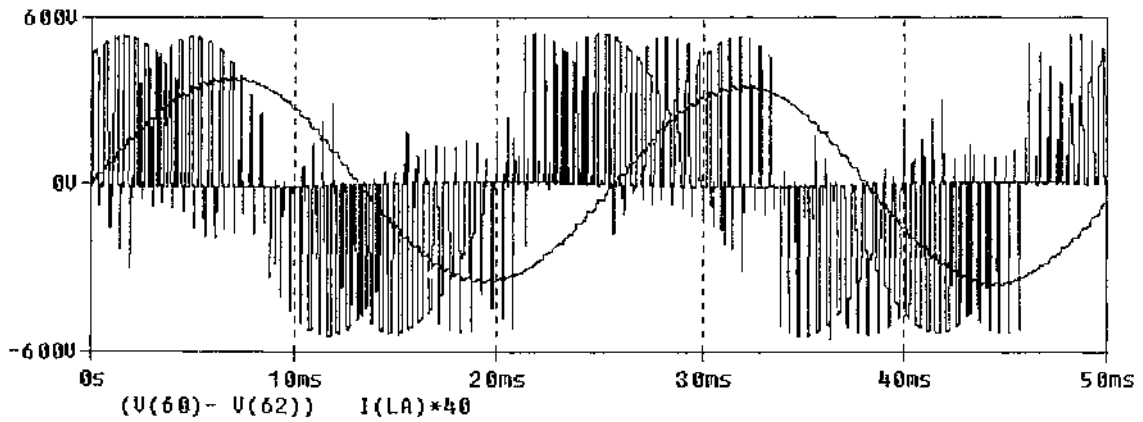
Modife edilmiş Venturini algoritması yararlanarak tasarlanan kontrol devresinden elde edilen kontrol işaretleri Şekil 6.6.'da verilen Matris çeviricinin güç devresinde bulunan anahtarlama bloklarına uygulanır. Matris çevirici, 311V, 50Hz lik 3 fazlı şebekeden beslenmekte ve güç devresinde IRG4BC20UD 600V, 13A, 10-75kHz değerli ve antiparalel diyodlu IGBT ler ve snubber devresinde ise $R=21\Omega$ ve $C=0.022\mu f$ elemanlar kullanılmıştır. Pspice benzetiminde gerilim kazancı $q=0.46$, $f_s=2kHz$ ve $f_o=40Hz$ değerlerinde elde edilen gerilim $R=50\Omega$ ve $L=50mH$ lik yüke, $q=0.577$, $f_s=2kHz$ ve $f_o=60Hz$ değerlerinde elde edilen gerilim $R=10\Omega$ ve $L=100mH$ lik yüke uygulanmıştır. Yapılan Pspice benzetimi sonuçları Şekil 6.7. - 6.14.'de gösterilmektedir. Sonuçlardan görüldüğü gibi üç faz giriş iki faz çıkışlı Matris çeviricinin çıkışında harmoniksiz bir sinüs elde edilmiştir.



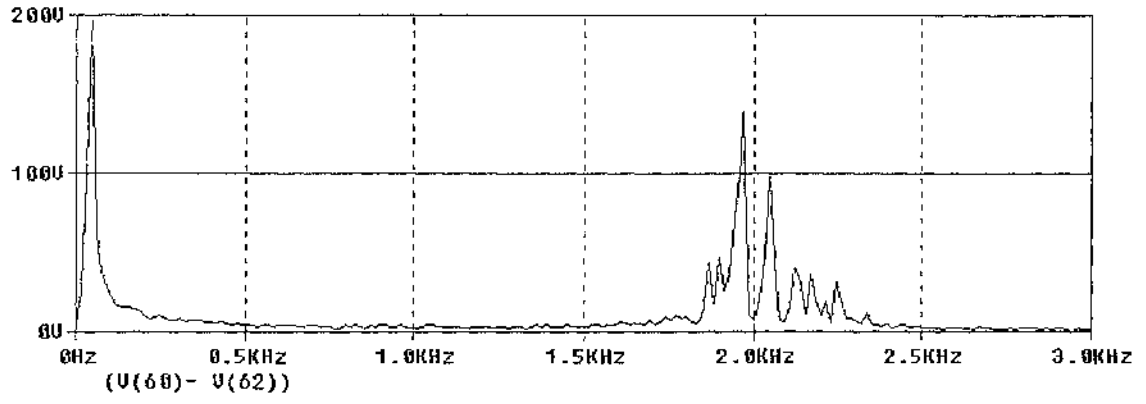
Şekil 6.7. RL yüklü Matris çeviricinin çıkış gerilim grafiği ($f_o=40$ Hz, $f_s=2$ kHz)



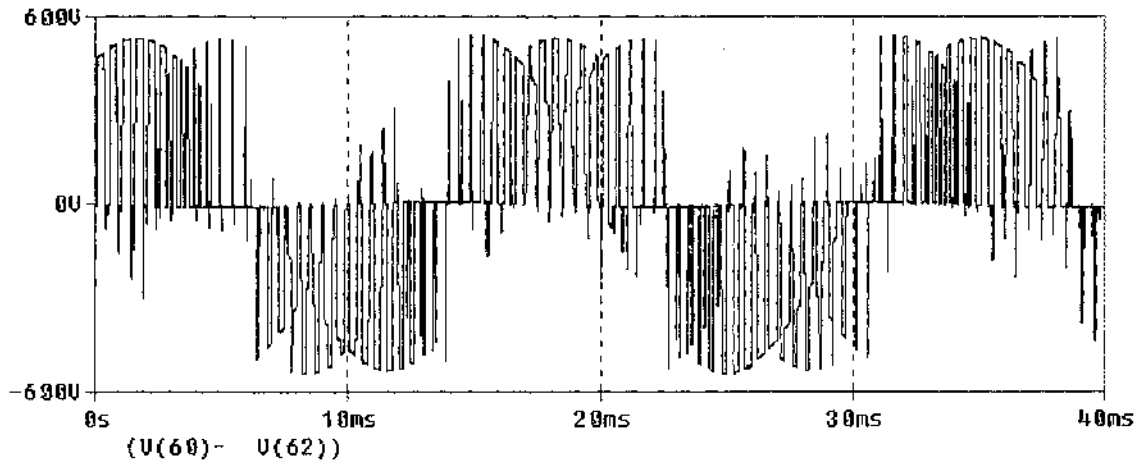
Şekil 6.8. RL yüklü Matris çeviricinin çıkış akım grafiği ($f_o=40$ Hz, $f_s=2$ kHz)



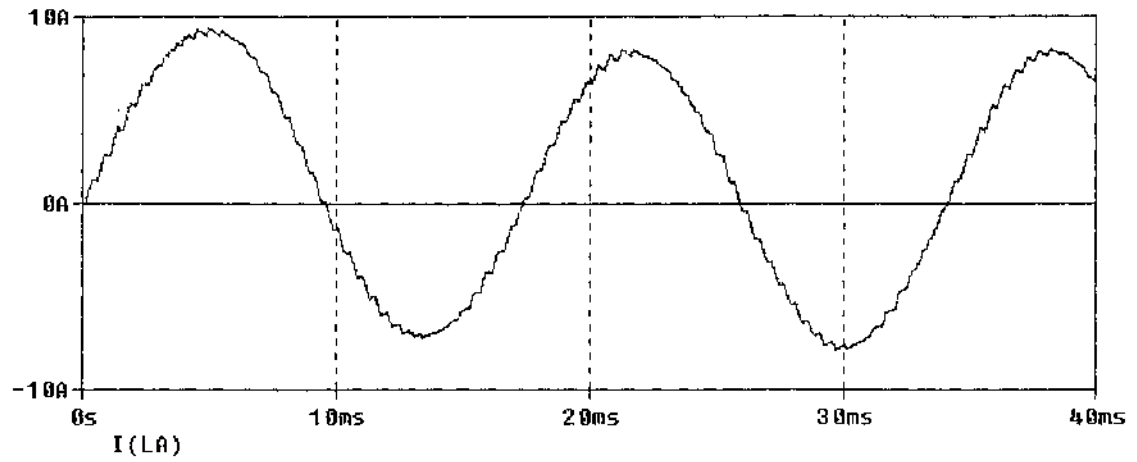
Şekil 6.9. RL yüklü Matris çeviricinin çıkış gerilim ve akım grafiği ($f_o=40$ Hz, $f_s=2$ kHz)



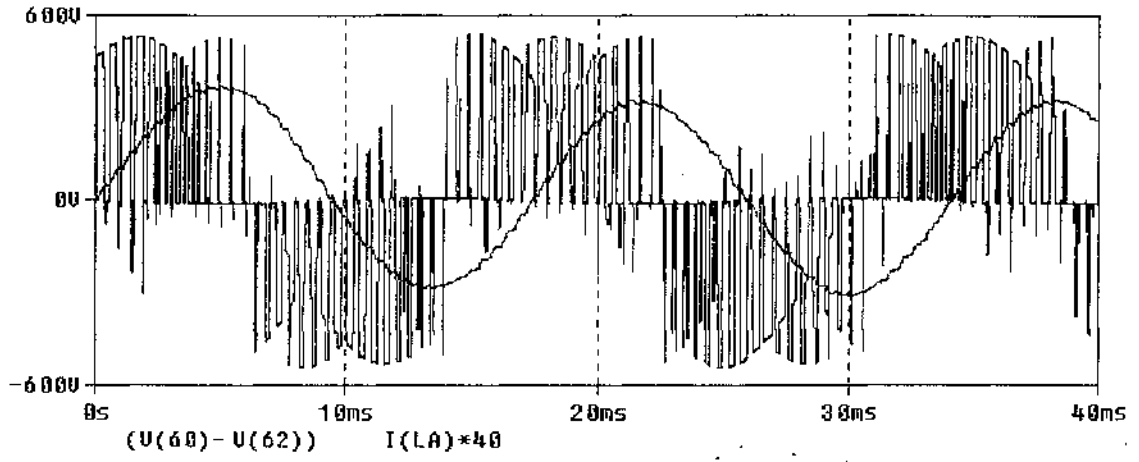
Şekil 6.10: RL yüklü Matris çeviricinin çıkış geriliminin harmonik grafiği ($f_0=40$ Hz, $f_s=2$ kHz)



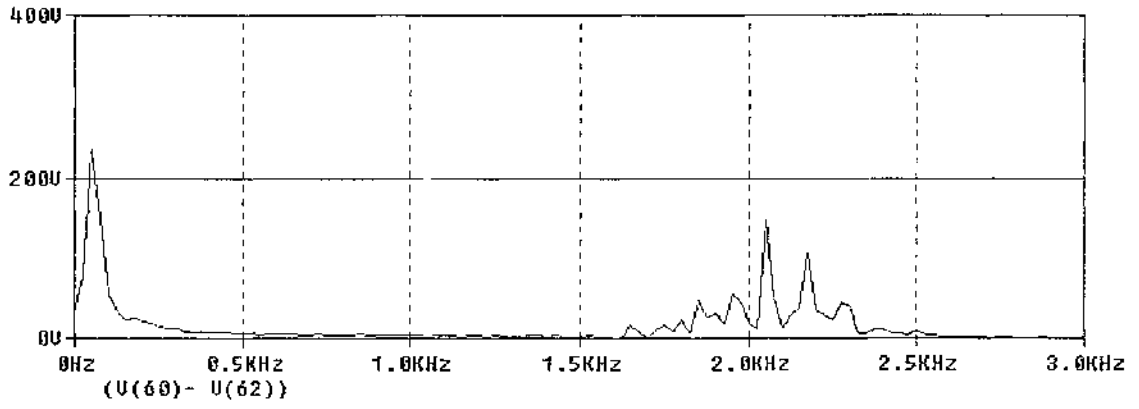
Şekil 6.11: RL yüklü Matris çeviricinin çıkış gerilim grafiği ($f_0=60$ Hz, $f_s=2$ kHz)



Şekil 6.12: RL yüklü Matris çeviricinin çıkış akım grafiği ($f_0=60$ Hz, $f_s=2$ kHz)



Şekil 6.13. RL yüklü Matris çeviricinin çıkış gerilim ve akım grafiği ($f_o=60$ Hz, $f_s=2$ kHz)



Şekil 6.14. RL yüklü Matris çeviricinin çıkış geriliminin harmonik grafiği ($f_o=60$ Hz, $f_s=2$ kHz)

7. ÜÇ FAZ GİRİŞ İKİ FAZ ÇIKIŞLI MATRİS ÇEVİRİCİDEN BESLENEN TEK FAZLI ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜSÜ

7.1. Giriş

Bu bölümde üç fazdan iki faza Matris çeviriciye yük olarak RL yerine tek fazlı asenkron motor bağlanmıştır. Böylece üç fazdan iki faza Matris çevirici ile beslenen tek fazlı asenkron motorun Pspice benzetimi tamamlanmıştır.

Sabit frekans ve gerilimli bir kaynaktan beslenen tek fazlı asenkron motorlar besleme frekansına bağlı olarak sabit devir sayısında işletilirler. Değişken devir sayılarının istendiği uygulamalarda bir fazlı asenkron motorun değişken gerilim ve frekans kaynaklarından beslenmesi gerekmektedir. Değişken gerilim kaynağı elde etmenin bir yolu da bir fazlı asenkron motoru inverter (evirici) yardımıyla beslemektir. Ancak inverterlerin, sistemin üçte birini kaplayan büyük dc kapasitelere ihtiyaç duyulması ve inverter girişinin kontrolü yapılamaksızın çift yönlü güç akışının mümkün olmaması gibi bazı dezavantajları mevcuttur. Matris çeviriciler değişken gerilim ve frekans kaynağı olarak bir fazlı asenkron motorların beslenmesinde kullanılabilir. Matris çeviriciler inverterde söz konusu olan dezavantajları giderdiklerinden dolayı motor kontrol uygulamalarında verimlilikle kullanılabilirler. Bu çalışmada tek fazlı asenkron motorun değişken devir sayılarında işletilebilmesini sağlamak amacıyla, motorun Matris çeviricilerle beslenmesi yoluna gidilmiştir.

Matris çevirici ile beslenen tek fazlı asenkron motorun besleme gerilimi, Matris çeviricinin gerilim kazancı(q) 0 ile 0.866 arasında ayarlanması suretiyle istenilen değere getirilir. Ayrıca tek fazlı asenkron motorun devir sayısı Matris çeviricinin çıkış frekansı ile ayarlanır.

Bu bölümde Matris çeviriciler ile beslenen tek fazlı asenkron motorun benzetim sonuçlarına yer verilmiştir. Tek fazlı asenkron motor değişik frekanslarda Matris çeviriciler tarafından beslenmiş, Pspice programından elde edilmiş benzetim sonuçları verilmiştir.

Yine bu bölümde Matris çeviricilerden beslenen yardımcı sargılı tek fazlı asenkron motorun dinamik durum incelemesi amacıyla, asenkron motorun faz değişkenleriyle bir dinamik davranış modellemesi temel ilkeleriyle birlikte tanıtılmıştır. Bu modele

7.2. Dinamik Davranış Modelleme Yöntemleri

Dinamik davranış modelleri, makinanın davranışının gerçek zamanda hesaplanmasını gaye edinmiştir. Bunun için en çok kullanılan dört modelleme yöntemi vardır (Adkins ve Harley, 1975 : Alexanrovitz ve Katz, 1982 : Hancock, 1989 : Krause, 1987 : Sarıoğlu).

- a) Faz değişkenleri modeli yaklaşımı
- b) d-q eksen yaklaşımı
- c) Uzay vektörü yaklaşımı
- d) Simetrik bileşenler

Yaklaşımlar arasındaki temel fark, seçilen referans eksen takımları ve modeller arası dönüşümlerden türetilen parametre tanıımıdır. Modeller için makinede parametre ölçüm yöntemlerini de yaklaşımlar belirler.

Faz değişkenleri modelinin üstünlüğü makineye ait fiziksel büyüklükleri içermesiyle akım, gerilim ve moment değişimlerinin doğrudan belirlenmesidir. Ayrıca diğer model yaklaşımlarının çözümlerinin her anında veriler ve çıkış sonuçları faz değişkenlerini içermek zorundadır.

7.3. Yardımcı Sargılı Tek Fazlı Asenkron Motorun Matematiksel Modeli

7.3.1. Elektriksel Tanımlamalar

Stator ve rotor için gerilim denklemleri (7.1) de verilmiştir.

$$[V_{s,r}] = [R_{s,r}] [i_{s,r}] + [L_{s,r}] \left[\frac{di_{s,r}}{dt} \right] + \left[\frac{dL_{s,r}}{d\theta} \right] [i_{s,r}] \frac{d\theta}{dt} \quad (7.1)$$

Manyetik akı, akım ile üretilen akı arasındaki bağıntıyı kuran indüktans değerleri ile akımın çarpımından elde edilir. Stator faz sargılarından ana sargısını (a) ile ve yardımcı sargısını da (b) ile tanımlayacağız.

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sa} & 0 & M_{sa,ra} & M_{sa,rb} \\ 0 & L_{sb} & M_{sb,ra} & M_{sb,rb} \\ M_{ra,sa} & M_{ra,sb} & L_{ra} & 0 \\ M_{rb,sa} & M_{rb,sb} & 0 & L_{rb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \end{bmatrix} \quad (7.2)$$

Statordaki ana ve yardımcı sargı fazları ile rotor fazı arasındaki ortak indüktanslar ise rotorun dönme açısıyla değişir. Bu indüktansların maksimum değerleri $M_{s,r}$ şeklinde gösterilir. Dönme açısı “ θ ” ile gösterilirse, elektriksel açı olarak “ $p\theta$ ” olur. Burada “ p ” çift kutup sayısıdır. (7.3)’deki ifadelerde $p=1$ alınmıştır.

$$M_{sa,ra} = M_a \cdot \cos \theta \quad M_{sa,rb} = M_a \cdot \cos \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) \quad (7.3)$$

$$M_{sb,ra} = M_b \cdot \cos \left(\theta - \frac{\pi}{2} \right) \quad M_{sb,rb} = M_b \cdot \cos \theta$$

M_a : Ana sargı ile rotor arasındaki ortak endüktans

M_b : Yardımcı sargı ile rotor arasındaki ortak endüktans

Stator ile rotor arasındaki ortak indüktans ifadeleri rotorun konum açısına bağlı olarak değiştiğinden zamana göre türevinden dolayı rotor konum açısının türevi gerilim ifadesine girer. Konum açısının türevi rotorun açısal hızını verir.

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (7.4)$$

Denklem 7.3’deki değerleri denklem 7.2’de yerine yazdığımızda denklem 7.5 oluşur.

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sa} & 0 & M_a \cos \theta & M_a \cos \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) \\ 0 & L_{sb} & M_b \cos \left(\theta - \frac{\pi}{2} \right) & M_b \cos \theta \\ M_a \cos \theta & M_b \cos \left(\theta - \frac{\pi}{2} \right) & L_{ra} & 0 \\ M_a \cos \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) & M_b \cos \theta & 0 & L_{rb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

İndüktans matrisinin türev denklemi şöyle yazılabilir.

$$\left[\frac{dL_{s,r}}{d\theta} \right] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -M_a \sin \theta & -M_a \cos \theta \\ 0 & 0 & M_b \cos \theta & -M_b \sin \theta \\ -M_a \sin \theta & M_b \cos \theta & 0 & 0 \\ -M_a \cos \theta & -M_b \sin \theta & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

denklem 7.1 den yararlanarak,

$$\begin{aligned} V_{sa} &= R_{sa} \cdot i_{sa} + L_{sa} \cdot \frac{di_{sa}}{dt} + M_a \cos \theta \cdot \frac{di_{ra}}{dt} - M_a \sin \theta \cdot \frac{di_{rb}}{dt} - M_a \sin \theta \cdot i_{ra} \cdot \dot{\theta} - M_a \cos \theta \cdot i_{rb} \cdot \omega \\ V_{sb} &= R_{sb} \cdot i_{sb} + L_{sb} \cdot \frac{di_{sb}}{dt} + M_b \sin \theta \cdot \frac{di_{ra}}{dt} + M_b \cos \theta \cdot \frac{di_{rb}}{dt} + M_b \cos \theta \cdot i_{ra} \cdot \omega - M_b \sin \theta \cdot i_{rb} \cdot \omega \\ V_{ra} &= R_{ra} \cdot i_{ra} + L_{ra} \cdot \frac{di_{ra}}{dt} + M_a \cos \theta \cdot \frac{di_{sa}}{dt} + M_b \sin \theta \cdot \frac{di_{sb}}{dt} - M_a \sin \theta \cdot i_{sa} \cdot \omega + M_b \cos \theta \cdot i_{sb} \cdot \omega \\ V_{rb} &= R_{rb} \cdot i_{rb} + L_{rb} \cdot \frac{di_{rb}}{dt} - M_a \sin \theta \cdot \frac{di_{sa}}{dt} + M_b \cos \theta \cdot \frac{di_{sb}}{dt} - M_a \cos \theta \cdot i_{sa} \cdot \omega - M_b \sin \theta \cdot i_{sb} \cdot \omega \end{aligned} \quad (7.7)$$

elde edilir.

7.3.2. Elektromekanik Tanımlamalar

İndüklenen moment için aşağıdaki ifadeler yazılır:

$$T_e = -\frac{p}{2} [i_{s,r}]^t \cdot \left[\frac{\partial L_{s,r}}{\partial \theta} \right] \cdot [i_{s,r}] \quad (7.8)$$

İndüktans matrisinin türevi (7.8) de yerine yazıp gerekli sadeleştirmeler yapılırsa, (7.9) denklemi elde edilir.

$$T_e = p[(\dot{I}_{ra} \dot{I}_{sa} M_a + \dot{I}_{rb} \dot{I}_{sb} M_b) \sin \theta] + [(\dot{I}_{rb} \dot{I}_{sa} M_a - \dot{I}_{ra} \dot{I}_{sb} M_b) \cos \theta] \quad (7.9)$$

7.3.3. Mekanik Tanımlamalar

Motora ait hareket denklemi aşağıdaki gibidir.

$$(T_e - T_L) = J \frac{d\omega}{dt} \quad (7.10)$$

Bu denklemde açısal hızı çekersek (7.11) elde edilir.

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_L) \quad (7.11)$$

7.4. Tek Fazlı Asenkron Motorun Pspice Benzetimi

Pspice ve benzeri devre çözüm programları, zaman domeninde elektriksel devrelerin geçici rejim çözümü gibi incelemeleri yaparak tasarım için yol gösterici sonuçlar sunarlar (Rashid, 1993). Bu bölümde parametreleri Ek-9'da verilen tek fazlı yardımcı sargılı asenkron motorun doğrudan faz modelinin tam eşdeğer devresi ve denklemleri kullanılarak bir benzetimi tanıtılmıştır. Pspice analog devre çözüm programına dayanan bu model ile motorun sargıları arasındaki gerçek fiziksel bağıntıların incelenmesi, kontrol tekniklerinin daha kolay uygulanması ve güç elektroniği devrelerinin daha doğru incelenebilmesi sağlanır.

(7.1) denkleminde verilen motora ait toplam gerilim ifadesinin açılmasıyla matrisin içeriği ortak indüktans parametrelerinin yer aldığı çarpım terimleri, indislerin gerilim ifadelerini verir. Açık yazılmış (7.7) gerilim denkleminde iki tür indüklenen gerilim bulunur. Bunlardan akımın türevine bağlı olanlarına transformatör gerilimleri, hıza (ω) bağlı olanlarına ise hareket denklemleri denir. (7.7) denkleminde yararlanılarak oluşturulan yardımcı sargılı tek fazlı asenkron motorun tam eşdeğer devresi Şekil 7.2. de gösterilmektedir. Burada VSS giriş gerilimi olup stator için kaynak gerilimidir. İndüklenen gerilimler ise, hareket ve transformatör gerilimleri olarak iki bağımlı gerilim kaynağıdır. Yardımcı sargıdaki anahtar ise motorun merkezkaç anahtarına karşılık gelir.

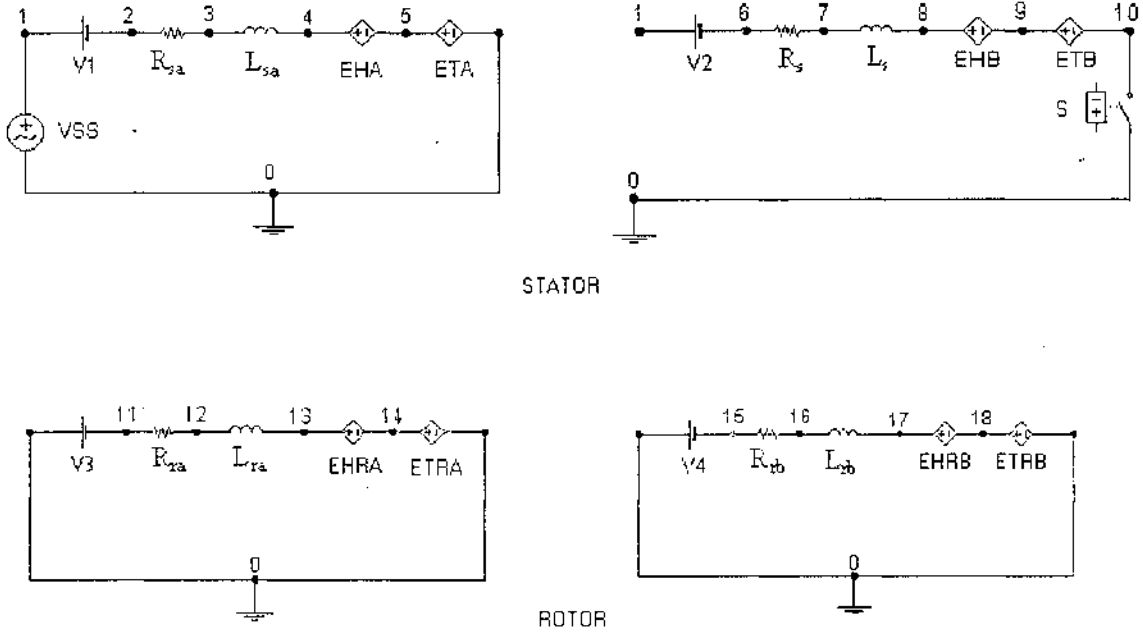
Aşağıdaki şekilde tanımlanan transformatör ve hız gerilimlerinin açık hali şöyledir:

EHA : Ana sargıda indüklenen hareket gerilimi.

EHB : Yardımcı sargıda indüklenen hareket gerilimi.

EHRA : Rotor birinci faz sargısında indüklenen hareket gerilimi.

- EHRB : Rotor ikinci faz sargısında indüklenen hareket gerilimi.
 ETA : Ana sargıda indüklenen transformatör gerilimi.
 ETB : Yardımcı sargıda indüklenen transformatör gerilimi.
 ETRA : Rotor birinci faz sargısında indüklenen transformatör gerilimi.
 ETRB : Rotor ikinci faz sargısında indüklenen transformatör gerilimi.



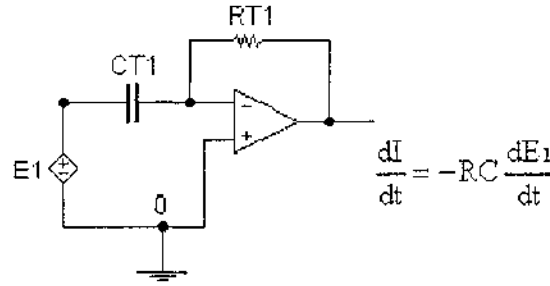
Şekil 7.2. Yardımcı Sargılı Tek Fazlı Asenkron Motorun Direkt Faz Tam Eşdeğeri

$$\begin{aligned}
 EHA &= -M_a \omega [i_{ra} \sin \theta + i_{rb} \cos \theta] & ETA &= M_a \left[\frac{di_{ra}}{dt} \cos \theta - \frac{di_{rb}}{dt} \sin \theta \right] \\
 EHB &= M_b \omega [i_{ra} \cos \theta - i_{rb} \sin \theta] & ETB &= M_b \left[\frac{di_{ra}}{dt} \sin \theta + \frac{di_{rb}}{dt} \cos \theta \right] \\
 EHRA &= -\omega [M_a i_{sa} \sin \theta - M_b i_{sb} \cos \theta] & ETRA &= M_a \frac{di_{sa}}{dt} \cos \theta + M_b \frac{di_{sb}}{dt} \sin \theta \\
 EHRB &= -\omega [M_a i_{sa} \cos \theta + M_b i_{sb} \sin \theta] & ETRB &= -M_a \frac{di_{sa}}{dt} \sin \theta + M_b \frac{di_{sb}}{dt} \cos \theta
 \end{aligned} \tag{7.12}$$

Bu bölümün ilk kısmında verilen motorun matematiksel modelini benzetimini yapmak için aşağıdaki devreler kurulmuştur.

(7.7) denkleminde verilen gerilim ifadelerinin, akımlarının türevlerini içeren kısmına transformatör gerilimleri, hız ifadelerini içeren kısmına da pratik hareket gerilimleri denilmiştir. Bu indüklenen gerilimler bağımlı gerilim kaynakları ile gösterilmiş ve açık ifadeleri (7.12) de verilmiştir.

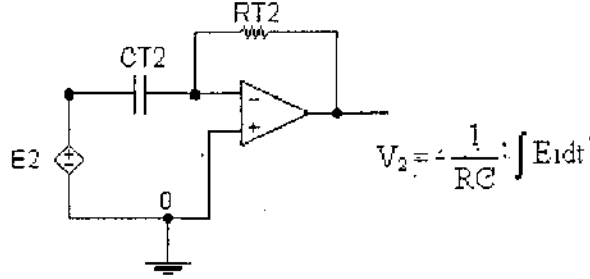
Benzetim içeriğinde akımların türevlerini hesaplamak için ilave devreler kurulmuştur. Motora ait dört adet akımın ani türev değerlerini bulmak için birer türev devresi kullanılır (Şekil 7.3.). Bu devrelerde R ve C değerleri sonucu etkilememesi için 1 alınır. Türev devresi, girişine gelen gerilimin türevini alarak RC çarpanı ile çarpıp, faz çevirici özelliği ile işaretini değiştirerek çıkışa verir. Türev devresinin girişindeki bağımlı gerilim kaynağının değeri stator ve rotor faz akımlarının değerleri olarak seçilirse, dört türev devresi ile değişken faz akımlarının gerçek zamandaki türevleri hesaplanır.



Şekil 7.3. Türev Alıcı Devre

(7.11) denkleminde hızın integral yoluyla bulunması gerektiği görülür. Hızın bulunması ile (7.4) denkleminde göre dönme açısı (θ) bulabilmek için bir başka integral devresi kullanılır (Şekil 7.4.). Burada da R ve C değerleri 1 alınır. İntegral sonucunda açısal hız hesaplanınca, $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ denklemi gereğince, açısal hızın integrali alınarak dönme açısı bulunur. İntegral devresi, girişine gelen gerilimin integralini alarak, $\frac{1}{RC}$ çarpanı ile çarpıp, faz çevirici özelliği ile işaretini değiştirerek çıkış gerilimini verir.

İntegral devresinin girişindeki bağımlı kaynağın değeri, $\frac{d\omega}{dt}$ 'ye eşit alınırsa, çıkış gerilimi olarak işaret değişikliği ile açısal hız ω bulunur.



Şekil 7.4. İntegral Devresi

Benzer şekilde $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ denklemine göre, açısal hızın integrali ile de dönme açısı θ bulunur. θ 'nın bulunması indüklenen gerilim ve moment değerlerinin hesaplanabilmesini sağlar. Böylece tüm sistemin benzetimi sonuçlandırılmış olur.

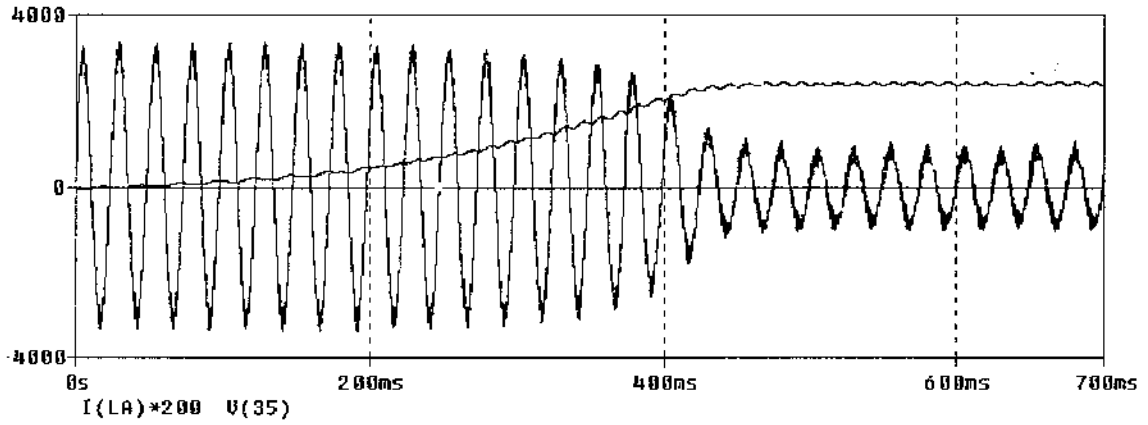
7.5. Simülasyon Sonuçları

Tek fazlı asenkron motorun devir sayısı, Matris çeviricinin çıkış geriliminin seçilen çeşitli frekansları için simülasyon yapılarak sonuçları grafiklerle gösterilmiştir.

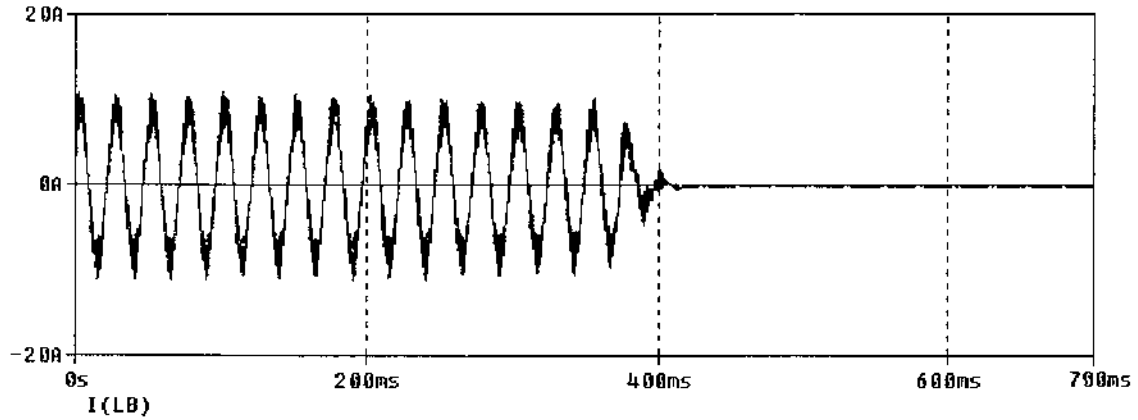
Matris çeviricinin çıkış geriliminin frekansının ayarlanabilmesi için denklem (5.3) de verilen T_{Aa} ve T_{Ca} ve denklem (6.3) de verilen T_{Ab} ve T_{Cb} formüllerinde f_0 ve q değerleri yerine konularak seçilen gerilim oranı ve çıkış frekanslarına göre örnekleme gerilimleri elde edilir. Örnekleme gerilimlerinin elde edilmesinde kolaylık sağlaması açısından çeşitli frekanslar ve q değerleri için denklem (5.3) ve denklem (6.3) den yararlanılarak, Ek-1 - Ek-8 hazırlanmıştır. İstenilen gerilim oranı ve frekansındaki gerilim parametreleri bu tablolardan alınarak Pspice programında yerine yazılır. Örnekleme gerilimlerinden elde edilen kontrol işaretleri güç devreleri anahtarlama

bloklarının girişlerine bağlanarak, güç devreleri çıkışlarında seçilen frekansta iki fazlı gerilim elde edilir. Bu gerilimler motorun besleme uçlarına bağlanarak motorun seçilen değerlerde çalışması sağlanır.

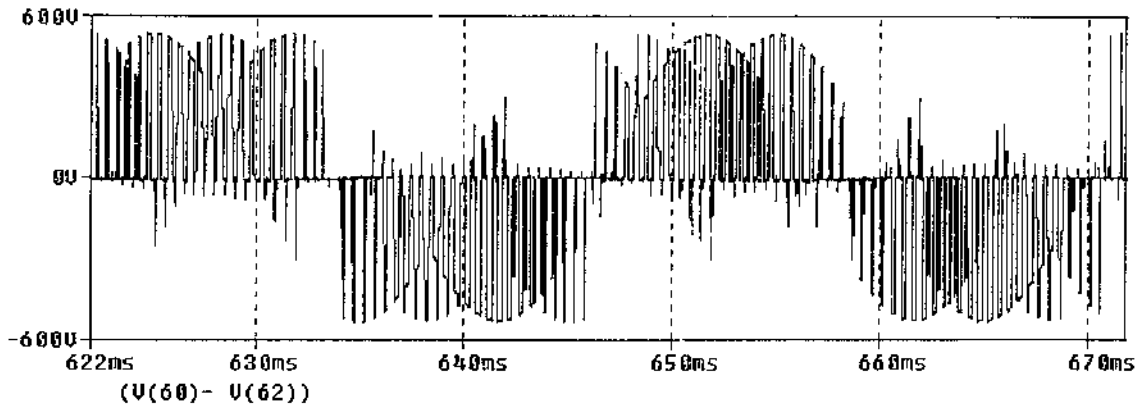
Bu tezde v/f oranı sabit tutularak 40Hz ve 50Hz çıkış frekanslarında ve v/f oranı düşürülerek 60Hz ve 80Hz çıkış frekanslarında elde edilen gerilimler motora uygulanmıştır. Yapılan simülasyon sonuçları (Şekil 7.5.- 7.30.)'da verilmiştir.



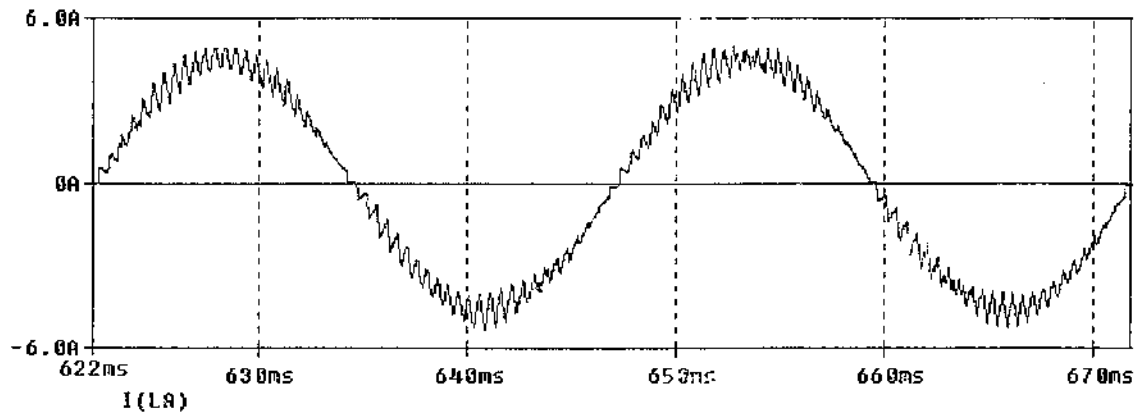
Şekil 7.5. Motorun ana sargı akımı ve hız grafikleri ($f_o=40\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



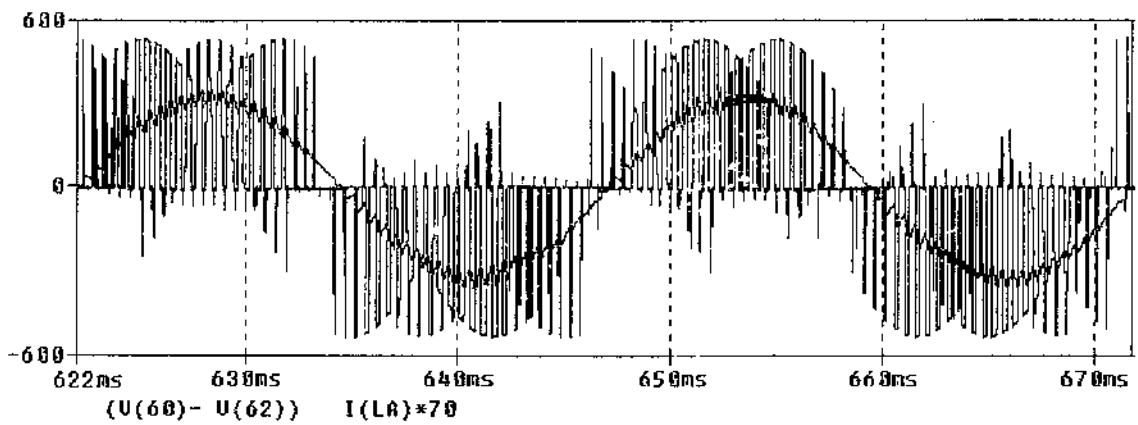
Şekil 7.6. Motorun yardımcı sargı akım grafiği ($f_o=40\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



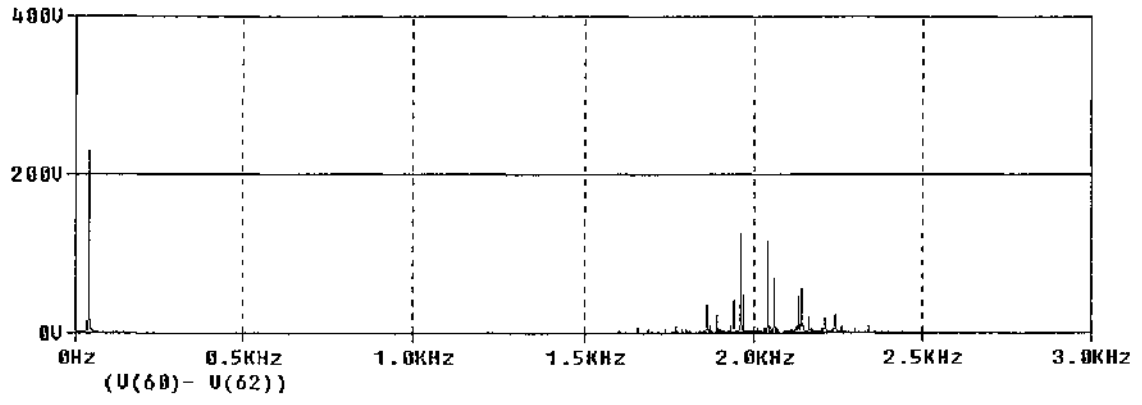
Şekil 7.7. Motorun sürekli rejimde gerilim grafiği ($f_o=40\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



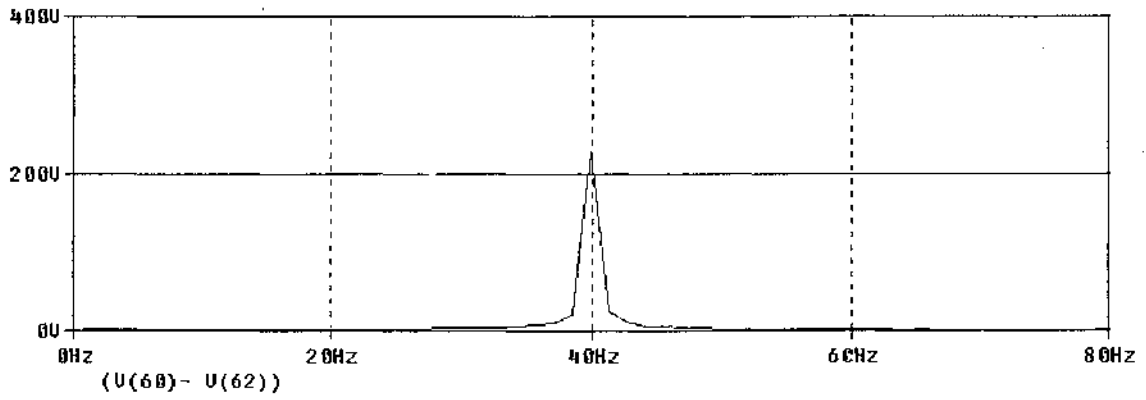
Şekil 7.8. Motorun sürekli rejimde ana sargı akım grafiği ($f_o=40\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



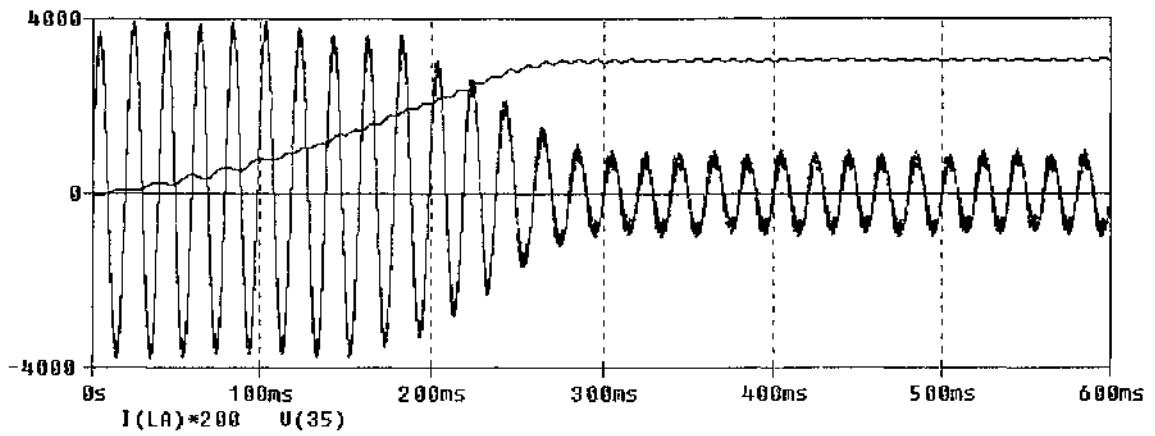
Şekil 7.9. Motorun sürekli rejimde gerilim ve akım grafikleri ($f_o=40\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



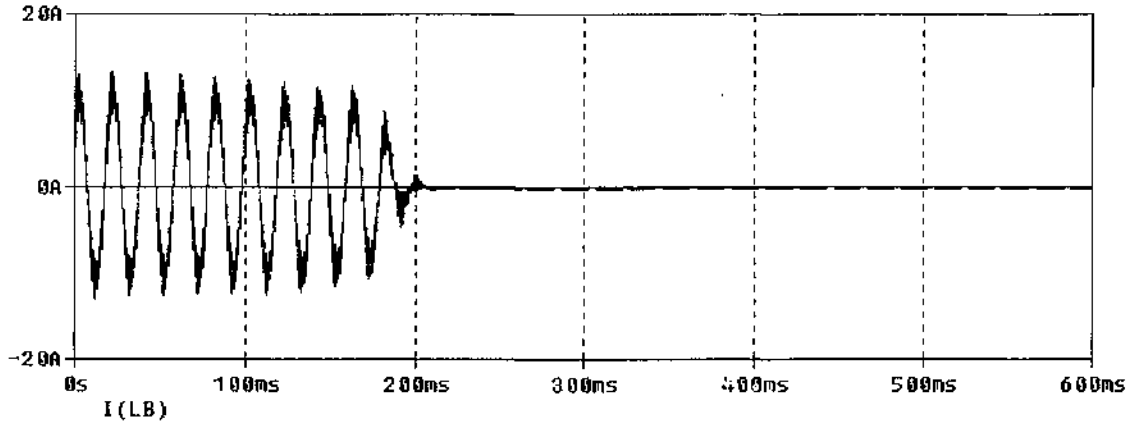
Şekil 7.10. Motor geriliminin harmonik grafiği ($f_o=40\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



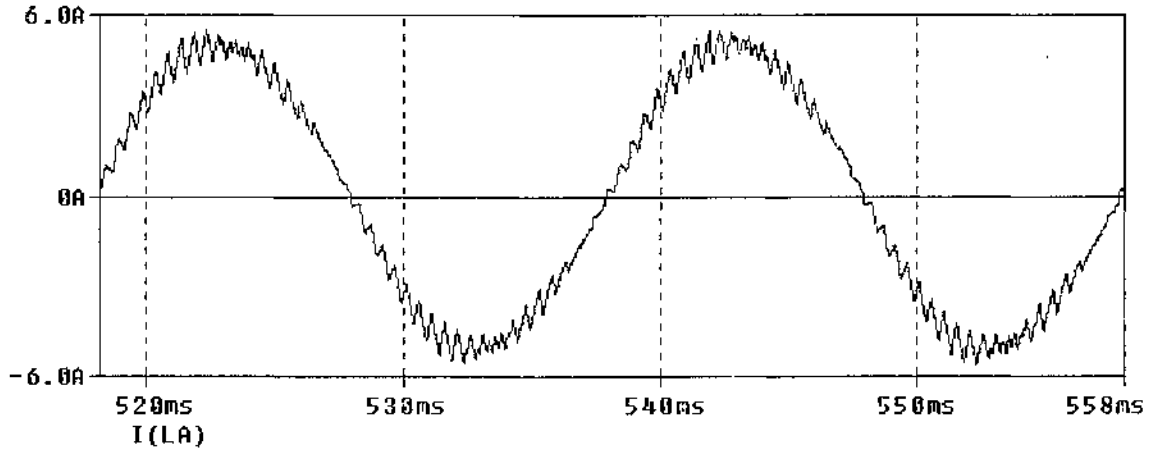
Şekil 7.11. Motor geriliminin harmonik grafiği ($f_o=40\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



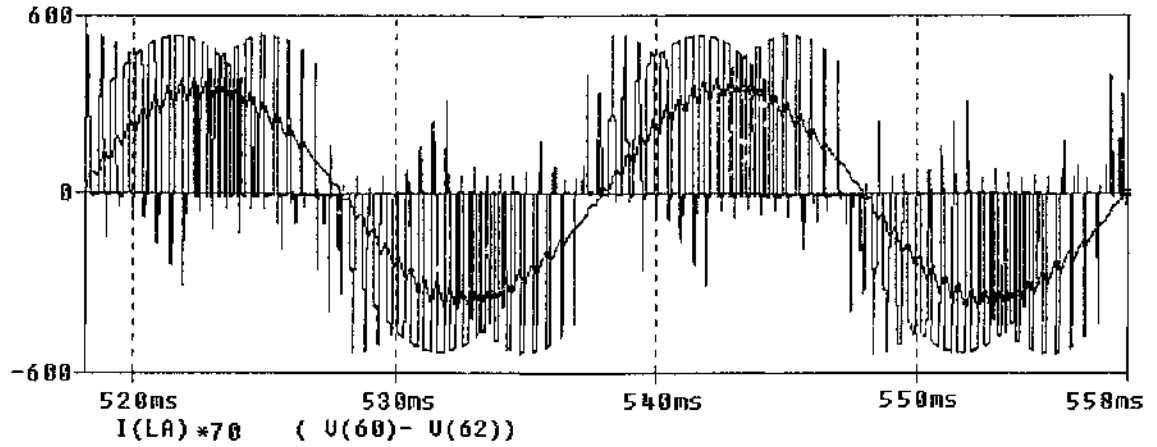
Şekil 7.12. Motorun ana sargı akım ve hız grafikleri ($f_o=50\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



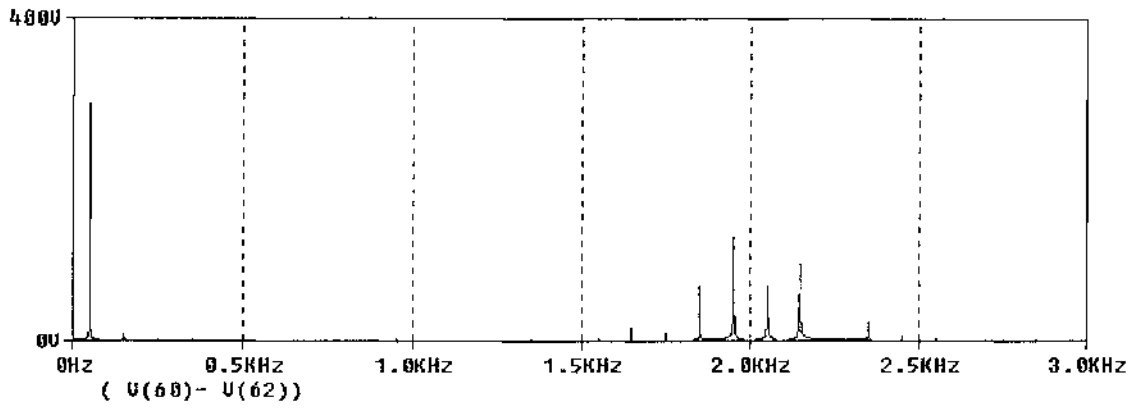
Şekil 7.13. Motorun yardımcı sargı akım grafiği ($f_o=50\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



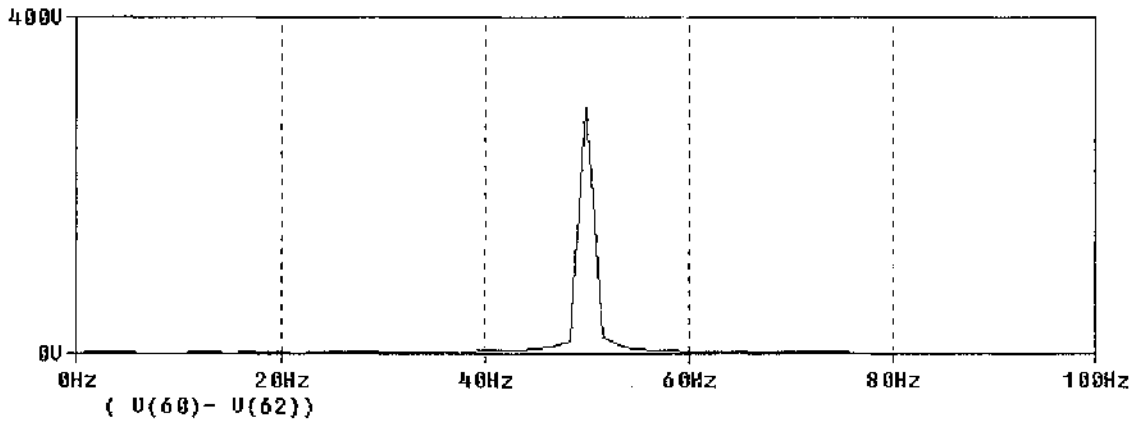
Şekil 7.14. Motorun sürekli rejimde ana sargı akım grafiği ($f_o=50\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



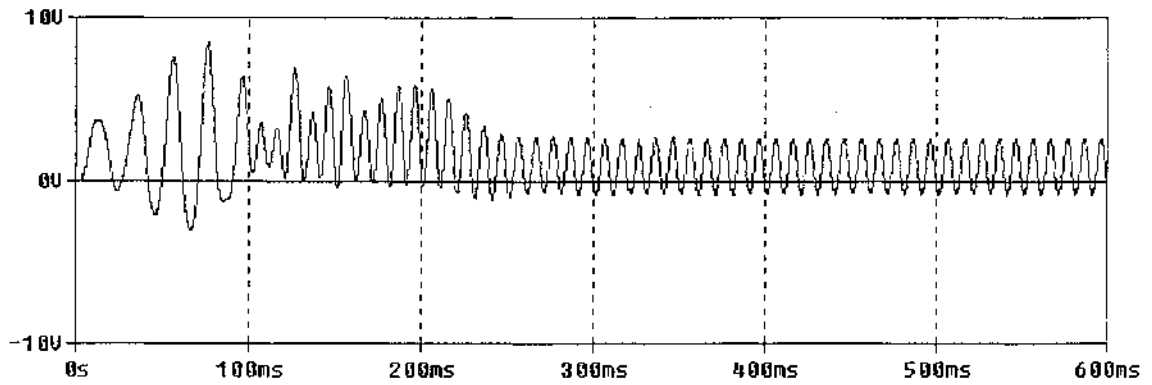
Şekil 7.15. Motorun sürekli rejimde gerilim ve ana sargı akım grafikleri ($f_o=50\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



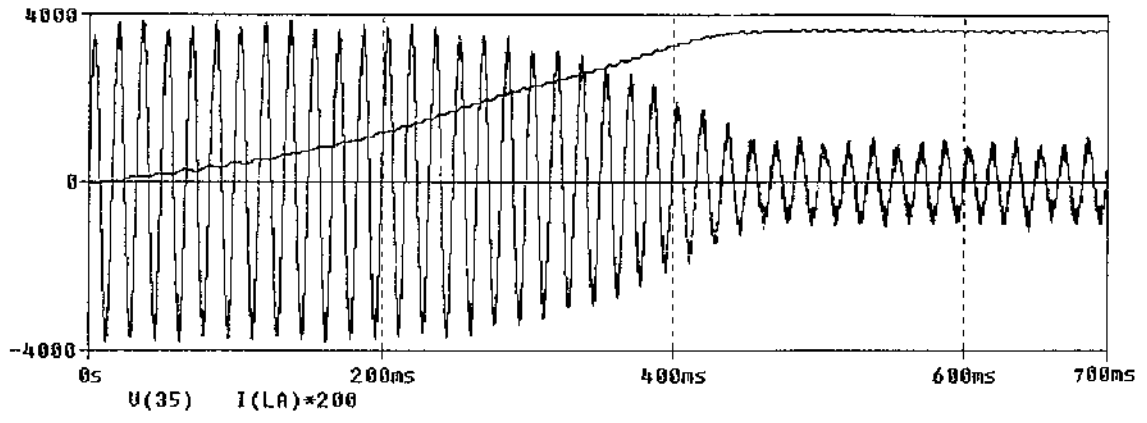
Şekil 7.16. Motor geriliminin harmonik grafiği ($f_0=50\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



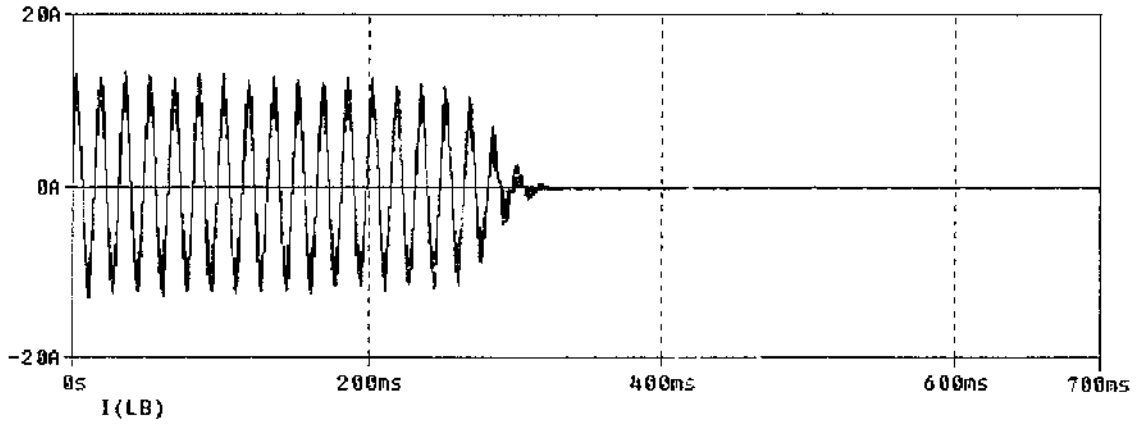
Şekil 7.17. Motor geriliminin harmonik grafiği ($f_0=50\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



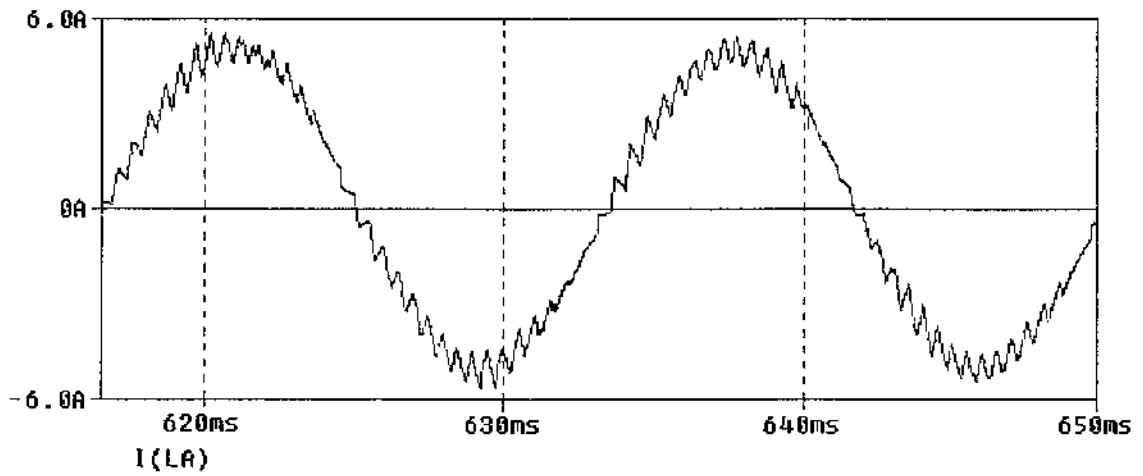
Şekil 7.18. Motorun moment grafiği ($f_0=50\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



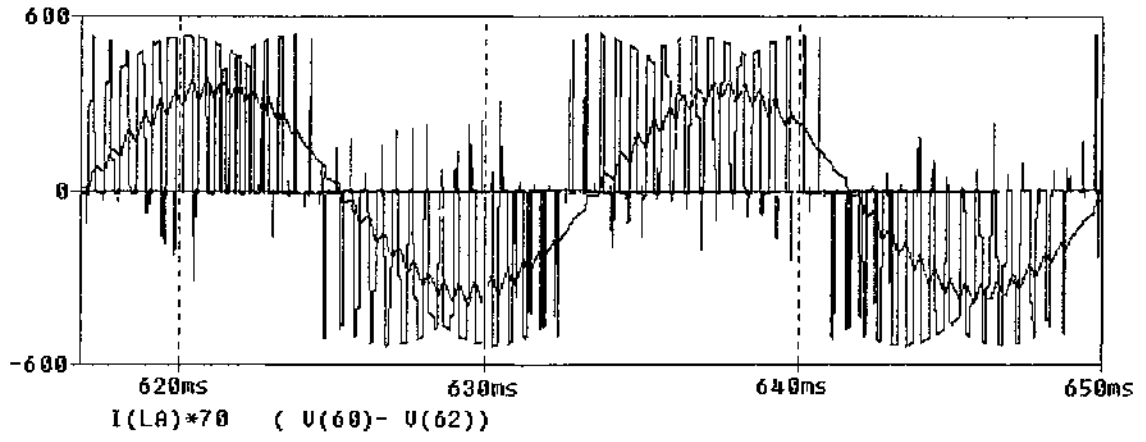
Şekil 7.19. Motorun ana sargı akımı ve hız grafikleri ($f_o=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



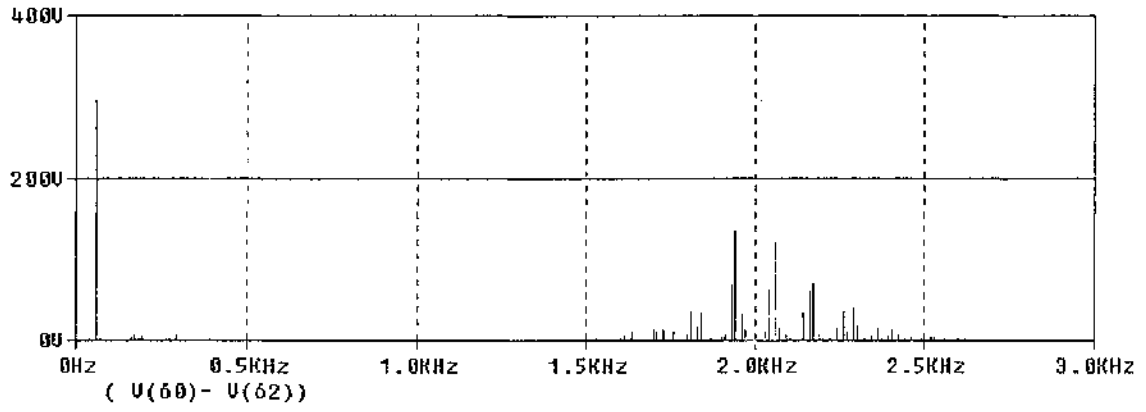
Şekil 7.20. Motorun yardımcı sargı akım grafiği ($f_o=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



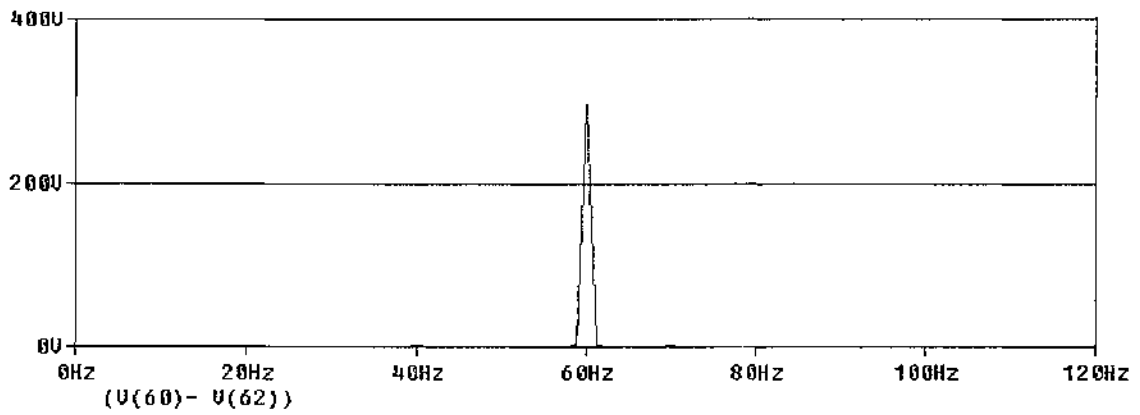
Şekil 7.21. Motorun sürekli rejimde ana sargı akım grafiği ($f_o=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



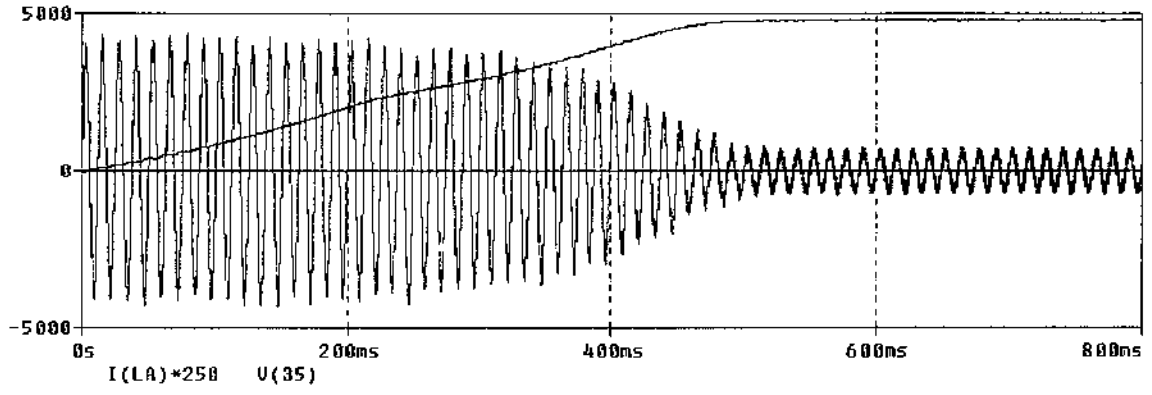
Şekil 7.22. Motorun sürekli rejimde gerilim ve ana sargı akım grafikleri ($f_o=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



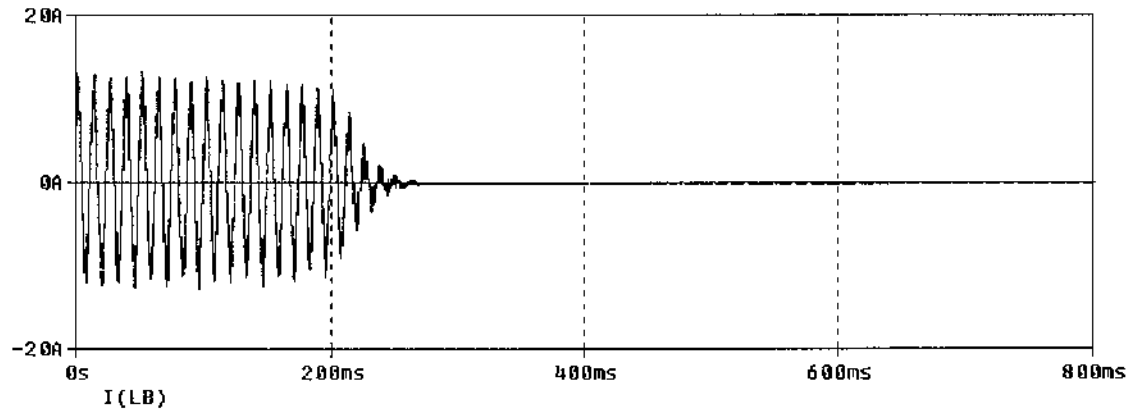
Şekil 7.23. Motor geriliminin harmonik grafiği ($f_o=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



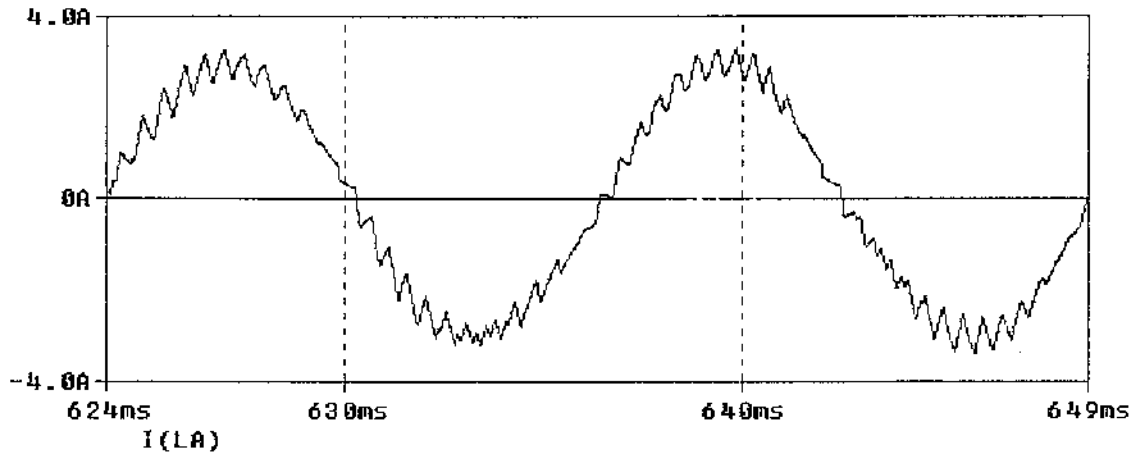
Şekil 7.24. Motor geriliminin harmonik grafiği ($f_o=60\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



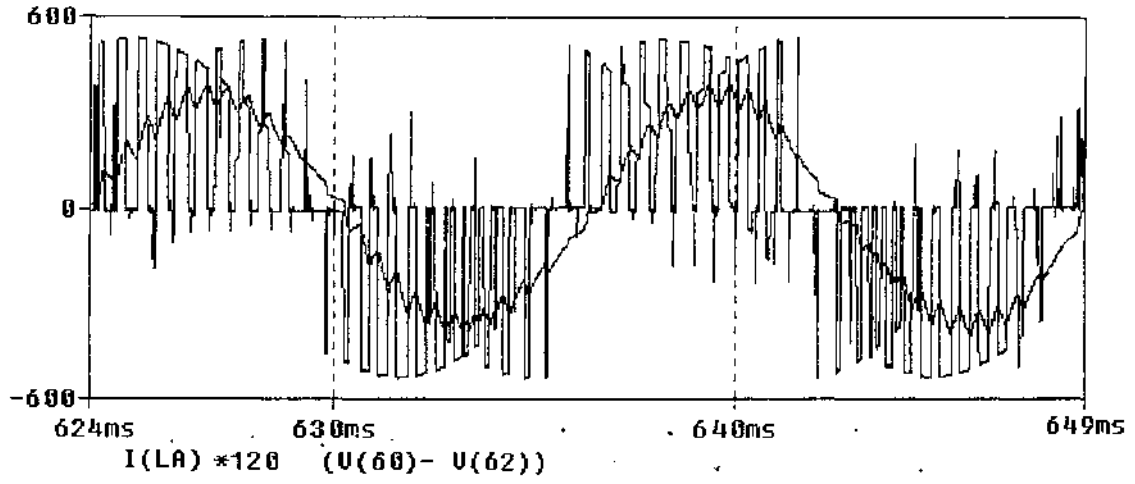
Şekil 7.25. Motorun ana sargı akım ve hız grafikleri ($f_o=80\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



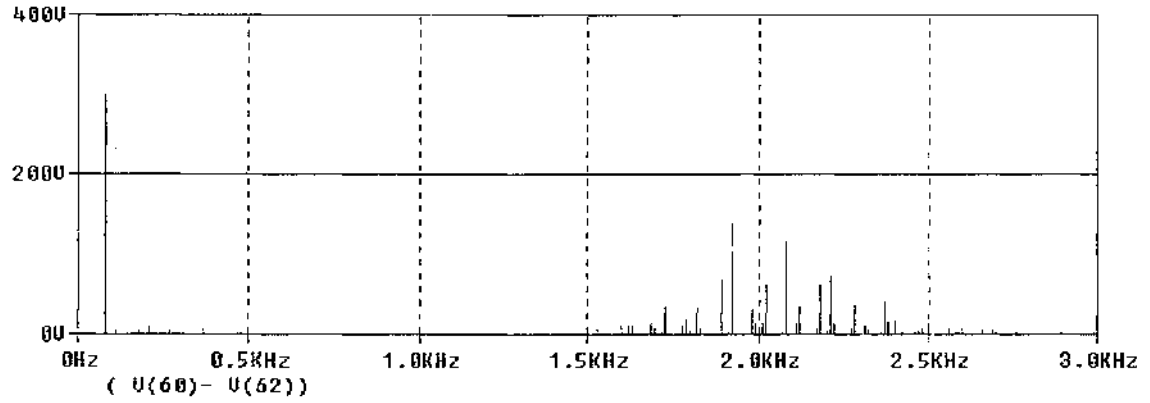
Şekil 7.26. Motorun yardımcı sargı akım grafiği ($f_o=80\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



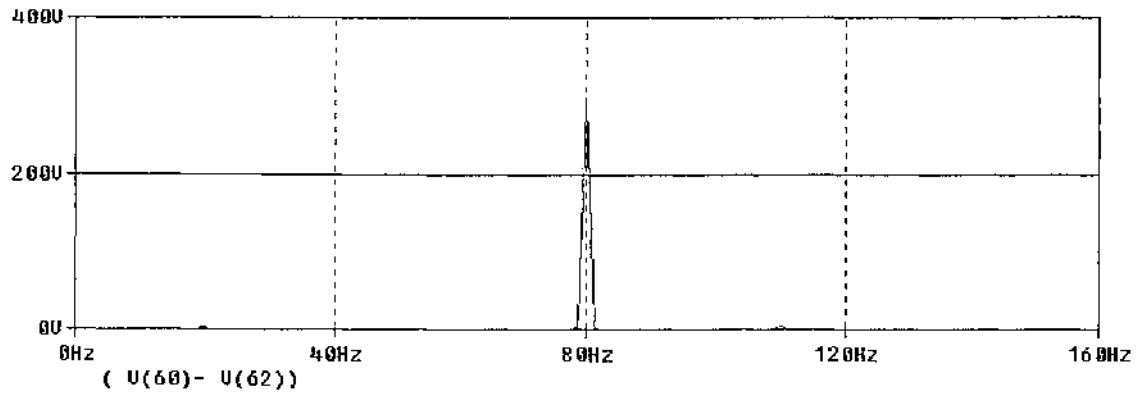
Şekil 7.27. Motorun sürekli rejimde ana sargı akım grafiği ($f_o=80\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



Şekil 7.28. Motorun sürekli rejimde gerilim ve ana sargı akım grafikleri ($f_o=80\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



Şekil 7.29. Motor geriliminin harmonik grafiği ($f_o=80\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)



Şekil 7.30. Motor geriliminin harmonik grafiği ($f_o=80\text{Hz}$, $f_s=2\text{kHz}$)

8. SONUÇLAR

Bu tezin ilk aşamasında Venturini algoritması esas alınarak çeşitli frekanslar için üç fazdan tek faza AC-AC Matris çeviricilerin RL yüklü Analog devre tasarımı yapılmış ve bu tasarımın Pspice benzetimi yapılırken Pspice programında kullanılan devre elemanlarının modellemesi bizzat üretici firma tarafından sağlanarak benzetim sonuçlarının gerçeğe uygun olmasına özen gösterilmiştir. Benzetim sonuçlarından da anlaşılacağı üzere örnekleme işareti frekansı ile giriş frekansının toplamına eşit frekansta harmoniksiz fakat maksimum gerilim oranı (q_m) 0.5 olan çıkış gerilimi elde edilebilmektedir. Yapılan benzetimde $q=0.45$ olarak seçilmiştir. Burada elde edilen çıkış geriliminin şebeke gerilimine göre düşük çıkması bir dezavantaj olarak görülmektedir. Bu dezavantajı nispeten gidermek amacıyla yeniden maksimum gerilim oranı $q_m=0.866$ olan modife edilmiş Venturini algoritması temel alınıp, algoritmanın formülleri trigonometrik bağıntılardan yararlanarak oluşturulan, sinüs işaret denklemlerinden hareketle örnekleme gerilimleri elde edilmiş olup daha sonra AC-AC üç fazdan bir faza Matris çeviricinin analog devre tasarımı yapılarak Pspice benzetimi yine bir önceki devrede olduğu gibi üretici firmaların devre elemanı Pspice modelleri kullanılarak benzetim sonuçlarının gerçekçi olması sağlanmıştır. 60Hz R-L yüklü benzetim sonuçlarından da görüldüğü gibi çıkış gerilimi bir önceki devre sonuçlarına göre yüksek olmasına rağmen şebeke gerilimine göre düşüktür. İstenilen frekansta çıkış gerilimi bu devrede de elde edilebilmekte ancak giriş ve çıkış frekanslarının üçüncü harmonikleri çıkış gerilimi üzerinde görülmektedir. Simülasyon sonuçlarında beklenen bu etkinin görülmesi üzerine sadece üç tane çift yönlü anahtar ilave edilerek yeni bir devre konfigürasyonu yapılmıştır. Bu yeni üretilen devrede yük Matris çeviricinin iki çıkış fazı arasına bağlanarak üçüncü harmonikler çıkışta elimine edilmiştir. Ayrıca bu tezde önerilen devre, çeviricinin daha küçük gerilim oranları ile çalışmasını sağlamaktadır. Böylelikle çok kısa süreli darbelerden sakınarak çeviricideki anahtarların daha güvenli çalışması sağlanmıştır. Gerilim oranı azaltıldığı için algoritma daha basit hale geleceğinden yani sadece girişin üçüncü harmoniğinin eklenmesi yeterli olabileceğinden gerçek zaman uygulamasında işlem zamanı küçülecek dolayısıyla daha küçük kapasiteli mikroişlemcilerin kullanılması yeterli olacaktır. Bu tezde önerilen devrenin ikinci çıkış fazını oluşturmak için ilave olarak üç tane çift yönlü anahtara ihtiyaç duyması maliyet artışına neden olmakta ancak bu artış önerilen devrenin

gerçek zaman uygulamaları daha küçük kapasiteli mikroişlemcilerle gerçekleştirilebileceğinden fazlasıyla telafi edilecektir. Elde edilen iki fazlı çıkış gerilimleri tek fazlı yardımcı sargılı asenkron motora bağlanarak Pspice benzetimi yapıp sonuçlar incelenmiştir. Bu sonuçlara göre seçilen frekansa bağlı olarak motor devrinin kontrol edilebildiği motor akımının ve gerilimin düşük dereceli harmoniklere sahip olmadığı, motor üzerindeki gerilimin şebeke gerilimine ayarlanabildiği böylece piyasadaki herhangi bir motorun bu gerilimle beslenebileceği, istendiğinde q (gerilim oranı) 0 ile 0.866 arasında ayarlanarak çıkış geriliminin ayarlanabileceği fakat sabit v/f oranı ve piyasadaki motorların 50Hz frekansına göre imal edildiği gerçeği dikkate alındığında iki kutuplu bir asenkron motorun sabit moment için 3000 dev/dak üstüne çıkmaması gerektiği görülür. Ancak benzetimde v/f oranı düşürülerek Matris çevirici çıkışında 60Hz ve 80Hz gerilimler elde edilerek motora bağlanmıştır. Burada istenmeyen durum yüksek hızlarda motor akımının düşmesidir. Bunun sebebi motorun daha düşük v/f oranıyla çalışması ve alanın zayıflamasıdır. Ayrıca v/f oranı sabit tutularak Matris çeviriciden 40Hz ve 50Hz çıkış frekanslı gerilimler elde edilerek motora uygulanmıştır. Böylece motorun sabit momentle çalışması sağlanmıştır. Matris çeviricinin dezavantajı üç fazlı şebekeye ihtiyaç duymasına rağmen her yerde üç fazlı şebekenin bulunmamasıdır. Buna rağmen üç fazdan iki faza AC-AC Matris çeviricilerin inverterler gibi filtre kondansatör ve selflerine ihtiyaç duymaması maliyet ve fiziki kapasite açısından bir avantajdır. Ayrıca Matris çeviricilerin AC-AC diğer bir çok tip çeviriciye göre avantajı ise çıkış gerilimi ve akımının harmoniksiz olmasıdır.

KAYNAKLAR

Adkins, B., Harley, R. G., 1975, "The General Theory of Alternating Current Machines", Chapman and Hall, London.

Alesina, A. and Venturini, M., 1989 "Analysis and Desing of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.4, No.1, pp.101-112.

Alesina, A., Venturini, M., 1981, Solid-State Power conversion : A Fourier Analysis Approach to Generalised Transformer Synthesis, Trans. On Circuit and Systems, Vol. CAS-28, No.4, Apr , pp. 319-330.

Alexanrovitz, A., Katz, D., 1982, "Analysis of Transients Phenomena in Three Phase Induction Motor Represented in Phase Axes by Digital Simulation", Electric Machines and Electromechanics,7:305-324.

Ateş M.H., Peşint M.A., 1990 "Elektrik Makinalarının Esasları", Gazi Üniversitesi Yayın No:144 Ankara.

Bal G. "Özel Elektrik Makinaları Ders Notları" Ankara.

CLC449 Spice Mod Library ,National Semiconductor, 1995.

Hancock, N. N., 1989, "Matrix Analysis of Electrical Machinery", Second Edition, Pergamon Press.

IGBT SpiceMod Library, International Rectifier, 1999.

Kielkowski R., 1995, "Inside Spice Overcoming the Obstacles of Circuit Simulation", McGraw-Hill International Editions.

Korti, T., PhD Thesis Currently in Preparation.

Krause, P.C., 1987, "Analysis of Electric Machinery", McGraw Hill.

Maytum, M.J. and Colman, D., 1983, The Implementation and Future Potential of The Venturini Converter, Proc. of Dives, Motors and Controls, pp. 108-117.

OrCAD, 1998 Pspice A/D user's guide, 1st edn, Release 9, Part Number 60-30-632, OR 97008 USA Licence, Pspice Serial # 1091603021. San Jose, Calif

Özdemir, M., Sünter, S. and Yurtseven, B., 1999, Modelling And Simulation Of A Split Phase Induction Motor Fed By Single-Phase AC-AC Converter, International Journal For Engineering Modelling, Vol.12, No.1-4, pp.17-23

Rashid, M.H., 1993, "Spice for Power Electronics and Electric Power", Prentice Hall.

Roy, G., Duguay, L., Manias, S. and April, G.E., 1987, "Asynchronous Operation of Cycloconverter with Improved Voltage Gain by Employing A Scalar Control Algorithm", IEEE-IAS, pp.891-898.

Sarioğlu K., 1983 "Elektrik Makinalarının Temelleri, Cilt 3; Asenkron Makinalar", Çağlayan Kitapevi, İstanbul.

Sarioğlu, K., IL 61801, "Dynamics of Electrical Machines", Classnotes for EE 497 MKS, Dept. Of Electr. Eng. University of Illinois, Urbana.

Sünter, S., 1995, "A Vector Controlled Matrix Converter Induction Motor Drive", PhD Thesis, University Of Nottingham, UK.

Tatar, Y., Sünter, S., 1999, "R-L Yüklü Tek Fazlı Matris Çeviricinin Pspice Benzetimi ve Tasarımı" ELECO'2000 Bursa, Kasım 8-12-2000, 5.181-185

Venturini, M., 1980, A New Sine Wave in Sine Wave Out Conversion Technique Which Eliminates Reactive Elements, Proc. Powercon 7, San Diego, pp. E3- 1- E3-15.

40 HZ GERİLİM PARAMETRELERİ (V_{oa})									
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Aa1}	0,0005		0,46	0,7667	0,542	90	50	40	10
T_{Aa2}	0,0005		0,46	0,7667	0,542	90	50	40	90
T_{Aa3}	0,0005		0,46	0,1278	0,09	270	50	40	70
T_{Aa4}	0,0005		0,46	0,1278	0,09	270	50	40	170
T_{Aa5}	0,0005	0,866	0,46	0,5164	0,365	90	50	40	100
T_{Aa6}	0,0005	0,866	0,46	0,0738	0,052	270	50	40	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_A				310	220	90	50		
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Ba1}	0,0005		0,46	0,7667	0,542	210	50	40	10
T_{Ba2}	0,0005		0,46	0,7667	0,542	210	50	40	90
T_{Ba3}	0,0005		0,46	0,1278	0,09	150	50	40	70
T_{Ba4}	0,0005		0,46	0,1278	0,09	30	50	40	170
T_{Ba5}	0,0005	0,866	0,46	0,5164	0,365	330	50	40	100
T_{Ba6}	0,0005	0,866	0,46	0,0738	0,052	30	50	40	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_B				310	220	210	50		
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Ca1}	0,0005		0,46	0,7667	0,542	330	50	40	10
T_{Ca2}	0,0005		0,46	0,7667	0,542	330	50	40	90
T_{Ca3}	0,0005		0,46	0,1278	0,09	30	50	40	70
T_{Ca4}	0,0005		0,46	0,1278	0,09	150	50	40	170
T_{Ca5}	0,0005	0,866	0,46	0,5164	0,365	210	50	40	100
T_{Ca6}	0,0005	0,866	0,46	0,0738	0,052	150	50	40	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_C				310	220	330	50		
	V_m	q_m	q	V_{im}	V_{ef}		f_i	f_o	
V_{oa}	200	0,866	0,46	310			50	40	
V_{ab}	310		0,46	310	220			40	

40 Hz Gerilim parametreleri (V_{ob})

40 HZ GERİLİM PARAMETRELERİ (V_{ob})									
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Ab1}	0,0005		0,46	0,7667	0,542	330	50	40	10
T_{Ab2}	0,0005		0,46	0,7667	0,542	210	50	40	90
T_{Ab3}	0,0005		0,46	0,1278	0,09	270	50	40	70
T_{Ab4}	0,0005		0,46	0,1278	0,09	270	50	40	170
T_{Ab5}	0,0005	0,866	0,46	0,5164	0,365	90	50	40	100
T_{Ab6}	0,0005	0,866	0,46	0,0738	0,052	270	50	40	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_A				310	220	90	50		
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Bb1}	0,0005		0,46	0,7667	0,542	90	50	40	10
T_{Bb2}	0,0005		0,46	0,7667	0,542	330	50	40	90
T_{Bb3}	0,0005		0,46	0,1278	0,09	150	50	40	70
T_{Bb4}	0,0005		0,46	0,1278	0,09	30	50	40	170
T_{Bb5}	0,0005	0,866	0,46	0,5164	0,365	330	50	40	100
T_{Bb6}	0,0005	0,866	0,46	0,0738	0,052	30	50	40	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_B				310	220	210	50		
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Cb1}	0,0005		0,46	0,7667	0,542	210	50	40	10
T_{Cb2}	0,0005		0,46	0,7667	0,542	90	50	40	90
T_{Cb3}	0,0005		0,46	0,1278	0,09	30	50	40	70
T_{Cb4}	0,0005		0,46	0,1278	0,09	150	50	40	170
T_{Cb5}	0,0005	0,866	0,46	0,5164	0,365	210	50	40	100
T_{Cb6}	0,0005	0,866	0,46	0,0738	0,052	150	50	40	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_C				310	220	330	50		
	V_m	q_m	q	V_{im}	V_{ef}		f_i	f_o	
V_{ob}	200	0,866	0,46	310			50	40	
V_{ab}	310		0,46	310	220			40	

EK-3

50 Hz Gerilim parametreleri (V_{oa})

50 HZ GERİLİM PARAMETRELERİ (V_{oa})									
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Aa1}	0,0005		0,577	0,96167	0,962	0	50	50	0
T_{Aa2}	0,0005		0,577	0,96167	0,68	90	50	50	100
T_{Aa3}	0,0005		0,577	0,16028	0,113	270	50	50	100
T_{Aa4}	0,0005		0,577	0,16028	0,113	270	50	50	200
T_{Aa5}	0,0005	0,866	0,577	0,64777	0,458	90	50	50	100
T_{Aa6}	0,0005	0,866	0,577	0,09254	0,065	270	50	50	200
$T_s/3 \cdot 10^4$	0,0005				1,667				
V_A				310	220	90	50		
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Ba1}	0,0005		0,577	-0,4808	-0,481	0	50	50	0
T_{Ba2}	0,0005		0,577	0,96167	0,68	210	50	50	100
T_{Ba3}	0,0005		0,577	0,16028	0,113	150	50	50	100
T_{Ba4}	0,0005		0,577	0,16028	0,113	30	50	50	200
T_{Bu5}	0,0005	0,866	0,577	0,64777	0,458	330	50	50	100
T_{Ba6}	0,0005	0,866	0,577	0,09254	0,065	30	50	50	200
$T_s/3 \cdot 10^4$	0,0005				1,667				
V_B				310	220	210	50		
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Ca1}	0,0005		0,577	-0,4808	-0,481	0	50	50	0
T_{Ca2}	0,0005		0,577	0,96167	0,68	330	50	50	100
T_{Ca3}	0,0005		0,577	0,16028	0,09	30	50	50	100
T_{Ca4}	0,0005		0,577	0,16028	0,09	150	50	50	200
T_{Ca5}	0,0005	0,866	0,577	0,64777	0,365	210	50	50	100
T_{Ca6}	0,0005	0,866	0,577	0,09254	0,052	150	50	50	200
$T_s/3 \cdot 10^4$	0,0005				1,667				
V_C				310	220	330	50		
	V_m	q_m	q	V_{im}	V_{ef}		f_i	f_o	
V_{oa}	200	0,866	0,577	310			50	50	
V_{ab}	310		0,577	310	220			50	

50 HZ GERİLİM PARAMETRELERİ (V_{ob})									
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Ab1}	0,0005		0,577	-0,48048	-0,481	0	50	50	0
T_{Ab2}	0,0005		0,577	0,96167	0,68	210	50	50	100
T_{Ab3}	0,0005		0,577	0,16028	0,113	270	50	50	100
T_{Ab4}	0,0005		0,577	0,16028	0,113	270	50	50	200
T_{Ab5}	0,0005	0,866	0,577	0,64777	0,458	90	50	50	100
T_{Ab6}	0,0005	0,866	0,577	0,09254	0,065	270	50	50	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_A				310	220	90	50		
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Bb1}	0,0005		0,577	0,96167	0,542	210	50	50	0
T_{Bb2}	0,0005		0,577	0,96167	0,542	210	50	50	100
T_{Bb3}	0,0005		0,577	0,16028	0,09	150	50	50	100
T_{Bb4}	0,0005		0,577	0,16028	0,09	30	50	50	200
T_{Bb5}	0,0005	0,866	0,577	0,64777	0,365	330	50	50	100
T_{Bb6}	0,0005	0,866	0,577	0,09254	0,052	30	50	50	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_B				310	220	210	50		
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Cb1}	0,0005		0,577	-0,4808	-0,481	0	50	50	0
T_{Cb2}	0,0005		0,577	0,96167	0,68	90	50	50	100
T_{Cb3}	0,0005		0,577	0,16028	0,09	30	50	50	100
T_{Cb4}	0,0005		0,577	0,16028	0,09	150	50	50	200
T_{Cb5}	0,0005	0,866	0,577	0,64777	0,365	210	50	50	100
T_{Cb6}	0,0005	0,866	0,577	0,09254	0,052	150	50	50	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_C				310	220	330	50		
	V_m	q_m	q	V_{bu}	V_{ef}		f_i	f_o	
V_{ob}	200	0,866	0,577	310			50	50	
V_{ab}	310		0,577	310	220			50	

60 HZ GERİLİM PARAMETRELERİ (V_{oa})									
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Aa1}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	90	50	60	10
T_{Aa2}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	90	50	60	110
T_{Aa3}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	270	50	60	130
T_{Aa4}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	270	50	60	230
T_{Aa5}	0,0005	0,866	0,577	0,6478	0,458	90	50	60	100
T_{Aa6}	0,0005	0,866	0,577	0,0925	0,065	270	50	60	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_A				310	220	90	50		
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Ba1}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	330	50	60	10
T_{Ba2}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	210	50	60	110
T_{Ba3}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	150	50	60	130
T_{Ba4}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	30	50	60	230
T_{Ba5}	0,0005	0,866	0,577	0,6478	0,458	330	50	60	100
T_{Ba6}	0,0005	0,866	0,577	0,0925	0,065	30	50	60	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_B				310	220	210	50		
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Ca1}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	210	50	60	10
T_{Ca2}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	330	50	60	110
T_{Ca3}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	30	50	60	130
T_{Ca4}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	150	50	60	230
T_{Ca5}	0,0005	0,866	0,577	0,6478	0,458	210	50	60	100
T_{Ca6}	0,0005	0,866	0,577	0,0925	0,065	150	50	60	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_C				310	220	330	50		
	V_m	q_m	q	V_{im}	V_{ef}		f_i	f_o	
V_{oa}	200	0,866	0,577	310			50	60	
V_{ab}	310		0,577	310	220			60	

60 HZ GERİLİM PARAMETRELERİ (V_{ob})									
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Ab1}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	210	50	60	10
T_{Ab2}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	210	50	60	110
T_{Ab3}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	270	50	60	130
T_{Ab4}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	270	50	60	230
T_{Ab5}	0,0005	0,866	0,577	0,6478	0,458	90	50	60	100
T_{Ab6}	0,0005	0,866	0,577	0,0925	0,065	270	50	60	200
$T_s/3 \cdot 10^4$	0,0005				1,667				
V_A				310	220	90	50		
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Bb1}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	90	50	60	10
T_{Bb2}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	330	50	60	110
T_{Bb3}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	150	50	60	130
T_{Bb4}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	30	50	60	230
T_{Bb5}	0,0005	0,866	0,577	0,6478	0,458	330	50	60	100
T_{Bb6}	0,0005	0,866	0,577	0,0925	0,065	30	50	60	200
$T_s/3 \cdot 10^4$	0,0005				1,657				
V_B				310	220	210	50		
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Cb1}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	330	50	60	10
T_{Cb2}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	90	50	60	110
T_{Cb3}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	30	50	60	130
T_{Cb4}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	150	50	60	230
T_{Cb5}	0,0005	0,866	0,577	0,6478	0,458	210	50	60	100
T_{Cb6}	0,0005	0,866	0,577	0,0925	0,065	150	50	60	200
$T_s/3 \cdot 10^4$	0,0005				1,667				
V_C				310	220	330	50		
	V_m	q_m	q	V_{im}	V_{ef}		f_i	f_o	
V_{ob}	200	0,866	0,577	310			50	60	
V_{ab}	310		0,577	310	220			60	

80 HZ GERİLİM PARAMETRELERİ (V_{oa})									
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Aa1}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	90	50	80	30
T_{Aa2}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	90	50	80	130
T_{Aa3}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	270	50	80	190
T_{Aa4}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	270	50	80	290
T_{Aa5}	0,0005	0,866	0,577	0,6478	0,458	90	50	80	100
T_{Aa6}	0,0005	0,866	0,577	0,0925	0,065	270	50	80	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_A				310	220	90	50		
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Ba1}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	330	50	80	30
T_{Ba2}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	210	50	80	130
T_{Ba3}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	150	50	80	190
T_{Ba4}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	30	50	80	290
T_{Ba5}	0,0005	0,866	0,577	0,6478	0,458	330	50	80	100
T_{Ba6}	0,0005	0,866	0,577	0,0925	0,065	30	50	80	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_B				310	220	210	50		
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Ca1}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	210	50	80	30
T_{Ca2}	0,0005		0,577	0,9617	0,68	330	50	80	130
T_{Ca3}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	30	50	80	190
T_{Ca4}	0,0005		0,577	0,1603	0,113	150	50	80	290
T_{Ca5}	0,0005	0,866	0,577	0,6478	0,458	210	50	80	100
T_{Ca6}	0,0005	0,866	0,577	0,0925	0,065	150	50	80	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_C				310	220	330	50		
	V_m	q_m	q	V_{im}	V_{ef}		f_i	f_o	
V_{oa}	200	0,866	0,577	310			50	80	
V_{ab}	310		0,577	310	220			80	

EK-8

80 Hz Gerilim parametreleri (V_{ob})

80 HZ GERİLİM PARAMETRELERİ (V_{ob})									
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Ab1}	0,0005		0,577	0,9617	0,837	210	50	80	30
T_{Ab2}	0,0005		0,577	0,9617	0,837	210	50	80	130
T_{Ab3}	0,0005		0,577	0,1603	0,139	270	50	80	190
T_{Ab4}	0,0005		0,577	0,1603	0,139	270	50	80	290
T_{Ab5}	0,0005	0,866	0,577	0,6478	0,564	90	50	80	100
T_{Ab6}	0,0005	0,866	0,577	0,0925	0,081	270	50	80	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_A				310	220	90	50		
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Bb1}	0,0005		0,577	0,9617	0,837	90	50	80	30
T_{Bb2}	0,0005		0,577	0,9617	0,837	330	50	80	130
T_{Bb3}	0,0005		0,577	0,1603	0,139	150	50	80	190
T_{Bb4}	0,0005		0,577	0,1603	0,139	30	50	80	290
T_{Bb5}	0,0005	0,866	0,577	0,6478	0,564	330	50	80	100
T_{Bb6}	0,0005	0,866	0,577	0,0925	0,081	30	50	80	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_B				310	220	210	50		
	T_s	q_m	q	V_m	V_{ef}	Faz açısı	f_i	f_o	f
T_{Cb1}	0,0005		0,577	0,9617	0,837	330	50	80	30
T_{Cb2}	0,0005		0,577	0,9617	0,837	90	50	80	130
T_{Cb3}	0,0005		0,577	0,1603	0,139	30	50	80	190
T_{Cb4}	0,0005		0,577	0,1603	0,139	150	50	80	290
T_{Cb5}	0,0005	0,866	0,577	0,6478	0,564	210	50	80	100
T_{Cb6}	0,0005	0,866	0,577	0,0925	0,081	150	50	80	200
$T_s/3*10^4$	0,0005				1,667				
V_C				310	220	330	50		
	V_m	q_m	q	V_{im}	V_{ef}		f_i	f_o	
V_{ob}	220	0,866	0,577	310			50	80	
V_{ab}	311		0,577	310	220			80	

EK-9

TEK FAZLI ASENKRON MOTORUN PARAMETRELERİ

220V, 300W, 2kutuplu, $J=0.001 \text{ kg.m}^2$

$R_{sa} = 7 \Omega$, $R_{sb} = 20 \Omega$, $L_{sa} = 0.531H$, $L_{sb} = 0.5278H$

$R_{ra} = R_{rb} = R_r = 6.11\Omega$, $L_{ra} = L_{rb} = L_r = 0.53H$, $M_a = 0.517H$

$M_b = 0.522H$, $B = 0.00005569 \text{ Nm.s/rad}$ (Özdemir ve diğ., 1999)