YUMUŞAK ANAHTARLAMALI ASENKRON MOTORUN DOLAYLI VEKTÖR DENETİMİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Nihat ÖZTÜRK

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK EĞİTİMİ

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

EYLÜL 2006
ANKARA

Nihat ÖZTÜRK tarafından hazırlanan YUMUŞAK ANAHTARLAMALI ASENKRON MOTORUN DOLAYLI VEKTÖR DENETİMİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ adlı bu tezin Doktora tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Prof. Dr. Güngör BAL
Tez Yöneticisi

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında Doktora Tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan :Prof. Dr. Cengiz TAPLAMACIOĞLU .....

Üye : Prof. Dr. Güngör BAL.....

Üye : Prof. Dr. Çetin ELMAS .....

Üye : Prof. Dr. İlhami ÇOLAK .....

Üye : Prof. Dr. Muammer GÖKBULUT.....

Tarih : 22 / 09 /2006

Bu tez, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada orijinal olmayan her türlü kaynağa eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.



Nihat ÖZTÜRK

YUMUŞAK ANAHTARLAMALI ASENKRON MOTORUN DOLAYLI VEKTÖR DENETİMİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

(Doktora Tezi)

Nihat ÖZTÜRK

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Eylül 2006

ÖZET

Bu çalışmada, sert anahtarlamalı ve yumuşak anahtarlamalı eviriciler kullanılarak vektör denetimli bir asenkron motorun hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Uygulama çalışmalarında TMS320F243 sayısal işaret işlemci kullanılmıştır. Vektör denetim yöntemi ile denetleyicinin karmaşıklığı ve motor parametre değişimlerinin etkisi azaltılmıştır. Yumuşak anahtarlama yöntemi ile sert anahtarlamada oluşan anahtarlama kayıpları azaltılmıştır. Evirici üzerindeki kayıpların azaltılması ile sistemin toplam veriminde de artış sağlanmıştır. Önerilen yöntemde, ana anahtar sürme sinyalleri yardımcı anahtarların sürme sinyallerinden bağımsızdır. Yöntem, uygun anahtarlama yapısı kurularak DGM eviricilere uygulanabilir.

Bilim Kodu :703.3.012
Anahtar Kelimeler :Asenkron motor, Vektör denetim, Yumuşak anahtarlamalı evirici, Sıfır akım anahtarlama, Sıfır akım geçiş
Sayfa Adedi :134
Tez Yöneticisi :Prof. Dr. Güngör BAL

IMPLEMENTATION OF INDIRECT VECTOR CONTROL TO INDUCTION MOTOR WITH SOFT SWITCHING INVERTER

(Ph.D. Thesis)

Nihat ÖZTÜRK

GAZI UNIVERSITY

INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY

September 2006

ABSTRACT

In this thesis, the speed control of the vector controlled induction motor has been implemented by using hard switching and soft switching inverters. A TMS320F243 digital signal processor is used to implement control algorithm during practical implementation. With the use of the vector control, complex structure of the controller has been simplified, and dependence to variations of the motor parameters has been reduced. Switching losses arising from hard switching method are mainly decreased with the designed soft switching method. Therefore, total efficiency of the system has been increased. Switching signals of the main switches are independent from main switching signals of the auxiliary switches in the proposed method. The method can be applied to the PWM inverter by setting up proper switching strategies.

Science Code	**:703.3.012**
Key Words	**:Induction motor, Vector control, Soft switching inverter, Zero current switching, Zero current transition**
Page Number	**:134**
Adviser	**:Prof. Dr. Güngör BAL**

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren danışman hocam Sayın Prof. Dr. Güngör BAL'a, bilgi ve tecrübelerinden faydalandığım Sayın Prof. Dr. Çetin ELMAS'a, Doç Dr. Muammer GÖKBULUT'a ve kıymetli hocam Sayın Prof. Dr. İlhami ÇOLAK'a ve Yrd. Doç Dr. Şevki DEMİRBAŞ'a teşekkür ederim. Tez çalışmalarım süresince, bilgi birikimlerini, teknik malzemelerini, kıymetli tecrübelerini ve değerli zamanlarını esirgemeyerek bana sürekli destek olan Sayın Yrd. Doç Dr. İbrahim SEFA'ya ve Sayın Dr. Oğuz ÜSTÜN'e teşekkürü borç bilirim. Çalışmalarım boyunca maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen kıymetli mesai arkadaşlarıma, ayrıca manevi desteklerinden dolayı başta eşim ve annem olmak üzere tüm aileme teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET iv

ABSTRACT v

TEŞEKKÜR vi

İÇİNDEKİLER vii

ÇİZELGELERİN LİSTESİ x

ŞEKİLLERİN LİSTESİ xi

RESİMLERİN LİSTESİ xv

SİMGELER VE KISALTMALAR xvi

1. GİRİŞ 1

2. ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTORUN VEKTÖR MODELİ VE DENETİMİ 9

2.1. Asenkron Motorlar 9

2.2. Üç Fazlı ASM'un Matematiksel Modeli 10

2.2.1. Simetrik ASM'un Modeli 10

2.3. Üç Fazdan İki Faza Dönüşüm 16

2.4. ASM Modelinde Kullanılan Referans Düzlemler 19

2.4.1. Durağan referans düzlemi 20

2.4.2. Rotor referans düzlemi 23

2.4.3. Senkron referans düzlemi 24

2.4.4. Referans düzlemleri dönüşümleri 25

2.5. ASM Denetim Yöntemleri 26

2.5.1. Vektör denetim yöntemleri 28

Sayfa

3. DA/AA ANAHTARLAMALI EVİRİCİLER 33

3.1. Sert Anahtarlamalı Eviriciler 33

3.1.1. Gerilim beslemeli eviriciler 37

3.1.2. Akım beslemeli eviriciler 39

3.2. Yumuşak Anahtarlamalı Eviriciler 40

3.2.1. Yük rezonanslı eviriciler 42

3.2.2. Rezonans geçişli eviriciler 45

3.2.3. Rezonans hatlı çeviriciler 53

4. ALTI YARDIMCI ANAHTARLI SIFIR AKIM GEÇİŞLİ EVİRİCİ 61

4.1. Üç Faz SAG Eviriciler 61

4.2. Yeni Altı Yardımcı Anahtarlı SAG Anahtarlamalı Evirici Yöntemi 64

4.3. Devrenin Çalışması 69

4.4. Anahtarlama Kayıplarının Karşılaştırılması 73

4.5. Faz Düzlem Yöntemi 76

5. SİSTEMİN MODELLENMESİ VE TASARIMI 84

5.1. Hız Denetleyicisi 85

5.2. DGM Akım Denetleyicisi 88

5.2.1. PI akım denetleyicisi 89

5.3. Sistemin Tasarımı 90

5.3.1. Sayısal işaret işlemci 92

5.3.2. Olay yöneticisi 94

5.3.3. Yalıtma ünitesi 96

5.3.4. IGBT sürücü devresi 97

Sayfa

5.3.5. IGBT modülü 98

5.3.6. Akım algılama devresi 99

5.3.7. Pozisyon algılayıcı 100

6. BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI 101

6.1. Yumuşak Anahtarlamalı ASM'un Vektör Denetimi için Benzetim ve Uygulama Sonuçları 102

6.2. Sert Anahtarlamalı ve Yumuşak Anahtarlamalı Evirici için Uygulama Sonuçları 111

7. SONUÇ VE ÖNERİLER 123

KAYNAKLAR 126

ÖZGEÇMİŞ 134

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 2.1. Referans düzlemleri 20

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil **Sayfa**

Şekil 2.1. Üç-fazlı ASM'un manyetik eksen düzlemi 12

Şekil 2.2. *abc* -ekseninden *dq* -eksenine dönüşüm. 17

Şekil 2.3. Dönüşüm büyüklüklerinin sembolleri 18

Şekil 2.4. ASM değişkenlerinin aktarıldığı $d-q$ referans düzlemleri 20

Şekil 2.5. (a) Yabancı uyartımlı DA motor, (b) Vektör denetimli ASM 28

Şekil 2.6. Dolaylı vektör denetimine ait düzlem dönüşümleri 30

Şekil 3.1. DA/AA çevirici/eviricilerin sınıflandırılması 33

Şekil 3.2. SA'lı yapıya paralel endüktans bağlantısı 34

Şekil 3.3. Genel anahtarlama karakteristlikleri 36

Şekil 3.4. Gerilim kaynaklı evirici 38

Şekil 3.5. Akım kaynaklı evirici 39

Şekil 3.6. Seri rezonanslı paralel yüklü çevirici 43

Şekil 3.7. Paralel rezonanslı seri yüklü çevirici 44

Şekil 3.8. Rezonans kutuplu evirici 46

Şekil 3.9. SGA için anahtar yapıları 47

Şekil 3.10. SAA için anahtar yapıları 48

Şekil 3.11. Yardımcı anahtarlı rezonans kutuplu evirici 49

Şekil 3.12. Sıfır gerilim geçişli çevirici 51

Şekil 3.13. Sıfır akım geçişli çevirici 52

Şekil 3.14. Seri rezonans AA hatlı DA/AA çevirici 54

Şekil 3.15. Paralel rezonans AA hatlı DA/AA çevirici 54

Şekil 3.16. Aktif kenetlemeli rezonanslı DA hatlı çevirici 57

Şekil **Sayfa**

Şekil 3.17. Seri rezonanslı DA hatlı çevirici 59

Şekil 4.1. Altı yardımcı anahtarlı SAG devresi 62

Şekil 4.2. SAG evirici bir faz bacağı 63

Şekil 4.3. Mao tarafından önerilen yöntemin anahtarlama biçimi 63

Şekil 4.4. Tasarlanan bir faz tam köprü SAG evirici 64

Şekil 4.5. YA evirici dalga şekilleri 67

Şekil 4.6. Eşdeğer devreler 68

Şekil 4.7. SA kesim geçişi 75

Şekil 4.8. SA iletim geçişi 75

Şekil 4.9. YA kesim geçişi 75

Şekil 4.10. YA iletim geçişi 75

Şekil 4.11. Faz düzlem analizi için kullanılan örnek rezonans yapı 77

Şekil 4.12. Rezonans devrenin faz düzlem eğrileri 79

Şekil 4.13. Önerilen eviricinin anahtarlama sinyalleri ve dalga şekilleri 80

Şekil 4.14. Önerilen yöntemin faz düzlem yörüngesi 81

Şekil 5.1. Yumuşak anahtarlamalı vektör denetimli ASM blok diyagramı 84

Şekil 5.2. Oransal integral hız denetleyici blok diyagramı 85

Şekil 5.3. PI denetleyicinin kesikli zaman modeli. 86

Şekil 5.4 Çıkışı düzenlenmiş PI denetleyicinin kesikli zaman modeli 87

Şekil 5.5. DGM dalga şekilleri 88

Şekil 5.6. Rampa karşılaştırmalı akım denetleyicisi 90

Şekil 5.7. Sistemin blok şeması. 91

Şekil 5.8. TMS320F243 EVM denetim kartı blok diyagramı 93

Şekil **Sayfa**

Şekil 5.9. EVM320F243 denetim kartının bilgisayara bağlantısı 94

Şekil 5.10. Genel amaçlı zamanlayıcı blok diyagramı 95

Şekil 5.11. Üç fazlı evirici DGM sinyallerinin elde edilmesi 96

Şekil 5.12. Opto izolatör bağlantı devresi 97

Şekil 5.13. IGBT'yi çalıştıracak devre elemanları 98

Şekil 5.14. Akım algılayıcısından bilgi okuma devresi 100

Şekil 6.1. Vektör denetimli ASM'un 500 d/d yüksüz durumunda hızının,
a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 102

Şekil 6.2. Vektör denetimli ASM'un 500 d/d yüklü durumunda hızının,
a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 103

Şekil 6.3. Vektör denetimli ASM'un 500 d/d yüksüz durumunda faz akımının,
a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 104

Şekil 6.4. Vektör denetimli ASM'un 500 d/d yüklü durumunda faz akımının,
a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 104

Şekil 6.5. Vektör denetimli ASM'un 1000 d/d yüksüz durumunda hızının,
a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 105

Şekil 6.6. Vektör denetimli ASM'un 1000 d/d yüklü durumunda hızının,
a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 106

Şekil 6.7. Vektör denetimli ASM'un 1000 d/d yüksüz durumunda faz akımının,
a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 106

Şekil 6.8. Vektör denetimli ASM'un 1000 d/d yüklü durumunda faz akımının,
a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 107

Şekil 6.9. Vektör denetimli ASM'un 1500 d/d yüksüz durumunda hızının,
a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 108

Şekil 6.10. Vektör denetimli ASM'un 1500 d/d yüklü durumunda hızının,
a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 108

Şekil 6.11. Vektör denetimli ASM'un 1500 d/d yüksüz durumunda faz akımının,
a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 109

Şekil **Sayfa**

Şekil 6.12. Vektör denetimli ASM'un 1500 d/d yüklü durumunda faz akımının, a) Benzetim b) Uygulama sonuçları 110

Şekil 6.13. Evirici anahtarlarının sürme sinyalleri 112

Şekil 6.14. 20ms'de A10 anahtarı Vec gerilimi, Is akımı, kayıplar ve Iyük akımı . 112

Şekil 6.15. 40μs'de A10 anahtarı Vec gerilimi, Is akımı ve Iyük akımı 113

Şekil 6.16. 40μs'de anahtar güç kaybı 114

Şekil 6.17. 400ns kesim geçişinde Vec gerilimi, Is akımı ve Iyük akımı 115

Şekil 6.18. 400ns kesim geçişinde anahtar güç kaybı 115

Şekil 6.19. 400ns iletim geçişinde Vec gerilimi, Is akımı ve Iyük akımı 117

Şekil 6.20. 400ns iletim geçişinde anahtar güç kaybı 117

Şekil 6.21. YA'lı eviricide anahtar Vec gerilimi, rezonans kondansatör gerilimi, yük akımı ve rezonans endüktans akımı 118

Şekil 6.22. YA evirici faz düzlem yörüngesi 120

Şekil 6.23. Eviricilerin giriş güçlerinin ölçülmesi 121

Şekil 6.24. Eviricilerin çıkış güçlerinin ölçülmesi 121

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim **Sayfa**

Resim 5.1. Güç devresinin genel görünüşü..... 99

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
v	Gerilimin ani değeri (V)
i	Akımın ani değeri (A)
s, r	Stator ve rotora ait büyüklükler
α, β	Sabit eksen düzlem büyüklükleri
d, q	Döner eksen düzlem büyüklükleri
R	Direnç (Ω)
L	Endüktans (H)
L_s	Stator bir faz endüktansını (H)
L_r	Statora aktarılmış rotor bir faz endüktansı (H)
L_l	Kaçak endüktans (H)
L_m	Ortak endüktans (H)
λ	Manyetik akı (Wb)
ω_e	Senkron açısal hız (rad/s)
ω_{sl}	Kayma açısal hızı (rad/s)
θ_r	Elektriksel pozisyon (rad)
θ_m	Mekanik pozisyon (rad)
ω_r	Elektriksel hız (rad/s)
ω_m	Mekaniksel hız (rad/s)
T_e	Elektromanyetik moment (Nm)
T_L	Yük momenti (Nm)
j	Motor ataleti (kgm^2)

Simgeler	Açıklama
B	Sürtünme katsayısı (Nm/(rad/s))
P	Motor kutup sayısı
p	Türev operatörü (d/dt)
e	Hata değeri
e_ω	Hız hatası (rad/s)
E	Hata ölçütü
y	Gerçek değer
d	İstenilen değer
V_{dc}	DA bara gerilimi (V)

Kısaltmalar	Açıklama
Sİİ	Sayısal İşaret İşlemci (Digital Signal Processor)
SAG	Sıfır Akım Geçişli
SGG	Sıfır Gerilim Geçişli
PWM	(Pulse Width Modulation)
DGM	Darbe Genişlik Modülasyonu
IGBT	Geyti yalıtılmış transistör (Insulated Gate Bipolar Transistor)
PI	Oransal + integral
AA	Alternatif Akım
DA	Doğru Akım
YA	Yumuşak Anahtarlama
SA	Sert Anahtarlama

1. GİRİŞ

Hareket düzeneklerinin vazgeçilmez elemanlarından olan elektrik motorları vasıtasıyla elektrik enerjisi mekanik enerjiye dönüştürülmektedir. Elektrik motorları, evlerde, endüstrinin her kolunda, robotlarda, taşımacılıkta ve otomasyonda yaygın olarak kullanılmaktadır.

Güç elektroniği devreleri ile kontrol edildiği zaman elektrik motorlarının döndürme momenti, hızı, ivmelenmesi iyileştirilebilir ve verimliliği artırılır. Bu iyileştirme bütün motor uygulamaları için arzu edilen bir durumdur. Ancak kullanılacak denetim devresine karşılık elde edilecek üstünlükler, maliyet, boyut ve devre karmaşıklılığının artışı nedeniyle her alanda kullanılamaz. Bu tür motorların geniş kullanım alanı bulabilmesi için basit, ucuz ve güvenilir bir şekilde denetlenmeleri gerekir.

Denetim sistemleri; elektrik makinaları, mikroişlemciler, güç elektroniği, simülasyon, kontrol teorisi ve sayısal işaret işleme gibi bilim dallarını içine alan disiplinler arası karmaşık bir yapıya sahiptir. Bir denetim sisteminden beklenenleri şu şekilde sıralamak mümkündür:

i- Hızlı geçici tepki ve düşük aşıma (overshoot) sahip olması,
ii- Birim basamak girişinde kararlı durum hatasının olmaması,
iii- Parametre değişimlerinden, yük bozucularından ve sistem modelindeki belirsizliklerden çıkışın etkilenmemesi,
iv- Geniş çalışma aralığı,
v- Doğrudan ve hataya karşı korumalı denetim algoritması,
vi- Ucuz uygulama ve az bakımlı işletim.

Endüstriyel uygulamaların büyük çoğunluğu, düzgün hız ve hızlı moment tepkisi gereksinimi duyar [1-3]. Tüm elektrik motoru uygulamalarının %75'nin, motor hızının değiştirilmesi, momentin yükseltilmesi ya da her ikisi birlikte yapılmasını gerektirdiği tahmin edilmektedir. Bu uygulamaların en büyük kısmını basit dişli

takımlar yada değişken hızda fanlar, kompresör ve pompa tipi yükler ilgilendirirken, otomasyon üretimindeki mevcut büyüme tarafından sağlanan yüksek performanslı servo uygulamaları gün geçtikçe artmaktadır. Gelişmiş ürün kalitesi ve daha fazla verimlilik ihtiyaçlarını karşılamak için artan sayıda robot ve otomasyon sistemleri kullanılmaktadır. Moment, hız ya da pozisyon denetim uygulamaları, bu otomasyonun neredeyse tamamı için temel bir gereksinimdir [4].

Endüstride değişken hız gereksinimi duyulan çalışmalarda, mekanik sistemlerin hız ayar sahasının sınırlı olması ve bakımlarının güçlüğü nedeni ile elektrik motorlarının hız denetimi daha çok tercih edilen bir yöntemdir. Sürücülerin gelişimi güç elektroniği, mikro elektronik, kontrol sistemleri, manyetik materyaller, modern iletişim teknolojileri alanlarında yapılan ilerleme vasıtasıyla gerçekleşmektedir [5,6]. Son zamanlarda, sayısal işaret işlemcilerinin (Sİİ) yaygınlaşmasıyla birlikte, Sİİ'ler asenkron motor (ASM) sürücü sistemlerinde kullanılmaya başlanmıştır. Bu sayede motor referans pozisyon ve hızı, yüksek doğrulukta, hızlı şekilde ve salınımsız olarak izlenebilmektedir.

Günümüz endüstrisinde yüksek moment üretimi amacıyla kullanılan başlıca elektrik motorları: ASM, doğru akım (DA) motorları ve bunların türevleridir. Elektronik devrelerle kontrol edilerek, bu motorların hepsinin mekanik çıkışları iyileştirilebilir. Bu motorlar incelendiğinde motorların birbirine karşı çeşitli üstünlüklerinin olduğu görülür.

Asenkron ve senkron motor türüne genel olarak alternatif akım (AA) motorları denir. Bir senkron motor ile çalışma durumunda hem alternatif gerilime hem de uyartım amaçlı bir DA'a ihtiyaç duyulur. Bu tip motorlar barındırdıkları DA uyartım sargısı nedeniyle periyodik bakım gerektirirler. Motor maliyetleri ASM'a göre daha fazladır.

DA motoru kolay denetlenebilme ve çevirici yapılarının basit olması gibi önemli üstünlüklerinin yanı sıra fırça ve kollektörlerinden kaynaklanan mekanik arıza, periyodik bakım, boyutunun diğer motorlardan büyük olması, maliyetinin yüksek oluşması, patlayıcı ortamlarda kullanılamaması ve hız tepkisinin yavaş olması gibi

nedenlerle yerini diğer motor türlerine bırakmaktadır. Bahsedilen olumsuzluklara rağmen, DA sürücü pazarında özellikle geliştirilmiş DA sürücü alanında büyüme olması beklenmektedir, ancak AA sürücüler daha baskın olacaktır. Sağlamlığı, düşük maliyeti ve güvenilirliği sebebiyle asenkron motorlar, çoğu endüstriyel sürücüleri için tercih edilen bir makina olarak kalacaktır. Bununla birlikte yüksek performans ve yüksek güç yoğunluklu kalıcı mıknatıslı senkron motor ile çeşitli relüktans motorlarının (anahtarlamalı, relüktans, senkron relüktans) rolünün artacağı tahmin edilmektedir [5].

DA motorlarının bilinen mekaniksel problemleri, senkron motorların hem DA hem AA gerilim gerektirmesi, kalıcı mıknatıslı senkron, anahtarlamalı relüktans gibi motor türlerinin ise özel evirici devrelerine ihtiyaç duyması bu motorların dezavantajlarıdır. Bu dezavantajlar, ASM'larda yoktur. Üç fazlı ASM'lar AA dışında herhangi bir uyartıma ihtiyaç duymazlar. Sincap kafesli ASM basit, sağlam, bakım gerektirmeyen ve tüm güçlerde en ucuz motorlardır. Tüm bu sebeplerden dolayı endüstride ASM'lar yoğun bir şekilde kullanılmaktadır. ASM yüksek dinamik performans gerektiren uygulamalarda dahi, güvenirlilik ve enerji tasarrufu açısından tercih edilmektedir [7-11].

ASM'lar, henüz tamamen çözülememiş bir mühendislik problemidir. Bunun nedeni makinanın yüksek nonlinear dinamik yapıya sahip olması, özellikle bazı kontrol çıkışlarının ve bazı değişkenlerinin sıradan donanım yapılarıyla ölçülememesidir. Motorun denetimi için birçok farklı yaklaşım önerilmektedir [12].

ASM'da akıyı ve momenti ayrı ayrı denetleyebilecek iki akım bileşeni mevcut değildir. Stator akımları sinüsoidal şekilde olup genlik, faz ve frekans bilgilerini içermektedirler. Stator akımının DA makinesindeki gibi uyarma ve endüvi akımlarına benzer şekilde biri akıyı diğeri momenti oluşturmak üzere birbirine dik iki bileşene ayrılması gerekir [13]. ASM sürücülerinin ayarlanabilir hız sürücüleri uygulamalarında karşılaşılan zorluk, manyetik akı ve elektro manyetik momentin ayrıştırılması yöntemi olan vektör denetim prensipleri ile başarılabilir. Vektör denetimde eksen dönüşümleri ile stator akımının moment ve akıyı oluşturan

bileşenleri birbirinden dekuple edilerek, geçiş tepki karakteristiği hızlandırılır ve bir DA makinasının karakteristiğine benzetilir. Bu yöntemde stator akımının genliğinin yanı sıra fazının da denetlenmesi nedeniyle, yöntemin adı vektör denetim olarak belirlenmiştir. İlke olarak, alan akısı vektörünün stator akımının bir bileşeni doğrultusunda yönlendirilmesi nedeniyle bu yöntem alan yönlendirmeli denetim olarak da isimlendirilmektedir [3,4]. ASM'un skalar denetiminde motor modeli sadece kalıcı çalışma için gerçekçidir. Denetimdeki bu sınırlama, vektör veya alan yönlendirmeli denetim yöntemi ile giderilebilir [14].

Vektör yada alan yönlendirme denetimin bulunuşu, AA motorun yabancı uyartımlı DA motor gibi kontrol edilebileceğini göstermiştir. Bu yöntem asenkron motor sürücülerinin yüksek performanslı denetiminde bir yeniliktir. Vektör denetimli ASM'un geçici-durumda yüksek akım taşıyabilme, artan hız aralığı ve hızlı tepki zamanı vardır. Yüksek performans uygulamaları ve optimal kontrol teknikleri vektör denetimine kolaylıkla uygulanabilir, çünkü denetimin geçici modeli basit bir DA makinasına benzemektedir [3,4].

Değişken frekanslı AA sürücüleri son yıllarda büyük gelişme göstermişlerdir. Bir sürücü sisteminde, motor akımlarının ve gerilimlerinin harmoniklerini azaltmak, iyi bir moment çıkışı ve dinamik denetimi için, stator sargılarındaki sinüsoidal akımların olması gerekmektedir [15]. Bu amaçla son yıllarda darbe genişlik modülasyonlu (DGM) eviriciler, sürücü sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Özellikle gerilim beslemeli DGM eviriciler, çıkış geriliminin temel genliğini, frekansını ve harmonik içeriğinin denetimini aynı anda, bir tek güç devresinde gerçekleştirmeleri sebebiyle pek çok endüstriyel uygulamada, özellikle de değişken hızlı AA sürücü uygulamalarında geniş bir kullanım alanı bulmaktadır.

Bununla beraber DGM dikdörtgen gerilim ve akım dalga şekilleri, iletim ve kesim kayıplarına neden olur, bu olay çalışma frekansını sınırlar. Dikdörtgen dalga şekilleri geniş bant elektromanyetik enerji üretimi sonucu, elektromanyetik girişim (EMI) artması için potansiyel oluşturur. DGM çeviricilerin bu olumsuzluğu yüksek frekanslı çalışmayı, reaktif bileşenlerin boyutunu ve güç yoğunluğunu kısıtlar [16].

AA makine sürücü sistemlerindeki son eğilim yumuşak anahtarlama (YA) stratejilerinin kullanılmasıdır [16,17]. YA'lı çeviriciler, hassas tasarlandıkları ve denetimleri yapıldığında anahtarlama modlu çeviricilerde özellikle DGM ile kontrol edilen çeviricilerde oluşan anahtarlama kayıplarını minimize etme potansiyeline sahiptirler [18-21]. Yüksek performans ve yüksek güç yoğunluğu için yüksek anahtarlama frekansı arzu edilir, böylece üretilen sinyallerdeki dalgalanma ve pasif elemanların boyutlarında küçülme sağlanabilir. Bununla beraber yüksek anahtarlama frekansı, anahtarlama elemanlarındaki güç kayıplarını, anahtar üzerindeki gerilim/akım baskılarını, ısınma sınırlarını, *di/dt* ve *dv/dt*'den dolayı elektro manyetik etkileşimini arttırmaktadır. Bu kayıp ve gürültülerin azaltılması ve frekansın yükseltilebilmesi, ancak sert anahtarlama yerine YA tekniklerinin kullanılmasıyla sağlanabilmektedir. YA'lı eviricinin anahtarlama frekansı artarken anahtarlama kayıplarında ve anahtar baskılarında (stress) azalma olmaktadır [22-27].

Anahtarlama elemanlarının hızı ne kadar artarsa artsın ideal bir anahtarlamaya ulaşılmadığı sürece anahtarlama kayıpları söz konusu olacaktır. Geleneksel anahtarlama modlu eviricilerde kullanılan bastırma devreleri sistemlerin kayıplarını etkili bir şekilde azaltmaz [18,19,26,28]. Bu devreler anahtarlama esnasında oluşan enerjiyi kondansatör veya endüktans elemanlarına aktarır [19,23]. YA tekniklerinin bir çoğu DA/DA çeviriciler için önerilmektedir [29-33]. Bu çeviriciler genellikle sabit bir yükü kontrol etmektedirler. Ancak aynı prensibin AA güç kaynaklarına uygulanması daha karmaşık bir işlemdir. DA giriş ve AA çıkış arasında ileri ve geri güç akışı gerektirir [18,21,25].

YA'da özellikle anahtarlama kayıplarının ve EMI'nin çok düşük olması bu teknolojiyi cazip kılmaktadır. Anahtarlama kayıplarının çok az olması, IGBT ve bipolar transistorlerin DGM tekniği uygulamalarına göre çok daha yüksek frekansta kullanılabilmesine imkân tanımaktadır. Frekansın yükselmesi, aynı gücün daha küçük malzemelerle (kondansatör, endüktans, trafo gibi) aktarılabilmesini sağlar. Boyutların küçülmesi çok daha kolay taşınabilir cihazların yapılmasına olanak sağlar. Rezonans çeviricide anahtarlar daha az stres altında çalışarak etrafa daha az

elektromanyetik dalga yaydıkları için çevreyi daha az kirleten veya nerdeyse kirletmeyen cihazlar yapılmasına imkân vermektedir. Anahtarlarda, anahtarlama kayıplarının az olması, rezonans çeviri teknolojisi ile daha verimli cihazlar yapılabileceğini göstermektedir. Bu çeviricinin amacı, bir güç elektroniği anahtarı, üzerinde neredeyse sıfır akım ya da gerilim olduğunda tetikleme yapacak hale dönüştürmektir. Azalan anahtarlama kayıplarıyla, anahtarlama frekansı ve denetim aralıkları arttırılarak, gerilimdeki değişim azaltılabilmektedir.

YA çeviriciler yardımcı devreler ile gerçekleştirilir ve bu yardımcı devrelere rezonansı gerçekleştirmelerinden dolayı rezonans kol da denmektedir. Rezonans kolun amacı; minimum anahtarlama kaybı için anahtarlar üzerindeki dalga şeklini düzenlemektir. Bu düzenlemeyi enerji depo eden elemanlar, üzerindeki enerjinin kayıpsız bir şekilde veya en az bir kayıpla kaynağa, yüke veya diğer enerji depo eden elemanlara aktararak gerçekleştirirler. Yardımcı devreler, sadece pasif L ve C elemanlarından oluşabileceği gibi bu elemanları tetiklemek için kullanılan yardımcı anahtarlar da içerebilir. Kullanılacak rezonans elemanlarının yeri büyük önem taşımaktadır. Rezonans elemanların ana güç yoluna yerleştirilmesi sonucu, rezonans endüktans iki yönlü gerilime maruz kalır, bu yarı iletken elemanlar üzerinde ek gerilim baskısına yol açar, güç akışı tamamen rezonans endüktör vasıtasıyla olacağından sürekli bir enerji dolaşımı oluşacaktır, bu da iletim kayıplarını arttırır. Rezonans kolda depolanan enerji hat gerilimi ve yük akımına bağlı olacaktır. Bu nedenle YA şartları hat gerilim ve yük akımı değişimlerine bağlı olur ve bir çok rezonans çeviricinin geniş yük aralığında kullanılmasını sınırlar [18-26].

YA teknikleri; yük rezonanslı, rezonans geçişli ve rezonans hatlı olmak üzere üç ana başlık altında incelenebilir [18].Yük rezonanslı çeviriciler sabit yük uygulamaları için daha elverişlidir. Bu çeviricilerde, tüm anahtarlama periyodu boyunca rezonans meydana gelir (çalışma boyunca rezonans oluşur). Rezonans bankın kalite faktörü, mümkün olduğunca büyük olması gerekmektedir. Bu gereklilik LC rezonans bank elemanlarının değerinin artırılması ile sağlanır. Bu yüzden devredeki reaktif bileşenler büyük olmaktadır. Rezonans elemanların ana güç yoluna bağlanmasından dolayı, bu çeviriciler her eleman üzerinde yüksek gerilim ve akım baskıları oluşturur.

Yük rezonanslı çeviriciler, rezonans frekansı ile uyumlu sabit yük uygulamalarında iyi çıkış regülasyonuna sahiptir. DA/AA eviricilerde rezonans kolun ana güç akışı yolunun üstünde yer alması aynı zamanda ek kayıpları da meydana getirmektedir.

Rezonans hatlı çeviricilerde, DA kaynak gerilimi ile evirici arasında rezonans endüktans yer almaktadır. Çalışma boyunca rezonans süreklidir. Eviriciyi besleyen DA hattında büyük gerilim baskısı ve seri endüktansta büyük akım baskıları oluşur. Maksimum bara gerilimi, DA kaynak geriliminin iki katından ve maksimum endüktas akımı DA çıkış akımının üç katından daha büyük olabilir. Endüktans kayıpları oldukça büyüktür [34]. Çevirici sınıfının bazı türlerinde yüksek akım darbeleri oluşması sonucu, kullanılan anahtarlama elemanlarının baskıları artar [18,23,35,36]. Bu çeviriciler için önerilen modülasyon tekniği darbe yoğunluk modülasyonudur (PDM). Çünkü dönüştürücü anahtarlaması sadece kesikli zaman aralıklarında yapılır. Ayrıca motor sürücü uygulamaları için delta modülasyonu (DM) da kullanılır. Rezonans dönüştürücülerde DGM yöntemlerinin kullanılması frekansı yaklaşık %20 düşürür [37-39].

Rezonans elemanların, sürekli devrede kalması yerine sadece anahtarların durum değişikliği esnasında yumuşak anahtarlama şartları oluşturmak için devreye alınmasından yola çıkılarak rezonans geçişli çevirici/evirici yapıları tercih edilmektedir [18,40,41]. Bu yöntem ile çevirici yapısında büyük verim artışları sağlanmaktadır.

Bu tez çalışmasında, dolaylı vektör denetimli ASM sürücü için sıfır akım anahtarlama yapan bir evirici tasarlanmış ve uygulaması gerçekleştirilmiştir. ASM'un hız ve moment denetiminin gerçekleştirilmesi için dolaylı vektör denetimi seçilmiştir.

Yumuşak anahtarlama gerçekleştirilmesi için, devreye ek enerji depolayan devre elemanları ve bu elemanların denetimi için yarı iletken devre elemanlarının eklenmesi gerekmektedir. Eklenen bu rezonans yapıya YA'yı gerçekleştirmede yardımcı olduklarından yardımcı devre denecektir. Yumuşak anahtarlamayı

gerçekleştirmek amacıyla her faz için iki yarı iletken anahtar ile kondansatör ve endüktanstan oluşan rezonans kol, klasik sert anahtarlamalı evirici yapısına eklenmiştir. Rezonans devre elemanları, bir başka deyişle yardımcı devre sadece ana anahtarların iletim ve kesim geçişlerinde aktif yapılmaktadır. Bu şekilde yardımcı devreden kaynaklanacak ek iletim kayıpları minimize edilmektedir. Tasarlanan YA'lı evirici yapısında, yardımcı devre ana güç iletim hattına seri bağlı değildir. Dolayısıyla rezonans devre elemanlarındaki baskı ve kayıplar da azaltılmaktadır.

Önerilen YA evirici yapısının bir üstünlüğü de, geleneksel SA'lı evirici için üretilen DGM sinyallerinde herhangi bir değişiklik yapılmadan uygulanma imkânı olmasıdır. Böylece, değişken hız denetimi için arzu edilen sinüsoidal akım üretiminden hiçbir ödün verilmemektedir.

Deneysel sonuçları gözlemlemek üzere, motor denetiminde DGM sinyal üretimi, analog/sayısal çevrim yapısı ve hızından dolayı temel işlemci olarak Texas Instruments firması tarafından üretilen TMS320F243 sayısal işaret işlemcisi (Sİİ) kullanılmıştır. Önerilen YA eviriciyi gerçekleştirmek için yardımcı devre elemanlarının ana anahtarların kesime ve iletime gitmesinden belli bir süre önce devreye alınıp ana anahtarlar geçişlerini tamamladıktan sonra devreden çıkarılması gerekmektedir. Bu işlem için toplam on iki anahtarın sürülmesi gerekmektedir. TMS320F243 Sİİ içerisindeki dâhili DGM kanalları kullanılarak on iki anahtarın sürülmesi mümkün olmamaktadır. Bu yüzden Microchip firması tarafından üretilen, PIC16F877 mikro denetleyicisi yardımcı denetleyici olarak kullanılmıştır. Daha önceki çalışmalarda gerekli sinyal üretimi için genellikle bir Sİİ ile birlikte FPGA (Alan programlanabilir kapı dizisi) yongalarından yararlanılmaktadır. Bu çalışmada ise programlanması ve kullanımı daha kolay olan PIC16F877 mikro denetleyicisi tercih edilmiştir. Sİİ dolaylı vektör denetimi için gerekli hız ve akım bilgilerini okumakta ve gerekli hesaplamaları yaparak altı adet DGM sinyalini üretmektedir. PIC bu sinyalleri okuyarak yumuşak anahtarlama için gerekli sinyallerle beraber ana anahtar sinyallerini sürücülere göndermektedir. Deneysel sonuçlar önerilen yöntemin anahtarlama, kesim kayıplarını %84'e varan miktarda ve iletim kayıplarını %40 azalttığını sistemin toplam performansını da %7 iyileştirdiğini göstermektedir.

2. ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTORUN VEKTÖR MODELİ VE DENETİMİ

2.1. Asenkron Motorlar

Gelişmiş ülkelerde üretilen toplam elektrik enerjinin yarısından fazlası, elektrik motorlarıyla mekanik enerjiye çevrilmektedir. Endüstriyel sürücülerin en az %90'ında asenkron motor yer almaktadır [42].

Yabancı uyartımlı DA motorları, hız denetiminin kolayca yapılabilmesi nedeni ile, endüstride yaygın olarak kullanılan değişken hızlı denetim sistemleri sınıfında uzun bir süre rakipsiz kalmışlardır. Ancak bu motorların en büyük dezavantajları olan komütatör ve fırça yapısı, motorun hem belirli aralıklarda bakım gereksinimine hem de fırça kolektör teması nedeni ile patlayıcı, parlayıcı ve tozlu ortamlarda kullanılmamasına, yüksek devir sayılarına ve yüksek gerilimlere çıkılamamasına neden olmuştur. DA motorlarının dinamik davranış karakteristikleri ASM'lardan daha iyi olmasına rağmen, ASM'lar DA motorlarına göre yapı itibariyle daha basittirler. ASM'lar sağlam, güvenilir, maliyeti düşük, az bakım gerektiren, çevresel koşullardan etkilenmeme ve büyük güçte imal edilebilmelerinden dolayı daha çok tercih edilmektedir. Bunun yanında tehlikeli ve kirli ortamlarda da kullanılabilirler [3].

ASM'un karmaşık denetim ve dönüşüm algoritmaları gerektirmesinin nedeni makinanın doğrusal olmayan yapısından kaynaklanmaktadır. DA motoru ise doğrusal bir denetim yapısına sahiptir. Bunun nedeni akıyı ve momenti oluşturan akım bileşenlerinin birbirinden bağımsız olarak denetlenebilmesidir. Bu sayede akı sabit tutulduğundan, moment kendini oluşturan akım bileşeni ile doğrusal olarak denetlenebilmektedir. Momentin akım ile denetimi, momentin değişimlere hızlı tepki vermesini sağlar [13].

Yaygın kullanıma bağlı olarak, endüstriyel tesislerde ASM'un değişik hızlarda çalıştırılmaları da gerekli olmuştur. Hız denetiminin sağlanması için değişik sürücüler tasarlanmıştır. Güç elektroniği elemanlarındaki teknolojik gelişmeler ve

denetleyici olarak kullanılan mikroişlemcilerin daha hızlı işlem yapabilme kapasitesine bağlı olarak, sürücülerin verimlilikleri artırılmıştır. Yapılan sürücü tasarımının verimli olması, motor parametrelerinin doğru tespit edilmesi ve kullanılan denetim algoritmasına göre önem kazanmıştır [4,43].

2.2. Üç Fazlı ASM'un Matematiksel Modeli

Bir sistemin matematiksel modeli ya sistemin fiziksel davranışının benzetimini yapmak, yada bir algoritmaya dayalı gerçek zamanda denetimini gerçekleştirmek için gereklidir. Matematiksel modeller, sistemin gerçek fiziksel davranışına oldukça uyumlu olmalı ve o davranışı iyi bir şekilde ifade etmelidir. Model oldukça basit olmalıdır. Modelin karmaşıklığı, denetim işleminin süresini uzatmakta ve sistemin verimini düşürmektedir. Modellerde kullanılan makinanın fiziksel büyüklüklerinin, skaler değil de vektörel olarak göz önüne alınabilmesi, sistem modelinin doğruluğunu artırmaktadır. Özellikle makinaların geçici durum davranışlarında oluşacak hata önemli derecede azalmaktadır [44].

2.2.1. Simetrik ASM'un Modeli

Simetrik ASM modelinde makina çok girişli tek çıkışlı elektro mekanik enerji dönüşümü yapan bir sistem olarak göz önüne alınır. Model bazı varsayımlar üzerine kurulmuştur. Bunlar;

1. Hava aralığının rotor boyunca düzgün olduğu,
2. Rotor ve stator sargılarının hava aralığı boyunca harmoniksiz, saf sinüsoidal bir manyeto motor kuvvet oluşturacak şekilde yerleştirildiği,
3. Manyetik devrenin ideal kabulü, kayıpların ve doymanın ihmal edildiği,
4. Akım yığılması (deri olayı) olayının ihmal edildiği,
5. Histerisiz ve fuko kayıplarının ihmal edildiği,
6. Stator ve rotor sargı direnç ve endüktanslarının frekans ve sıcaklık etkisi ile değişmediği,

7. Rotor çubuklarının, rotor eksenine göre simetrik olarak yayıldığı şeklinde sıralanabilir [45].

Simetrik modelin literatürde çok uzun süredir yaygın olarak kullanılması, varsayımların sonuçlarda büyük hatalar neden olmadığı ve modelin yeterince gerçekçi olduğunu göstermektedir. Bununla beraber yukarıda bahsedilen varsayımlar bir yana bırakılarak, modeli gerçek fiziksel sisteme daha duyarlı hale getirmek mümkündür.

ASM'da stator sargıları *as, bs, cs*, rotor sargıları ise *ar, br, cr* olarak isimlendirilir, stator ve rotor sargılarının kendi aralarında eşit olduğu kabul edilir. Sargılar arasında elektriksel 120° faz farkı olup stator sargıları *as*'ye rotor sargıları ise *ar* sargısına simetrik olarak stator ve rotor oyuklarına yerleştirilmiştir. İndis olarak *"s"* kullanılması "stator" veya "durağan" (stationary) sargılarını ifade etmektedir. Rotor sargılarında *"r"* indisi "rotor" veya "döner" (rotating) sargılarını ifade etmektedir. Stator ve rotorun manyetik eksen düzlemindeki yerleşimi Şekil 2.1'de verilmektedir [45].

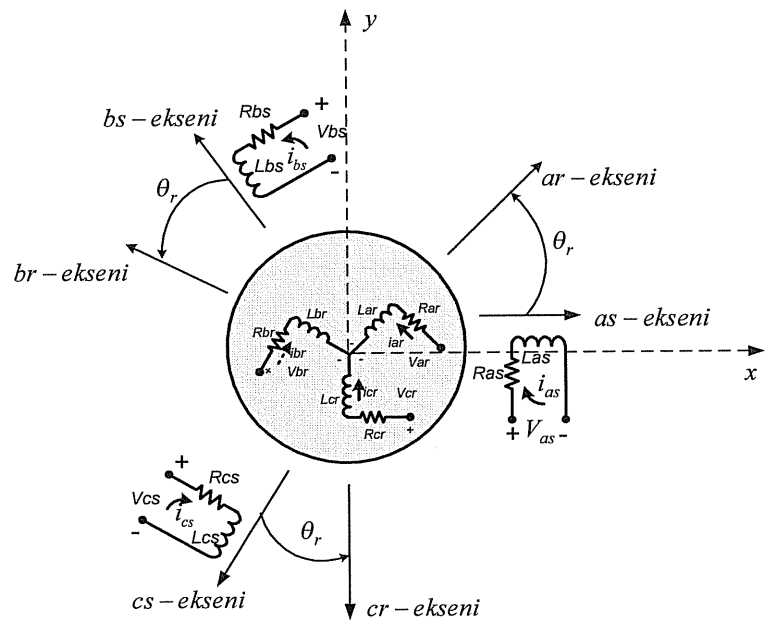
Şekil 2.1' deki stator ve rotor devrelerinin gerilim eşitlikleri matrissel formda aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$v_{abcs} = r_s i_{abcs} + p\lambda_{abcs} \tag{2.1}$$

$$v_{abcr} = r_r i_{abcr} + p\lambda_{abcr} \tag{2.2}$$

Eş. 2.1 ve Eş. 2.2' deki p ifadesi (d/dt) türev operatörüdür. Statora ait değişkenler v_{abcs}, i_{abcs} ve λ_{abcs} ifadeleri vektörel olarak Eş.2.3'te verilmiştir.

$$v_{abcs} = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \qquad i_{abcs} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \qquad \lambda_{abcs} = \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} \tag{2.3}$$



Şekil 2.1. Üç-fazlı ASM'un manyetik eksen düzlemi.

Benzer şekilde rotora ait değişkenler v_{abcr}, i_{abcr} ve λ_{abcr} ifadeleri vektörel olarak Eş.2.4'te verilmiştir.

$$v_{abcr} = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} \qquad i_{abcr} = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \qquad \lambda_{abcr} = \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \\ \lambda_{cr} \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

Eş.2.3'teki statora ait faz gerilimleri, faz akımları ve faz akıları aralarındaki ilişkiyi Eş.2.5'teki gibi yazmak mümkündür.

$$\begin{aligned} v_{as} &= r_s i_{as} + p\lambda_{as} \\ v_{bs} &= r_s i_{bs} + p\lambda_{bs} \\ v_{cs} &= r_s i_{cs} + p\lambda_{cs} \end{aligned} \tag{2.5}$$

Eş.2.4'teki rotora ait faz gerilimleri, faz akımları ve faz akıları aralarındaki ilişkiyi Eş.2.6'daki gibi yazmak mümkündür.

$$\begin{aligned} v_{ar} &= r_r i_{ar} + p\lambda_{ar} \\ v_{br} &= r_r i_{br} + p\lambda_{br} \\ v_{cr} &= r_r i_{cr} + p\lambda_{cr} \end{aligned} \tag{2.6}$$

Genel olarak stator ve rotor fazları birbirine bağımlıdır. Makinanın faz akıları da akımlara bağlı olup Eş. 2.7'de bu durum gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} \lambda_{abcs} &= \lambda_{abcs(s)} + \lambda_{abcs(r)} \\ \lambda_{abcr} &= \lambda_{abcr(s)} + \lambda_{abcr(r)} \end{aligned} \tag{2.7}$$

burada,

$$\lambda_{abcs(s)} = \begin{bmatrix} L_{as} & L_{abs} & L_{acs} \\ L_{abs} & L_{bs} & L_{bcs} \\ L_{acs} & L_{bcs} & L_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

$$\lambda_{abcs(r)} = \begin{bmatrix} L_{as,ar} & L_{as,br} & L_{as,cr} \\ L_{bs,ar} & L_{bs,br} & L_{bs,cr} \\ L_{cs,ar} & L_{cs,br} & L_{cs,cr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \tag{2.9}$$

$$\lambda_{abcr(s)} = \begin{bmatrix} L_{ar,as} & L_{ar,bs} & L_{ar,cs} \\ L_{br,as} & L_{br,bs} & L_{br,cs} \\ L_{cr,as} & L_{cr,bs} & L_{cr,cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \tag{2.10}$$

$$\lambda_{abcr(r)} = \begin{bmatrix} L_{ar} & L_{abr} & L_{acr} \\ L_{abr} & L_{br} & L_{bcr} \\ L_{acr} & L_{bcr} & L_{cr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \tag{2.11}$$

Statora ait bir faz endüktansları (L_{as}, L_{bs}, L_{cs}) stator mıknatıslanma endüktansı (L_{ms}) ile stator kaçak endüktansları (L_{ls}) toplamına eşittir. Bu durum Eş.2.12'de gösterilmektedir.

$$L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_{ls} + L_{ms} \tag{2.12}$$

Stator faz sargıları as ve bs, bs ve cs, cs ve as arasındaki ortak endüktans Eş.2.13'te verilmiştir.

$$L_{abs} = L_{bcs} = L_{cas} = -\frac{L_{ms}}{2} \tag{2.13}$$

Stator sargılarındaki as, bs ve cs fazlarına ait sargı akıları endüktans ve akımların çarpımlarından oluşmaktadır. Eş.2.14'te bu durum verilmiştir.

$$\lambda_{abcs(s)} = \begin{bmatrix} L_{ls}+L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls}+L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls}+L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \tag{2.14}$$

Stator ve rotor sargıları arasında ortak manyetik bağ bulunmaktadır. Şekil 2.1'de rotor fazı "ar" ve stator fazı "as" arasında θ_r elektriksel açı vardır ve θ_r değişkendir. Benzer şekilde rotor fazları br ve cr sırasıyla stator fazları bs ve cs arasında da θ_r elektriksel açısı bulunur. Stator ile rotor arasındaki ortak endüktanslar, sargı eksenleri arasındaki açının kosinüsü ile orantılıdır. (as - ar), (bs - br) ve (cs - cr) sargıları arasında θ_r açısı vardır. Eş.2.15'te bu durum gösterilmiştir.

$$L_{as,ar} = L_{bs,br} = L_{cs,cr} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \cos\theta_r \tag{2.15}$$

$(as-br)$, $(bs-cr)$ ve $(cs-ar)$ sargıları arasında $\theta_r + 2\pi/3$ açısı vardır. Eş.2.16'da bu durum gösterilmektedir.

$$L_{as,br} = L_{bs,cr} = L_{cs,ar} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \tag{2.16}$$

Son olarak $(as-cr)$, $(bs-ar)$ ve $(cs-br)$ sargıları arasında $\theta_r - 2\pi/3$ açısı vardır. Eş. 2.17 de bu durum gösterilmiştir.

$$L_{as,cr} = L_{bs,ar} = L_{cs,br} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \cos(\theta_r - 2\pi/3) \tag{2.17}$$

Eş.2.15, Eş.2.16 ve Eş.2.17'de rotor ve stator arasındaki ilişki verilmiştir. Rotor devresi akı değerinin stator devresine aktarılmasında, rotor ve stator sipir sayılarının birbirine oranı olan (N_r / N_s) kullanılarak, Eş.2.18 elde edilir.

$$\lambda_{abcs(r)} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \tag{2.18}$$

Aynı şekilde rotor sargı akısını belirlemek için yukarıda verilen eşitliklerdeki işlemleri yapmak gerekir. Rotor akımları kullanılarak rotor devresine ait rotor akı bağı Eş.2.19'da verilmektedir.

$$\lambda_{abcr(r)} = \begin{bmatrix} L_{lr} + \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{ms} & -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} & -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} \\ -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} & L_{lr} + \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{ms} & -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} \\ -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} & -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} & L_{lr} + \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{ms} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \tag{2.19}$$

Burada, L_{lr} rotor kaçak endüktansıdır. Stator devresindeki akımların rotor sargılarındaki akı bağı Eş.2.20'de verilmektedir.

$$\lambda_{abcr(s)} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \tag{2.20}$$

Üç fazdan iki faza dönüşüm sırasında $L_m = (3/2)L_{ms}$ alınması gerekmektedir [46,47].

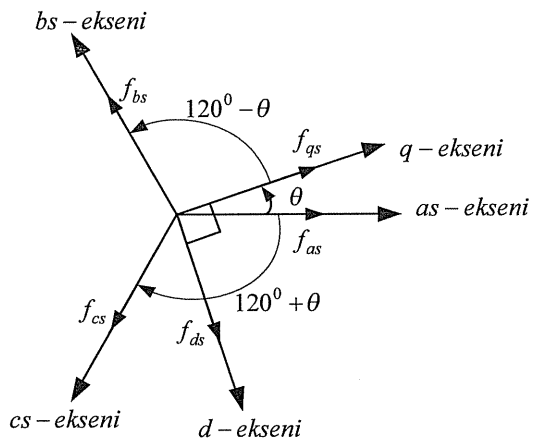
2.3. Üç Fazdan İki Faza Dönüşüm

ASM'un dinamik performansını analiz etmek için kullanılan ve Eş.2.5'de verilen gerilim denklemlerinde, ASM'un bazı endüktanslarının zamanla değiştiği görülmektedir. Bu değişim, rotor devrinin bir fonksiyonu olarak meydana gelmektedir. Diferansiyel denklemlerdeki katsayılar rotorun durması haricinde zamanla değişmektedir. Değişkenlerin başka değişkenlerle değiştirilmesi yani yeniden tanımlanması ile diferansiyel denklemlerin karmaşıklığı azaltılabilir. Bu işlem transformasyon olarak adlandırılır. Genel transformasyonda makinanın gerçek değişkenleri başka bir referans düzlemde tanımlanabilir. Bu düzlem keyfi (arbitrary) referans düzlemidir. Bilinen bütün transformasyonlar, bu genel transformasyondan elde edilebilir. Bunu için sadece kullanılacak referans düzlemin döner hızının bilinmesi yeterli olmaktadır.

Elektrik makinalarının analizinde zamanla değişen endüktansları yok etmek için kullanılan değişkenlerin yeniden tanımlanması yöntemi, diğer çeşitli statik, sabit parametreli güç sistem elemanlarının analizinde de kullanılmaktadır [46,47].

ASM'un tüm sargıları arasında manyetik bir etkileşim bulunmaktadır. Bu etkileşimin basitleştirilmesi, senkron ve DA motorlarında olduğu gibi hava aralığı mmk'i iki dik eksen yönünde bileşenlerine ayrılarak yapılabilir. İki eksen genellikle *dq* (direct ve

quadrature) olarak gösterilir. Stator ve rotor için kabul edilen ortak düzlem, rotor dönüş açısına bağlı değildir. Keyfi olarak seçilen bu düzleme keyfi referans düzlemi denir ve stator fazlarından herhangi birine göre rasgele seçilmiş bir açıda (θ) konumlandırılabilir. Stator ve rotor değişkenleri bu iki düzleme aktarılır. Şekil 2.2'de üç fazlı *abc* ekseni ile iki fazlı *dq* ekseni arasındaki geometrik ilişki görülmektedir. Şekil 2.2'de *as* ekseni ile *q* ekseni arasında θ açısı olup *d* ekseni *q* ekseninin 90^0 gerisindedir. Şekil 2.2'deki stator referans düzlemine ait dönüşümler matrissel olarak Eş.2.21 ve Eş.2.22'de verilmiştir. Üç fazlı sistemdeki her bir sargının sarım sayısı N olup iki fazlı sistemde ise her bir sargının sarım sayısı $3N/2$' dir. Böylece her iki sistemde aynı mmk üretilmiş olur.



Şekil 2.2. *abc* -ekseninden *dq* -eksenine dönüşüm.

Üç fazlı düzlemden iki fazlı düzleme dönüşüm Eş. 2.21' de verilmiştir.

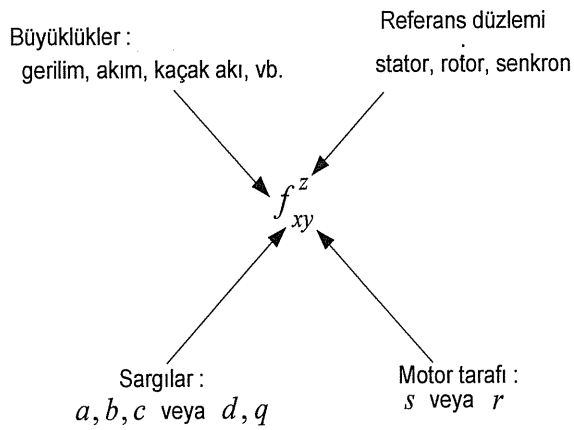
$$\begin{bmatrix} f_{qs} \\ f_{ds} \\ f_{os} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \tag{2.21}$$

İki fazlı düzlemden üç fazlı düzleme ters dönüşüm ise Eş.2.22'de verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{qs} \\ f_{ds} \\ f_{os} \end{bmatrix} \tag{2.22}$$

Eş. 2.21 ve Eş. 2.22' deki sistem dengeli ise f_o ifadesinin değeri sıfıra eşittir. ASM'a ait faz gerilimleri veya akımlarının dengeli olmaması durumunda eşitliklerde f_o bileşeninde işlemlere katılması gerekir. Aynı şekilde rotora ait değişkenlerde yeni düzleme taşınması gerekir. Eş. 2.21 ve Eş.2.22' deki bu dönüşümler rotor referans düzlemi içinde yapılır.

Eş. 2.21, Eş. 2.22 ve şekil 2.3'te kullanılan "f" sembolü gerilim (v), akım (i) ve kaçak akı (λ) vb. büyüklükleri, "z" sembolü durağan (s), rotor (r) ve senkron (e) referans düzlemlerini; "x" sembolü a,b,c veya d,q sargılarını, "y" sembolü motorun stator (s) veya rotor (r) kısmı olduğunu göstermektedir [46-49].



Şekil 2.3. Dönüşüm büyüklüklerinin sembolleri

Yeni seçilen referans düzlemin statorun bir fazına göre yaptığı açı ile rotor dönüş açısı kullanılarak bu dönüşüm gerçekleştirilir. d-q düzlemine stator ve rotor

değişkenlerinin aktarılması ile rotor açısına göre değişmeyen sabit değerler elde edilebilir. Bu sayede birbirinden 90^0 faz farklı iki eksende elde edilen büyüklükler ASM'un matematiksel modellenmesi ve sistemin dinamik tepkilerinin ölçülmesi için kullanılır. Benzer şekilde ters dönüşüm yapılarak *d-q* düzleminde elde edilen büyüklükler tekrar üç faz düzlemine aktarılabilir. Bu sayede ASM'un herhangi bir *t* anı için tüm değişkenlerinin sahip olduğu büyüklükler bilinebilir. Belirtilen ters dönüşüm ifadesi Eş.2.22'de verildiği gibi olur.

Belirtilen düzlemin durağan olması, eşitliklerin stator faz eksenlerinden birine sabitlenmesi ile mümkün olabilir [43].

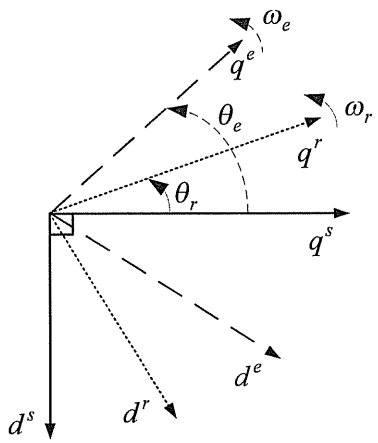
2.4. ASM Modelinde Kullanılan Referans Düzlemler

Elektrik makinaları analizinde ve güç sistemlerinde ortak kullanılan referans düzlemleri Çizelge 2.1' de gösterilmiştir. Bunlar; keyfi, durağan, rotor ve senkron referans düzlemleridir. Verilen referans düzlemlerinin her biri durağan referans düzlemi için uygulanmıştır [44].

Çizelge 2.1' de özet olarak verilen referans düzlemlerin kendi aralarında da dönüşüm yapılabilmektedir. Motorun hız ve pozisyonu denetimine göre kullanılacak denetim algoritması göz önüne alınarak referans düzlemlerine dönüşüm yapılabilir. Bu durum Şekil 2.4'te verilmiştir.

Çizelge 2.1. Referans düzlemleri

Referans düzlem hızı	Referans düzlem pozisyonu	Açıklama	Değişkenler
ω	θ	Durağan referans düzlemi - keyfi referans düzlemi	f_{dqos} veya f_{ds}, f_{qs}, f_{os}
0	0	Durağan referans düzlemi - durağan referans düzlemi	f^s_{dqos} veya $f^s_{ds}, f^s_{qs}, f^s_{os}$
ω_r	θ_r	Durağan referans düzlemi – rotor referans düzlemi	f^r_{dqos} veya $f^r_{ds}, f^r_{qs}, f^r_{os}$
ω_e	θ_e	Durağan referans düzlemi – senkron referans düzlemi	f^e_{dqos} veya $f^e_{ds}, f^e_{qs}, f^e_{os}$



Şekil 2.4. ASM değişkenlerinin aktarıldığı $d-q$ referans düzlemleri.

2.4.1. Durağan referans düzlemi

Durağan referans düzlemi stator referans düzlemi olarak da adlandırılır. Bu referans düzlemindeki gerçek eksen, stator faz sargılarından birinin düzlemine bindirilir. Bu durumda referans düzlemin açısal hız değeri statora sabitlendiği için hem açısal hız $\omega = 0$ hem de açısal pozisyon $\theta = 0$ olur. Sabit eksen düzleminde değer alan değişkenler $d^s - q^s$ ile ifade edilir. Açısal hızın sıfır olduğu kabul edilerek stator ve

rotor sargı akıları Eş.2.23'te verilmiştir [44-49].

$$\begin{aligned}
\lambda_{qs}^{s} &= L_s i_{qs}^{s} + L_m i_{qr}^{s} \\
\lambda_{ds}^{s} &= L_s i_{ds}^{s} + L_m i_{dr}^{s} \\
\lambda_{qr}^{s} &= L_r i_{qr}^{s} + L_m i_{qs}^{s} \\
\lambda_{dr}^{s} &= L_r i_{dr}^{s} + L_m i_{ds}^{s}
\end{aligned} \tag{2.23}$$

Eş.2.23'te $L_s = L_{ls} + L_m$ olup stator endüktansını ifade eder ve kaçak endüktans ve mıknatıslama endüktansının toplamına eşittir. Aynı şekilde rotor endüktansının ifadesi de, rotor kaçak endüktansı ve mıknatıslama endüktansının toplamına eşittir, $L_r = L_{lr} + L_m$ ile ifade edilir. Rotora ait yazılan tüm ifadeler, statora aktarılmış durum değerleridir. Bu işlem için dönüştürme oranı kullanılır.

Stator ve rotor gerilimlerinin stator eksen takımındaki ifadesi Eş. 2.24'teki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
v_{qs}^{s} &= R_s i_{qs}^{s} + p\lambda_{qs}^{s} \\
v_{ds}^{s} &= R_s i_{ds}^{s} + p\lambda_{ds}^{s} \\
v_{qr}^{s} &= R_r i_{qr}^{s} - \omega_r \lambda_{dr}^{s} + p\lambda_{qr}^{s} \\
v_{dr}^{s} &= R_r i_{dr}^{s} + \omega_r \lambda_{qr}^{s} + p\lambda_{dr}^{s}
\end{aligned} \tag{2.24}$$

Eş.2.23'teki sargı akı ifadeleri Eş.2.24'te yerlerine yazılacak olursa, stator ve rotor gerilimleri matrissel formda Eş.2.25'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^{s} \\ v_{ds}^{s} \\ v_{qr}^{s} \\ v_{dr}^{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & -\omega_r L_m & R_r + L_r p & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_m & L_m p & \omega_r L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^{s} \\ i_{ds}^{s} \\ i_{qr}^{s} \\ i_{dr}^{s} \end{bmatrix} \tag{2.25}$$

ASM'da üretilen elektromanyetik moment ifadesi Eş.2.26'da verilmiştir.

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2} L_m (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) \tag{2.26}$$

Yukarıdaki moment eşitliğinde P kutup sayısını ve L_m üç faz düzleminden iki faz düzlemine indirgenmiş stator mıknatıslama endüktans değerini ifade eder.

Motorun stator faz gerilimleri, akımları veya akıları Eş.2.21 kullanılarak iki faza aktarılabilir. Sistem dengeli bir sistem ise $f_{as} + f_{bs} + f_{cs} = 0$ olduğu kabul edilir. İki fazlı $d-q$ sistemi Eş.2.27' deki gibi yazılır.

$$\begin{aligned} f_{qs} &= f_{as} \\ f_{ds} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(f_{cs} - f_{bs}) \end{aligned} \tag{2.27}$$

Stator eksen takımında açısal pozisyon sıfır olduğu için $(\theta_c = 0)$ üç faz stator akımları *d-q* düzlemine Eş. 2.28'deki gibi şöyle aktarılır.

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \\ i_{os}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \tag{2.28}$$

Üç faz akımlarının toplamı sıfır olduğu kabul edilerek Eş. 2.27 kullanılarak *d-q* akım eşitlikleri yeniden aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$\begin{aligned} i_{qs}^s &= i_{as} \\ i_{ds}^s &= \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{cs} - i_{bs}) \end{aligned} \tag{2.29}$$

2.4.2. Rotor referans düzlemi

ASM'a ait üç faz değişkenleri rotor referans düzlemine aktarılırken, *d-q* eksen takımının açısal hızının rotor hızına eşit olduğu kabul edilir ve şekil 2.2'deki $\theta = \theta_r$ ve $\omega = \omega_r$ olması durumudur. Tüm değişkenler rotor referans düzleminde ifade edilirken $d^r - q^r$ indisleri ile tanımlanır. Rotorun bulunduğu açısal pozisyon ve açısal hız değeri stator ve rotor değişkenlerinin bu eksen takımına aktarılmasında kullanılır. Stator ve rotor sargı akılarının ifadesi Eş.2.30'da verilmiştir.

$$\begin{aligned}
\lambda_{qs}^r &= L_s i_{qs}^r + L_m i_{qr}^r \\
\lambda_{ds}^r &= L_s i_{ds}^r + L_m i_{dr}^r \\
\lambda_{qr}^r &= L_r i_{qr}^r + L_m i_{qs}^r \\
\lambda_{dr}^r &= L_r i_{dr}^r + L_m i_{ds}^r
\end{aligned} \tag{2.30}$$

Stator ve rotor gerilimlerinin rotor eksen düzlemindeki ifadeleri Eş.2.31'de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
v_{qs}^r &= R_s i_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r + p\lambda_{qs}^r \\
v_{ds}^r &= R_s i_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r + p\lambda_{ds}^r \\
v_{qr}^r &= R_r i_{qr}^r + p\lambda_{qr}^r \\
v_{dr}^r &= R_r i_{dr}^r + p\lambda_{dr}^r
\end{aligned} \tag{2.31}$$

Eş.2.30'daki sargı akı ifadeleri Eş.2.31'de yerlerine konulur ise stator ve rotor gerilimleri matrissel formda Eş.2.32'daki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^r \\ v_{ds}^r \\ v_{qr}^r \\ v_{dr}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & \omega_r L_s & L_m p & \omega_r L_m \\ -\omega_r L_s & R_s + L_s p & -\omega_r L_m & L_m p \\ L_m p & 0 & R_r + L_r p & 0 \\ 0 & L_m p & 0 & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \\ i_{qr}^r \\ i_{dr}^r \end{bmatrix} \tag{2.32}$$

ASM'da üretilen elektromanyetik moment ifadesi Eş.2. 33'te verilmiştir.

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2} L_m \left(i_{qs}^r i_{dr}^r - i_{ds}^r i_{qr}^r \right) \tag{2.33}$$

Eş.2.33'te yer alan 3/2 katsayısı üç fazlı sistemden iki fazlı sisteme dönüşümde sabit güç eşitliğini sağlamaktadır [52]. Aynı şekilde, motorun rotor faz gerilimleri, akımları veya akıları Eş.2.21 kullanılarak iki faza aktarılabilir.

2.4.3. Senkron referans düzlemi

Senkron referans düzleminde, ASM stator ve rotor değişkenleri senkron hızda dönen düzleme aktarılır. Şekil 2.2' de $\theta = \theta_e$ ve $\omega = \omega_e$ olması durumudur. Senkron eksen takımında dönüşümler için motorun senkron elektriksel hız ve pozisyon değeri kullanılır. Tüm değişkenler senkron referans düzleminde ifade edilirken indisleri $d^e - q^e$ ile tanımlanır. Stator ve rotor sargı akılarının ifadesi Eş. 2.34'te verilmiştir.

$$\begin{aligned}
\lambda_{qs}^e &= L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \\
\lambda_{ds}^e &= L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \\
\lambda_{qr}^e &= L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e \\
\lambda_{dr}^e &= L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e
\end{aligned} \tag{2.34}$$

Stator ve rotor gerilimlerinin rotor eksen düzlemindeki ifadeleri Eş.2.35' de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
v_{qs}^e &= R_s i_{qs}^e + \omega_r \lambda_{ds}^e + p\lambda_{qs}^e \\
v_{ds}^e &= R_s i_{ds}^e - \omega_r \lambda_{qs}^e + p\lambda_{ds}^e \\
v_{qr}^e &= R_r i_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r)\lambda_{dr}^e + p\lambda_{qr}^e \\
v_{dr}^e &= R_r i_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r)\lambda_{qr}^e + p\lambda_{dr}^e
\end{aligned} \tag{2.35}$$

Eş.2.34'teki sargı akı ifadeleri Eş.2.35'de yerlerine yazılacak olursa, stator ve rotor gerilimleri matrissel formda Eş.2.36'daki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \\ v_{qr}^e \\ v_{dr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & \omega_e L_s & L_m p & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + L_s p & -\omega_e L_m & L_m p \\ L_m p & (\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + L_r p & (\omega_e - \omega_r) L_r \\ -(\omega_e - \omega_r) L_m & L_m p & -(\omega_e - \omega_r) L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

ASM'da üretilen elektromanyetik moment ifadesi Eş. 2.37'de verilmiştir.

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2} L_m \left(i_{qs}^e \, i_{dr}^e - i_{ds}^e \, i_{qr}^e \right) \quad (2.37)$$

ASM'un senkron hızda dönen eksendeki elektromanyetik moment ifadesi Eş.2.37'de, dinamik davranışlarından çıkarılan elektromanyetik moment ifadesi ise Eş.2.38'de verilmiştir.

$$T_e = J\frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_L = \frac{2}{P} J\frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_L \quad (2.38)$$

Eş. 2.38'de ω_m rotorun mekaniksel açısal hızını, J motor ataletini, B sürtünme katsayısını, T_L yük momentini ve P kutup sayısını temsil etmektedir. Eş.2.36 ile oluşturulan gerilim denklemlerinde, ω_m gözükmediğinden, mekaniksel hızın, elektriksel rotor hızı ω_r dönüştürülmesi gerekir. Mekanik açısal hız ile elektriksel açısal hız arasında $\omega_m = \frac{P}{2} \times \omega_r$ bağıntısı mevcuttur [45,52]. Tekrar motorun rotor faz gerilimleri, akımları veya akıları Eş. 2.21 kullanılarak iki faza aktarılabilir.

2.4.4. Referans düzlem dönüşümleri

ASM hız denetimi için geliştirilen denetleyicilerde değişik referans düzlem dönüşümleri gerekmektedir. Durağan referans düzlemden senkron referans düzleme dönüşüm Alan Yönlendirmeli Kontrol (Field Oriented Control) tekniğinde gerekli olmaktadır. Aynı şekilde senkron referans düzlemden durağan referans düzleme

dönüşüm de gereklidir. Bu dönüşümlerde ASM'un akım, gerilim veya akı denklemleri kullanılabilir. Şekil 2.4' te görüldüğü gibi durağan referans düzlemindeki $(d^s - q^s)$ değişkenleri senkron referans düzlemine $(d^e - q^e)$ aktarılabilir,

$$\begin{bmatrix} f_{qs}^e \\ f_{ds}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{qs}^s \\ f_{ds}^s \end{bmatrix} \tag{2.39}$$

Eğer senkron referans düzlemdeki $(d^e - q^e)$ değişkenler tekrar durağan referans düzleme aktarılacak olursa, dönüşüm matrisinin tersi alınır. Bu durum Eş.2.40' da gösterilmiştir.

$$\begin{bmatrix} f_{qs}^s \\ f_{ds}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{qs}^e \\ f_{ds}^e \end{bmatrix} \tag{2.40}$$

2.5. ASM Denetim Yöntemleri

Daha önceleri ASM'lar skalar denetim yöntemleri ile kontrol edilmekteydi. Güç elektroniği elemanlarının hızlarının ve kapasitelerinin artması, daha güçlü mikroişlemcilerin üretilmesi ile vektör denetim yöntemleri kullanılmaya başlanmıştır [49,50].

ASM denetiminde son yıllarda, stator akı ve elektromanyetik momentinin her ikisinin aynı zamanda denetimi temel ilkesine dayanan direkt moment denetim (DTC) tekniği önerilmektedir. Bu yöntem geleneksel vektör denetimli sürücüler ile karşılaştırıldığında, koordinat transformasyonuna gerek kalmadan moment ve akının ayrıştırılmasını sağlar ve DGM modülatöre ihtiyaç yoktur, bundan dolayı hızlı moment tepkisi sağlarlar [51]. Bu yöntemde, başlama ve düşük hız bölgesinde problemler meydana gelir, ayrıca momentin değişimi esnasında da problemler oluşur, akı ve moment tahmincisine gerek vardır, akım denetiminde histerisiz bant

kullanıldığından değişken anahtarlama frekansı ve momentte dalgacıklar oluşmaktadır [11,51].

Skalar denetim yöntemlerinin kullanılması ile elde edilen değişken hızlı ASM sürücü sistemlerinin kararlı durum performansları iyi fakat dinamik cevaplama performansları iyi değildir. Hava aralığı akısındaki salınımlar dinamik tepkiyi kötüleştirir ve elektromanyetik momentte salınımlara neden olur. Bu dikkate alınmazsa hızda salınımların oluşmasına yol açar. Yüksek performanslı sürücü sistemlerinde, momentte ve hızda salınımların olması istenmez. Bu tip uygulamalarda yüksek doğruluk, hızlı pozisyon ve hız denetimi gerekir. Akı ve moment ayrı ayrı kontrol edilirse bu sorunların üstesinden gelinebilir. Bu kontrol yöntemine vektör denetimi (alan yönlendirmeli denetim) adı verilir [52,53].

ASM'un alan yönlendirmeli denetimi, momentin ve akının birbirinden bağımsız denetlenebilen bileşenlerden oluşturulması temeline dayanır. Burada istenen yapı doğru akım motorlarındaki moment kontrol özelliklerinin elde edilmesidir. Vektör kontrollü ASM sürücüsü, yabancı uyartımlı DA motorlarına benzemektedir. Bu durum Şekil 2.5'de gösterilmiştir. Yabancı uyartımlı DA motorlarında moment ifadesi Eş.2.41' deki gibi bulunur.

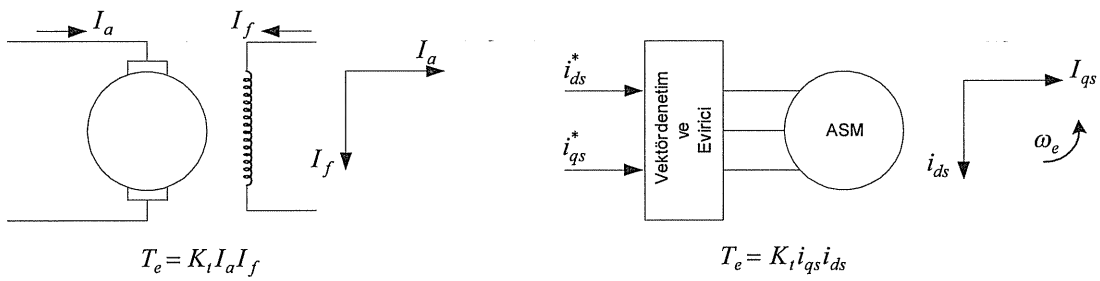
$$T_e = K_t I_a I_f \tag{2.41}$$

Burada I_a endüvi akımı (moment bileşeni), I_f uyartım akımı (alan bileşeni) ve K_t motorun moment sabitidir. Bir DA motorunun manyetik yapısını I_f uyartım akımı tarafından üretilen λ_f uyartım akısı ve I_a endüvi akımı tarafından üretilen λ_a endüvi akısı oluşturmaktadır. Bu akımlar birbirinden bağımsız ve diktir. Bu durum Şekil 2.5 (a)'da görülmektedir.

ASM'un dinamik denklemleri senkron hızda dönen referans düzlemine $(d^e - q^e)$ aktarılırsa, bu düzlemde kararlı durumdaki sinüsoidal büyüklüklerin DA büyüklükler

olduğu görülür. Şekil 2.5 (b)' de iki denetim girişi olan i_{ds}^{*} ve i_{qs}^{*} akımları vektör denetim ve eviricinin girişi olarak görülmektedir. Bu akımlar stator akımının i_{ds} boyuna (direct) eksen bileşenini ve i_{qs} enine (quadrature) eksen bileşenini senkron hızda dönen referans düzleminde göstermektedir. Vektör denentim yönteminde DA motorunda olduğu gibi i_{ds}, I_f uyartım akımına (alan bileşeni) ve i_{qs} ise I_a endüvi akımına (moment bileşeni) denk gelmektedir. ASM için moment Eş.2.42'deki gibi bulunur.

$$T_e = K_t i_{qs} i_{ds} \tag{2.42}$$



Şekil 2.5. (a)Yabancı uyartımlı DA motor, (b) Vektör denetimli ASM.

2.5.1. Vektör denetim yöntemleri

Vektör denetim uygulamalarında temel iki yöntem vardır. Bunlar, Blasche tarafından bulunan doğrudan vektör ya da geri beslemeli denetim yöntemi ve Hasse tarafından bulunan dolaylı vektör ya da ileri beslemeli denetim yöntemleridir [54].

Doğrudan vektör denetim yöntemi

Doğrudan vektör denetim yönteminde akı doğrudan ölçülerek bulunur. Ölçme yönteminde hava aralığına yerleştirilen akı algılayıcıları (Hall-effect), statora özel

olarak yerleştirilen akı bobinleri tarafından veya gözlemleyici model kullanılarak bulunur. Akı algılayıcıların sıcaklıktan etkilenmesi ve kırılgan olması dezavantajıdır. Ayrıca vektör denetiminde hava aralığı akısı istenmeyen bir kararsızlık problemine yol açar [50].

Dolaylı vektör denetim yöntemi

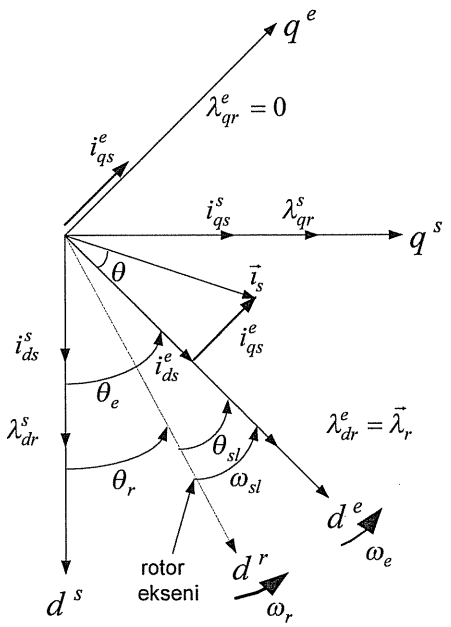
Dolaylı vektör denetim yönteminde akıyı belirlemek için akı algılayıcısına ve gözlemleyici model kullanılmasına gerek yoktur. Bunların yerine rotor miline yerleştirilen pozisyon veya hız algılayıcısı kullanılır. Dolaylı vektör denetim yöntemi endüstriyel uygulamalarda çok popülerdir. Şekil 2.6' da dolaylı vektör denetimine ait düzlem dönüşümleri gösterilmektedir. $d^s - q^s$ eksenleri stator eksenine sabitlenmiş olup durağan haldedir. Fakat rotor değişkenleri $d^r - q^r$ rotor eksenine sabitlenmiş olup ω_r hızıyla dönmektedir. Senkron referans ekseni $d^e - q^e$ ile rotor referans ekseni $d^r - q^r$ arasında pozitif kayma açısı θ_{sl} vardır. Böylece senkron pozisyon rotor pozisyonu ile kayma pozisyonunun toplamına senkron hız ise rotor hızı ile kayma hızın toplamına eşittir. Bu durum Eş.2.43'de gösterilmektedir.

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \theta_r + \theta_{sl} \tag{2.43}$$

Senkron referans düzlemi için stator ve rotor gerilim eşitlikleri Eş.2.32' de verilmiştir. Sincap kafesli ASM'da rotor devresi kısa devre edildiği için rotor gerilimleri sıfır olarak alınır ve rotor devresi gerilimleri Eş.2.44'te verilmektedir.

$$\begin{aligned} R_r i_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r)\lambda_{dr}^e + p\lambda_{qr}^e = 0 \\ R_r i_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r)\lambda_{qr}^e + p\lambda_{dr}^e = 0 \end{aligned} \tag{2.44}$$

Eş.2.44'te ifade edildiği gibi senkron hız durumundan rotor hızını çıkartırsak kayma hız değeri Eş.2.45'deki gibi elde edilir.



Şekil 2.6. Dolaylı vektör denetimine ait düzlem dönüşümleri

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r \tag{2.45}$$

Eş.2.34'te senkron referans düzlemindeki stator ve rotor devresine ait sargı akı eşitlikleri verilmiştir. Burada rotor devresi sargı akı eşitliğini kullanarak rotor devresine ait akımlar Eş.2.46'daki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} i^e_{dr} &= \frac{1}{L_r}\lambda^e_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i^e_{ds} \\ i^e_{qr} &= \frac{1}{L_r}\lambda^e_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i^e_{qs} \end{aligned} \tag{2.46}$$

Eş.2.46' daki ifadeler Eş.2.44'te yerine konulursa Eş.2.47 elde edilir.

$$\begin{aligned} \frac{R_r}{L_r}\lambda^e_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r\, i^e_{qs} + \omega_{sl}\lambda^e_{dr} + p\lambda^e_{qr} = 0 \\ \frac{R_r}{L_r}\lambda^e_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r\, i^e_{ds} - \omega_{sl}\lambda^e_{qr} + p\lambda^e_{dr} = 0 \end{aligned} \tag{2.47}$$

Rotor akı vektörü $\vec{\lambda}_r^e$ birbirinden bağımsız λ_{dr}^e ve λ_{qr}^e akı vektörlerinden oluşmaktadır. λ_{qr}^e sıfıra eşitlenerek değişken sayısı bire indirilmiş olur.

$$\lambda_{qr}^e = 0 \tag{2.48}$$

$$p\lambda_{qr}^e = 0 \tag{2.49}$$

Böylece toplam akı vektörü d^e eksenindeki akıya eşit olur.

$$\lambda_{dr}^e = \vec{\lambda}_r^e \tag{2.50}$$

Eş.2.48, Eş2.49 ve Eş.2.50'ye göre Eş.2.47 tekrar yazılacak olunursa Eş.2.51 ve Eş.2.52 elde edilir.

$$\omega_{sl} = \frac{R_r}{L_r}\frac{L_m}{\vec{\lambda}_r^e} i_{qs}^e \tag{2.51}$$

Eş.2.51'de kayma açısal hızı doğrudan rotor zaman sabiti $\tau_r = L_r / R_r$' ye bağlıdır.

Senkron hızda dönen referans düzleminde rotor mıknatıslanma akımı Eş.2.52' de verilmiştir [11].

$$i_{mr}^e = \frac{\vec{\lambda}_r^e}{L_m} \tag{2.52}$$

Eş.2.46' daki λ_{dr}^e ifadesi yerine Eş.2.52 ifadesi yazılacak olursa, Eş.2.53 elde edilir.

$$i_{dr}^e = \frac{L_m}{L_r} i_{mr}^e - \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^e \tag{2.53}$$

Eş.2.44'teki i_{dr}^{e} ifadesi yerine Eş.2.53 ifadesi yazılırsa, Eş.2.54 elde edilir.

$$i_{ds}^{e} = i_{mr}^{e} + \frac{L_r}{R_r} p i_{mr}^{e} \tag{2.54}$$

Eş.2.37' deki elektromanyetik moment ifadesindeki rotor akımları yerine rotor sargı akıları kullanılarak tekrar yazılırsa, Eş.2.55 elde edilir.

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}(\lambda_{dr}^{e} i_{qs}^{e} - \lambda_{qr}^{e} i_{ds}^{e}) \tag{2.55}$$

Eş.2.48 ve Eş.2.52, Eş.2.55'de yerine konulursa akımın moment bileşeni olan akım Eş.2.56'daki gibi elde edilir.

$$i_{qs}^{e} = \frac{T_e}{\frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m^2}{L_r} i_{ds}^{e}} \tag{2.56}$$

Açısal kayma hızı Eş.2.57'deki gibi yazmak mümkündür.

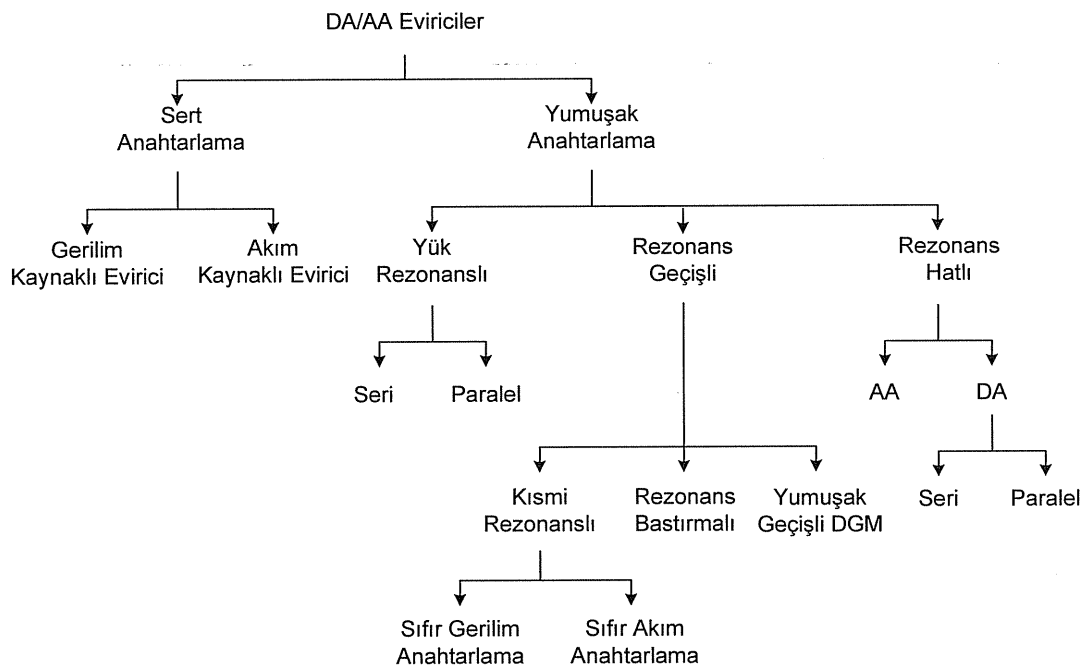
$$\omega_{sl} = \frac{1}{\tau \, i_{ds}^{e}} i_{qs}^{e} \tag{2.57}$$

Eş.2.55'deki elektromanyetik moment ifadesi ise Eş.2.58'deki gibi yazılır.

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m^2}{L_r}\left(i_{ds}^{e} i_{qs}^{e}\right) \tag{2.58}$$

3. DA/AA ANAHTARLAMALI EVİRİCİLER

Eviriciler temel olarak, DA enerjisini, genliği ve frekansı ayarlanabilen AA enerjisine çevirme işlemini yapar. Girişlerindeki DA gerilim sabit veya değişken olabilir. AA çıkışı anahtarlama işlemleri ile elde edilir ve elde edilen dalga şekli gerilim parçacıklarından oluşur. Burada amaç, genliği ve frekansı kontrol edilebilen bir gerilim üretmektir. Anahtarlama modunda çalışan eviriciler, AA motor sürücü sistemleri, kesintisiz güç kaynakları, indüksiyon ısıtma gibi geniş bir alanda kullanılmaktadır [18, 54-58]. DA/AA eviricilerin sistematik sınıflandırması Şekil-3.1'de verilmektedir.



Şekil 3.1. DA/AA çevirici/eviricilerin sınıflandırılması

3.1. Sert Anahtarlamalı Eviriciler

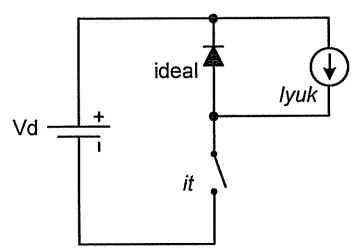
Eviriciler DA/AA evirme işlemini, sabit genlikteki gerilim veya akımı yarı iletken anahtarlama elemanları vasıtasıyla belli aralıkta ani olarak keserek kaynaktan yüke aktararak gerçekleştirirler. Bu gücün kesilmesi esnasında iki tarafın birleşme noktası olan yarı iletken anahtarlar üzerinde, hem anahtarların yapısından hem de devre

elemanlarının yapısından dolayı kayıp bir enerji açığa çıkar, bu tip çevirici/evirici yapıları sert anahtarlamalı (SA) çevirici/evirici olarak adlandırılır.

SA'daki kayıpların nedeni enerji depo eden elemanlardır. Bu elemanların üzerlerindeki enerji bitmeden anahtar açıldığı zaman biriken enerji anahtar üzerinden akmak isteyecektir. Anahtarın direnci, açılma anında sıfırdan sonsuza doğru artar. Bu artış anında I^2R kayıpları oluşur. Meydana gelen bu ısı anahtarları da ısıtacaktır. Eğer enerji depo eden elemanın endüktansı L ise, o zaman zıt emk Ldi/dt 'si yüksek değerlere çıkar. Bu gerilim anahtarı delmeye çalışır ve anahtar üzerinde baskılar ile kayıplara neden olur.

Girişinde doğru gerilim kaynağı bulunan eviriciler "Gerilim Kaynaklı Evirici" (VSI, Voltage Source Inverter) olarak adlandırılır. Girişinde doğru akım kaynağı bulunan eviriciler ise "Akım Kaynaklı Evirici" (CSI, Current Source Inverter) adını alırlar [59].

Yarıiletken anahtarların çalışması, kararlı ve geçici çalışma olmak üzere iki durumda incelenebilir. Kararlı çalışmada, yarıiletken iletim durumunda ise, üzerinden devre akımı geçer ve emiter kollektör arası bir gerilim düşümü olur. Yarıiletken anahtar kesimde ise, uçlarında yaklaşık kaynak gerilimi görülecek ve özelliğine göre çok düşük bir sızdırma akımı geçirecektir. Geçici çalışma durumu, anahtarın iletime veya kesime giderken göstermiş olduğu davranışlarıdır. Bu geçici çalışma durumlarında yarıiletken malzemeler üzerlerindeki baskıdan dolayı delinmeye, yani bozulmaya uğrayabilirler [57].



Şekil 3.2. SA'lı yapıya paralel endüktans bağlantısı

Çevirici/eviricilerde kullanılan bir yarıiletken anahtarda meydana gelen güç kayıpları Şekil-3.2 ve Şekil 3.3 ile açıklanabilir. Şekil 3.2'de güç anahtarlarının devredeki durumu, kaynak gerilimi ve yük akımı gösterilmiştir. Güç anahtarlarının iletime ve kesime götürülüşleri esnasında üzerinde meydana gelen kayıplar ise Şekil 3.3'te verilmiştir. İletim durumuna geçiş süresince elemandaki kayıp enerji;

$$W_{c(iletim)} = \frac{1}{2} V_d I_{yuk} t_{c(iletim)} \tag{3.1}$$

olarak yazılabilir. Anahtar bir kez kapandığında iletim süresince enerji kaybı W_{iletim} olarak ifade edilir. Bu değer de;

$$W_{iletim} = V_d I_{yuk} t_{iletim} \tag{3.2}$$

Şeklin de hesaplanabilir. İletim kayıpları; iletim süresine, bu süre boyunca anahtar üzerinden geçen akıma ve anahtar üzerindeki gerilim düşümüne bağlıdır. Tüm yarıiletken güç anahtarları üzerinde yarıiletken malzemenin yapısına bağlı olarak iletim süresince birkaç volt gibi küçük bir gerilim düşümü meydana gelir. Dolayısıyla iletim kayıplarının sonradan müdahale ile azaltılması mümkün değildir. Kesim süresince meydana gelen enerji kaybı ise;

$$W_{c(kesim)} = \frac{1}{2} V_d I_{yuk} t_{c(kesim)} \tag{3.3}$$

Şeklinde hesaplanabilir. Yukarıdaki eşitliklerde ve aşağıdaki şekillerde:

V_d : Kaynak Gerilimi (V)

$V_{sürme}$: Yarıiletken tetikleme sinyali (V)

V_T, I_T : Anahtar üzerindeki gerilim düşümü (V), anahtar akımı (A)

$t_{d(iletim)}, t_{d(kesim)}$: İletimde akım, kesimde gerilim yükselme gecikmeleri (s)

t_{ri}, t_{rv} : İletimde akım, kesimde gerilim yükselme süreleri (s)

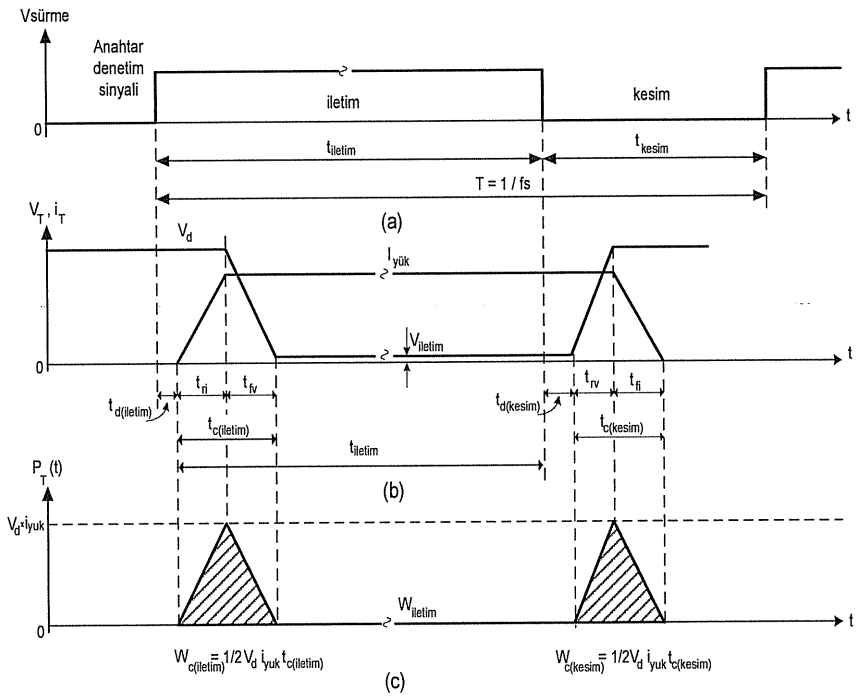
t_{fv}, t_{fi} : İletimde gerilim, kesimde akım düşme süreleri (s)

$I_{yük}$: Yük akımı (A)

$t_{c(iletim)}, t_{c(kesim)}$: İletim, kesim geçiş aralıkları (s)

$W_{c(iletim)}, W_{c(kesim)}$: İletim, kesim geçiş aralığı enerji kayıpları (J)

P_T : Anahtar güç kaybı (W)



Şekil 3.3. Genel anahtarlama karakteristikleri (a) denetim sinyali (b) anahtar dalga şekilleri (c) ani anahtar güç kayıpları

Şekil 3.3(c)'de çizilen ani güç kaybı, açma ve kesme aralıkları süresince anahtarda büyük bir ani güç kaybının oluştuğunu göstermektedir. Bu kayıp enerjiye anahtarlama kaybı denir ve anahtarın bir periyodu için $W = W_{c(iletim)}+W_{c(kesim)}$ olarak ifade edilir. Sonuç olarak yarı iletken anahtarlarda güç kaybı anahtarlama frekansı ve anahtarlama geçiş zamanı ile doğrusal olarak değişecektir [57].

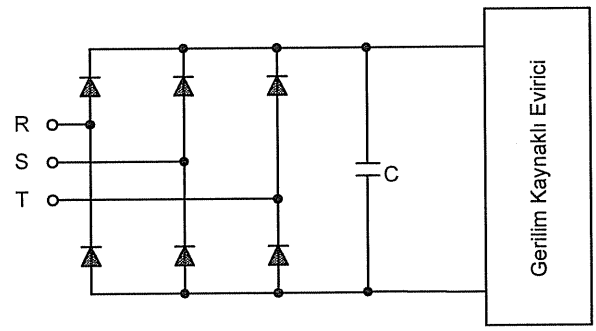
Anahtarlama konumunda çalışan eviricilerde anahtarlama gerilimlerinin azaltılması, anahtara seri ve paralel bağlı diyotlardan ve pasif bastırma elemanlarından oluşan bastırma devrelerinin kullanılmasıyla sağlanabilir. Bastırma devreleri sistemlerin

kayıplarını etkili bir şekilde azaltmaz. Bu devreler anahtarlama esnasında oluşan enerjiyi kondansatör veya bobin elemanlarına aktarır. Ancak bu tür devrelerde, meydana gelen anahtarlama kayıpları söndürme devresine kaydırılmakta ve bu nedenle de toplam verimde herhangi bir artış sağlanamamaktadır [18,19,23,72].

3.1.1. Gerilim beslemeli eviriciler

Gerilim beslemeli eviriciler girişlerindeki DA gerilimi, AA gerilime çevirerek çıkışlarına yansıtır. AA gerilim ve frekans, uygulamaya bağlı olarak sabit veya değişken olabilir. Genelde gerilim beslemeli eviricilerde kaynak gerilimi sabit olarak alınır. Şekil 3.4'te verilen gerilim beslemeli eviricide olduğu gibi bu özellik genellikle doğrultucu çıkışı ile evirici girişi arasına büyük bir kondansatörün paralel bağlanması ile oluşturulur. DA gerilim bir besleme hattından alınabileceği gibi, döner bir AA makineden doğrultulup filtre edilerek elde edilmiş sabit veya değişken bir DA gerilim, bir batarya, yakıt hücresi v.b. kaynaklardan da temin edilebilir. Eviricinin çıkışı tek veya çok fazlı kare dalga, sinüzoidal DGM dalga, basamaklı dalga veya yarı kare dalga formunda olabilir. Gerilim beslemeli eviricinin idealde Thevenin eşdeğer empedansı sıfırdır. Gerilim kaynaklı eviriciler genelde şu uygulamalarda kullanılır.

- AA motor sürücüleri
- AA kesintisiz güç kaynakları (KGK)
- Endüksiyon ısıtma (Endüksiyon ergitme)
- Batarya, fotovoltaik piller veya yakıt hücrelerinden AA güç kaynağı oluşturma
- Statik VAR jeneratörlerde (SVG) veya düzenleyicilerde (SVC)
- Aktif harmonik filtreleme alanlarında kullanılmaktadır.



Şekil 3.4. Gerilim kaynaklı evirici

Gerilim kaynaklı eviricilerde güç yarı iletken elemanları ileri ön gerilimli olmalıdır. Bu yüzden kendinden kontrollü ileri veya asimetrik engelleme yapabilen GTO, BJT, IGBT, MOSFET ve IGCT (integrated gate commutated thyristor)'ler anahtarlama elemanı olarak kullanılmaktadır. Yarı iletken anahtarlarda ters akım akışını sağlamak için bir geri besleme diyotu, anahtarlama elemanına ters paralel bağlanır. Gerilim beslemeli eviricilerin önemli bir özelliği de AA gerilimin yük değişimlerinden etkilenmemesidir [55-57].

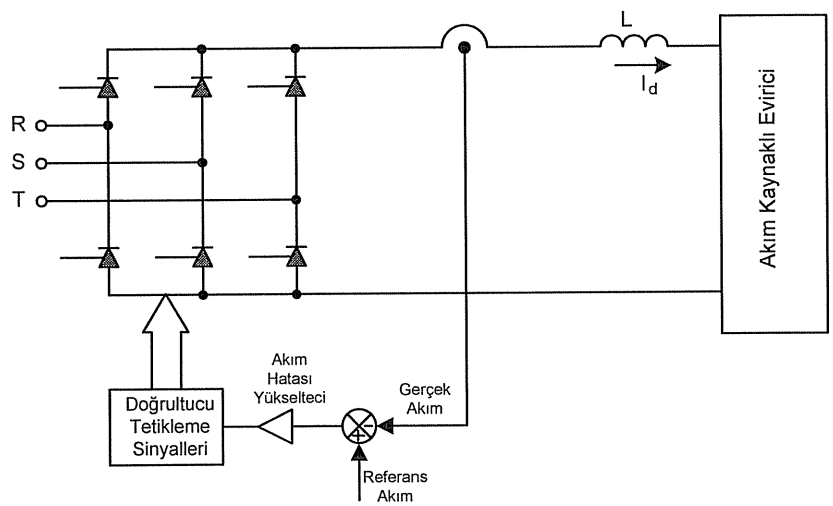
Anahtarlama modunda çalışan eviriciler, AA motor tahrik sistemlerinde ve kesintisiz AA güç kaynaklarında kullanılır. Burada amaç, genliği ve frekansı kontrol edilebilen bir gerilim üretmektir. Şekil 3.2'de gösterilen bir sistem dikkate alındığında, alternatif şebeke gerilimi önce doğrultulup süzülerek bir doğru gerilim elde edildiği ve daha sonra bu gerilimin bir evirici yardımıyla tekrar alternatif gerilime dönüştürüldüğü görülür. Doğrultma işlemi genellikle denetimsiz doğrultucularla sağlanır. Genel olarak hareket sistemlerindeki elektrik motorlarının girişinde genliği ve frekansı ayarlanabilen sinüs biçiminde bir gerilim istenir.

Anahtarlamalı eviricilerde, yükün cinsine göre enerji her iki yöne de akabilmektedir. Çalışmanın büyük bir kısmında elektrik enerjisi, DA tarafından AA tarafına doğru akmakta ve bu çevirici evirme konumunda çalışmaktadır. Bu nedenle bu tür çeviriciler çok kez yalnızca evirici olarak tanımlanırlar. Yük olarak motor kullanıldığında ise motorun yavaşlatıldığı aralıklarda, enerji akış yönü AA tarafından DA tarafına doğrudur ve bu çevirici bu kez doğrultucu olarak çalışmaktadır. Doğru

gerilim devresine geri akan bu enerji DA barasındaki kapasiteye paralel olarak bağlanan bir direnç üzerinde tüketilir [54,57,58].

3.1.2. Akım beslemeli eviriciler

Eğer evirici denetimli bir akım kaynağı tarafından besleniyor ve çıkış akım büyüklüğü yükten bağımsız ise bu tür eviriciler akım beslemeli veya akım kaynaklı eviriciler, (CFI, current fed inverter veya CSI current source inverter) olarak adlandırılır. Şekil 3.5'te verilen akım kaynaklı eviricinin çıkış gerilimi yüke uygulanan akımın tepkisi olarak meydana gelir. Gerilim kaynaklı eviricilerin tersine akım kaynaklı eviricilerde Thevenin eşdeğer empedansı idealde sonsuzdur. Eviriciler için akım; denetimli kaynak, tristör faz kontrollü doğrultucu, akım regülasyon döngüsü veya DA hat akımının değişimini minimize etmek için DA çıkışa bağlanan büyük değerli bir bobin ile oluşturulur. Akım kaynaklı eviriciler genellikle orta ve yüksek güç uygulamalarında geleneksel tristör devresi ile oluşturulurlar. Bu tip eviricilerin çıkış tarafı bir AA akım kaynağı gibidir. Bununla beraber (DA hat akımı) faz denetimli DA hat akımının bir fonksiyonu olarak denetleyiciden alınan referans değerde sabit tutulur. Gerçek DA akım, akım algılama devresi ile algılanır ve referans akım değeri ile karşılaştırılır. Referans akım ile akım geri beslemesinden alınan akım arasında hata oluşursa, faz denetim devresi bu hatayı yok etmeye çalışır.



Şekil 3.5. Akım kaynaklı evirici

Bu eviriciler ASM hız denetiminde kullanıldığında, aşırı akım koruma avantajı vardır. Motor aşırı yük durma noktası anında bile evirici yapısının doğal sonucu olarak aşırı akıma karşı korunmaktadır [58].

Akım kaynaklı eviricideki yarı iletken güç elemanları ters gerilime dayanmak zorundadır; bu yüzden MOSFET, IGBT, BJT gibi standart asimetrik gerilim engelleyici elemanlar kullanılmaz. Simetrik gerilim engelleyici GTO ve Tristör gibi elemanlar ileri engellemeli seri diyotlarla kullanılabilir. Akım beslemeli evirici uygulamaları şunları kapsar [54,55].

- Büyük güçlü senkron ve asenkron motorlarda hız denetimi
- Değişken frekanslı senkron motor uygulamaları
- Yüksek-frekanslı endüksiyon ısıtma
- DA motor sürücü sistemleri
- Süper iletken mıknatıslı enerji depolama (SMES)
- Statik VAR düzenleyiciler
- Aktif harmonik filtreleme

3.2.Yumuşak Anahtarlamalı Eviriciler

Yumuşak anahtarlama tekniğinin temeli, yarı iletken devre elemanları üzerindeki akım/gerilim veya her ikisi de sıfır değerindeyken anahtarların iletim/kesime götürülmesine dayanır. SA eviriciler besleme kaynağı ile yükleri arasındaki güç akışını, yarıiletken anahtarların ani iletim/kesim yapması ile sağlarlar. Akım ve gerilimde oluşan bu ani değişimler, aşırı anahtarlama kayıplarına ve EMI problemlerine neden olur. Güç elemanları arasındaki kaçak (stray) endüktans ve kapasitanstan dolayı, anahtarlama geçişi esnasında yüksek gerilim ve/veya akım sıçramaları gözlenir.

SA'lı eviricilerde, denetimli yarıiletkenler anahtarlama konumunda çalışmakta ve anahtarın iletime kesime geçişi, tam yük akımı altında gerçekleşmektedir. Açma-kapama esnasında anahtarlar büyük açma-kapama gerilmelerine maruz kalırlar. Aynı

zamanda anahtarlarda, DGM'nun anahtarlama frekansı ile doğrusal olarak artan bir güç kaybı meydana gelir. Anahtarlama konumunda çalışmanın bir diğer olumsuz yanı ise, anahtarlama esnasında oluşan büyük *di/dt* ve *dv/dt* nedeniyle yüksek elektromanyetik girişimin (EMI) meydana gelmesidir.

Güç elektroniği çeviricilerinin hacim ve ağırlığını küçültüp güç yoğunluğunu arttırmak için anahtarlama frekansının yükseltilmesi gerekir. Bu durumda, anahtarlama konumunda çalışmanın ortaya çıkardığı sorunlar daha da büyür. Ancak anahtar iletimden kesime geçerken veya bunun tam tersinde, anahtar geriliminin ve/veya akımının anahtarlama anında sıfır yapılmasıyla bahsedilen sorunlar en aza indirilebilir. Bu konu sıfır gerilim ve/veya sıfır akım anahtarlama olarak tanımlanır. Bu devre yapılarının birçoğu L-C rezonans olayına göre çalıştığı için bu devreler genel olarak "rezonans çeviriciler" olarak isimlendirilir.

Anahtarlama konumunda çalışan çeviricilerde anahtarlama gerilimlerinin azaltılması, anahtara seri ve paralel bağlı diyotlardan ve pasif söndürme elemanlarından oluşan söndürme devrelerinin kullanılmasıyla sağlanır. Ancak bu tür devrelerde, anahtarda meydana gelen anahtarlama kayıpları söndürme devresine kaydırılmakta ve bu nedenle de toplam verimde herhangi bir artış sağlanamamaktadır. Anahtarlama konumunda çalışan çeviricilerde, söndürücü devrelerin sağladığı işlevin tam tersi yönde, eğer anahtarlama esnasında anahtar akımı veya anahtar geriliminden birisi sıfır yapılabilirse, anahtarlamanın doğurduğu anahtarlama gerilmeleri, anahtarlama kayıpları ve EMI sorunları aşılabilir. İdealde ise anahtarlama geçici olayı sırasında hem gerilim hem de akımın sıfır olması gerekmektedir [3].

Yumuşak anahtarlama topolojileri geleneksel sert anahtarlamalı DGM topolojisine, bir yüksek frekanslı rezonans kolun eklenmesi ile meydan getirilir. Rezonans kol sadece L ve C pasif elemanları ile oluşturulabileceği gibi, ek olarak yardımcı diyot(lar) ve anahtar(lar) ile de oluşturulabilir. Bunun sonucu olarak, anahtar akım veya gerilimi sıfır noktasında salınır, böylece güç elemanları için yumuşak anahtarlama şartları oluşturulur. Anahtar dalga şekilleri rezonans kol ile kırpılarak anahtarlama kayıpları ve baskıları azaltılabilir, böylece EMI de önlenir. Rezonans

kol şeması seçimi, çeviricide meydana gelecek akım ve gerilim dalga şekillerinin farklı şekilde kırpılmasına bağlıdır. Bu, topoloji sınıflandırmasının farklı yollarla olabileceği anlamına gelir [18].

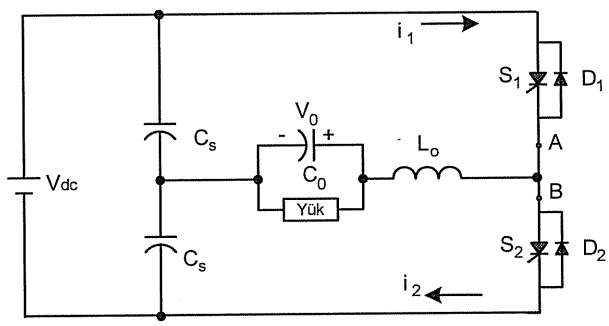
3.2.1. Yük rezonanslı eviriciler

Yük rezonanslı eviricilerde kaynak tarafında bulunan doğru gerilim, rezonanslı bir alternatif gerilime çevrilir. Eğer bir DA/DA çevirici söz konusu ise bu gerilim daha sonra tekrar doğrultularak yüke verilir. Çıkışta alternatif gerilim kullanılacaksa, rezonanslı devredeki alternatif gerilim doğrudan yüke uygulanır. Burada ana parça L ve C'den oluşan rezonans devresidir. Elektrik yükü bu devre içinde yer aldığı için, rezonans yüklemeli çeviriciler ismi kullanılmaktadır. L-C rezonansı nedeniyle dalgalanan akım ve gerilim yüke uygulanmakta, yarı iletken anahtarlar gerilimin sıfır değerinde ve/veya akımın sıfır değerinde anahtarlanmaktadır. Seri L-C devresi veya paralel L-C devresi kullanılmakta olup bu devrenin rezonans frekansı f_0 olarak tanımlanmaktadır. Yüke verilen gücün denetimi, uygulanan anahtarlama frekansı f_s'nin değiştirilmesi veya rezonans devresinin empedansının ayarlanması ile sağlanır [57].

Bu çeviricilerde, rezonans devresi yük ile seri veya paralel bağlıdır ve f_0 rezonans frekansı ile osilasyon yapar, *ts* anahtarlama frekansı ile beraber devre çalışmasını sürdürür $ts=1/fs$ ve *fs* çeviricinin anahtarlama frekansıdır. Yük gerilimi veya akımındaki dalga şekillerindeki osilasyon, ana anahtarlar için sıfır gerilim anahtarlama (SGA) veya sıfır akım anahtarlama (SAA) şartlarını oluşturur. Çevirici, yarım dalga veya tam köprü olabilir. Bu çeviriciler genellikle seri rezonans çeviriciler ve paralel rezonans çeviriciler olarak sınıflandırılabilir.

Seri rezonans paralel yüklü çevirici (SRPLC)

SRPLC devresi Şekil 3.6'da verilmiştir. Burada *fs* < *fo* (tipik olarak *fo* / *fs*=1.1-1.3) olduğunda çıkış empedansı kapasitif hale gelir, anahtar ve diyotlar iletim ve kesimlerini SAA ile yaparlar. Yük akımının ters yönde akması için her anahtara ters yönde bir diyot paralel bağlıdır. Kesim periyodu boyunca ters paralel diyot, yük akımını yeni devreye giren anahtar ile paylaşır. Denetimin yapısı anahtarın iletim anını belirlerken, kesim anı ise sadece güç devresinin davranışına bağlıdır (doğal aktarım). Rezonans kondansatör C_0 yük ile paraleldir, aynı zamanda çıkış regülâsyonu yapar. Bununla beraber SRPLC'nin değişken frekans denetimi sınırlıdır. Çıkış gerilimi dalgalanma gösterir. Parametre değişiminden dolayı (ısıdan kaynaklanan) anahtarlama frekansı, rezonans frekansından uzaklaştığında, çıkış regülasyonu zayıflar. Pratik uygulamalarda akımdaki sıçramayı azaltmak için birer adet endüktans, anahtarlar ile seri bağlanır, bu noktalar Şekil 3.6'da A ve B noktası olarak yansıtılmıştır. Yüke seri veya paralel bağlı seri rezonans çeviricilerin avantajı, çıkış dalga şeklinin sinüsoidal olmasıdır. Aynı zamanda bu çeviriciler, endüksiyon ısıtma ve güç çevrim gibi yüksek güç uygulamaları için (20kHz, 10KVA) uygundur [18].

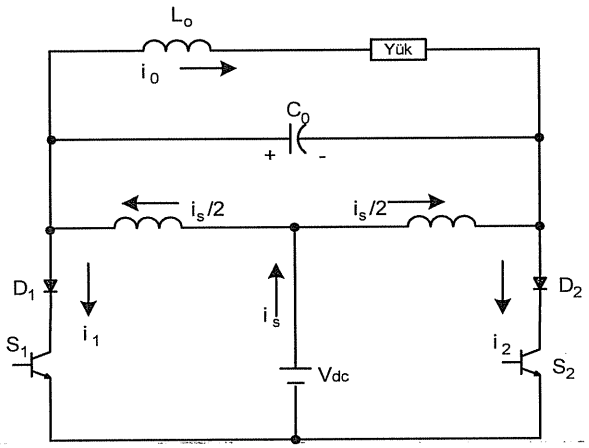


Şekil 3.6. Seri rezonanslı paralel yüklü çevirici

Paralel rezonans seri yüklü çevirici (PRSLC)

Bu çeviriciler endüstride endüksiyon ısıtma ve metal eritme işlemlerinde 10kHz/1000kW üstü uygulamalarda kullanılmaktadır. Şekil 3.7'de bir PRSCL yapısı görülmektedir. Burada çeviriciye sabit akım sağlamak için her iki kola birer bobin seri bağlanmıştır. Bu bobinler yerine alternatif olarak, bir izolasyon trafosu da

kullanılabilir. PRSCL devresinde, L_0 rezonans endüktansı, yük akımında regülasyonu sağlamak için yük ile seri bağlıdır. $f_s < f_0$ olduğunda, çıkış empedansı endüktif olur. C_0 paralel rezonans kondansatöründen dolayı PRSCL'de anahtarlar sıfır gerilim altında iletime ve kesime giderler.



Şekil 3.7. Paralel rezonanslı, seri yüklü çevirici

Eğer güç transistorü olarak MOSFET ve IGBT gibi hızlı anahtarlama elemanı kullanılırsa, ani ters etkiden korumak için ters bloklama diyotları bu elemanlara seri bağlanmalıdır.

Genel olarak yük rezonanslı çeviriciler sabit yük uygulamaları için daha elverişlidir. Bu çeviricilerde, tüm anahtarlama periyodu boyunca rezonans meydana gelir (çalışma boyunca rezonans oluşur). Öte yandan çıkış dalgalanmasını azaltmak ve sadece küçük f_s değişimlerinde çıkış gerilim aralığını genişletmek için, rezonans bankın Q kalite faktörü mümkün olduğunca büyük olmalıdır. Q faktörü arttığında, tepe enerji birikimini sağlayacak LC rezonans bank elemanlarının değerinin büyümesi gerekmektedir. Bu yüzden devredeki reaktif bileşenlerin değeri büyük olur. Rezonans elemanların ana güç yoluna bağlanması, çeviricideki her elemanın üzerinde yüksek gerilim ve akım baskıları oluşturur. Yük rezonanslı çeviriciler rezonans frekansı ile uyumlu sabit yük uygulamalarında iyi çıkış regülasyonuna sahiptir. DA/AA eviricilerde rezonans kolun ana güç akışı yolunun üstünde yer alması aynı zamanda ek kayıpları da meydana getirmektedir. Rezonans elemanların, sürekli devrede kalması yerine sadece anahtarların durum değişikliği esnasında

yumuşak anahtarlama şartları oluşturmak için devreye alınmasından yola çıkılarak rezonans geçişli çevirici/evirici yapıları tercih edilmektedir [18,40,41].

3.2.2. Rezonans geçişli eviriciler

Eviriciye eklenen rezonans bank vasıtasıyla YA şartları oluşturulur. YA eviriciden beklenenleri şöyle sıralayabiliriz; devreye eklenen rezonans bank sadece anahtarlama esnasında aktif edilmelidir, meydana gelen rezonans dolaşım enerjisi en küçük seviyede olmalıdır, rezonans bank yüke transfer yapılan ana güç yolundan tamamen ayrı olmalıdır. Bununla beraber rezonans bankta depolanan enerji, her türlü yük değişimlerinde YA şartlarını sağlamak için yeterli olmalıdır. Aynı zamanda rezonans kol, denetleyici kontrol sinyalleri ile uyumlu çalışmalıdır. Bu sinyaller genellikle DGM sinyalleridir.

Bu şartları sağlamak için, rezonans kutup, yarı (quasi) rezonans, rezonans bastırma ve yumuşak geçişli DGM, sıfır gerilim geçişli (SGG) ve sıfır akım geçişli (SAG)YA teknikleri geliştirilmiştir. Bu teknikler genellikle DA/AA eviricilere uygulanabilmektedir [18, 37–41, 59–61].

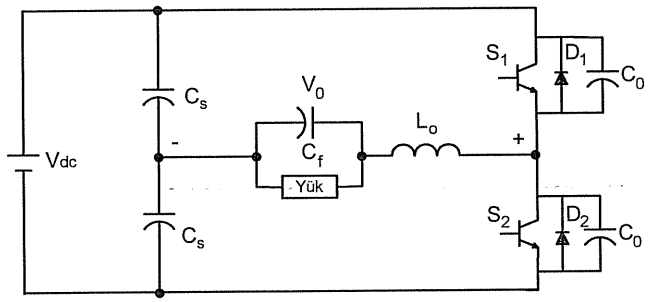
Rezonans kutuplu eviriciler (RPI)

Bu eviriciler rezonans modu sadece anahtarlama geçişi süresince kullanıldığından, sıklıkla yarı rezonanslı (quasi-resonant) evirici olarak da adlandırılır. Bu eviricilerde rezonans kol, anahtarlama periyodunun DGM çalışma kısmında aktif değildir. Yöntem, başarılı bir şekilde DGM DA/DA çeviricilere uygulanmıştır [40]. Bununla beraber bu fikrin doğrudan DA/AA çevrime uygulanması, yardımcı anahtar sayısını arttırmaktadır. Aynı zamanda yarı iletken elemanlarda akım baskısına neden olmaktadır [41].

RPI'lar rezonans elemanlar ile çıkış filtre elemanlarının birleştirilmesi ile oluşturulur. Yük DA hat kondansatörlerinin orta noktasına bağlanır. Çıkış gerilimi 0'dan 0.8 V_{dc}'ye kadar değiştirilebilir. Bu tip eviricilerin başlıca iki sakıncası vardır; birincisi

güç anahtarları rezonans elemanlar tarafından belirlenen frekansta sürekli anahtarlanırlar; ikincisi, anahtarlar yük akımını 2,2 ile 2,5 katı akıma maruz kalırlar. RPI'ların geliştirilmesi ile yardımcı anahtarlamalı rezonans kutuplu eviriciler (ARCPI) oluşturulmaktadır [37].

RPI'de kullanılan anahtarlarda YA oluşturmak için iki gerilim kaynağına veya iki adet kondansatöre gerek duyulur. Şekil 3.8'de görüldüğü gibi evirici kolu orta noktası ile gerilim kaynağının orta noktası arasına rezonans kol bağlanarak kutup oluşturulur.



Şekil 3.8. Rezonans kutuplu evirici (RPI)

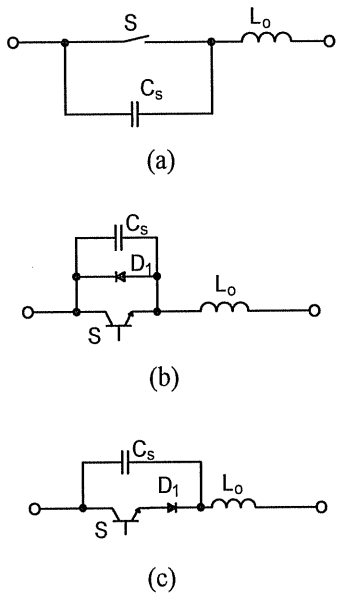
Rezonans eleman C_0 aktif olan anahtarlar için çıkış kondansatörü olabilir veya güç devresine harici bir kondansatör paralel bağlanabilir. Rezonans endüktans L_0, yük tarafında çıkış filtrelemesi için ve dalga şekillerini biçimlendirilmesi için kullanılır. Rezonans endüktans bu kutup vasıtasıyla şarj ve deşarj olur ve yük için alternatif akım sağlar. Rezonans kolun yani kutup gerilimin polaritesi değiştiğinde paralel rezonans L_0 endüktörü ve C_0 kondansatörü arasında oluşur. Rezonans çalışma olayları anahtarlama periyodunun kısa bir zamanında meydana gelir. Bu topoloji aynı zamanda quasi resonant ZVS olarak da adlandırılır. Pratik uygulamalarda, C_f filtre kondansatörünün L_0 ile seri bağlanması ve yükün C_f 'nin karşısına bağlanması tavsiye edilmektedir.

RPI'da aşılması gereken en büyük problem anahtar akım baskısıdır. Paralel rezonans esnasında oluşan kapasitif enerjiyi yok etmek için ve aktif anahtarlarda ZVS şartları oluşturmak için endüktans akımı yeterince büyük olmalıdır. Sonuç olarak aktif anahtarların tepe ve rms akım oranı en az 2 ve yük akımının 1.2 katı olmalıdır. Bu

nedenle yarı iletken elemanların iletim kayıpları geleneksel DGM eviricilerden daha fazla olabilmektedir. Öte yandan düşük güçlerde endüktans akımı ZVS şartlarını gerçekleştirmek için yeterli olmayabilir. Bu eviricinin yük aralığı kapasitesini sınırlar. Bundan başka rezonans endüktans yük ile seri bağlandığından, RPI topolojisi motor sürücü uygulamaları için uygun gözükmemektedir, çünkü stator endüktansının değeri gereğinden fazla artmaktadır. RPI'lerin 10kVA üstü yüklerde, aktif güç filtreleme ve kesintisiz güç kaynakları uygulamaları için uygun olduğu belirtilmektedir [59].

Sıfır gerilim anahtarlama

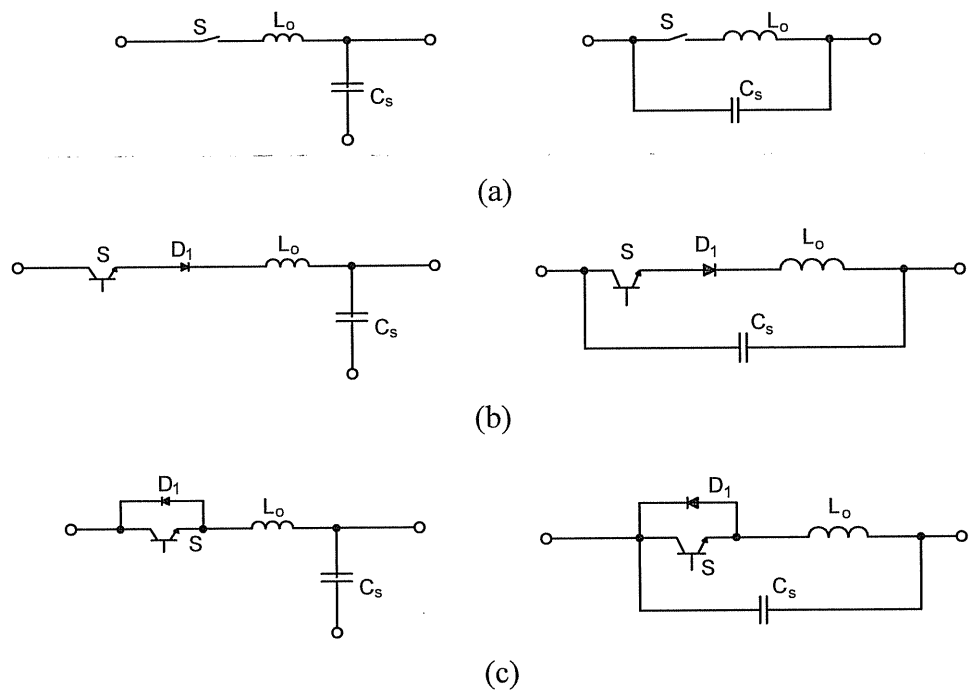
Sıfır gerilim (SGA) eviricilerde anahtarlar sıfır gerilimde iletime ve kesime giderler. SGA'lı rezonans devre Şekil 3.9'da görülmektedir. C rezonans kondansatörü sıfır gerilim anahtarlamayı gerçekleştirmek için S anahtarı ile paralel bağlanmıştır. Anahtara ters yönde bir diyot paralel bağlanırsa Şekil 3.9(b)'deki yapı elde edilir. Bu yapıda C_s kondansatörü üzerindeki gerilim D_1 diyotunda gözükür. Eğer S anahtarı ile D_1 diyotu seri bağlanırsa, C ile L elemanları serbestçe rezonans oluşturur ve Şekil-3.9(c)'deki gibi tam dalga çalışma elde edilir [60-61].



Şekil 3.9. SGA için anahtar yapıları a) Sıfır gerilim anahtarlama b) Yarım köprü c) Tam köprü

Sıfır akım anahtarlama

Sıfır akım anahtarlamalı (SAA) rezonans eviricilerde anahtarlar sıfır akımda iletime geçer ve kesime giderler. *S* anahtarı, *L* endüktansı ve *C* kondansatöründen oluşan sıfır akım anahtarlama Şekil 3.10'da gösterilmektedir. Bu tip eviriciler *L* ve *M* türü olmak üzere iki türden oluşmaktadır. Her iki türde de bir endüktans, anahtar akımının *di/dt* oranını sınırlar ve *C* ile seri rezonans devreyi oluşturur. Anahtarlar tam veya yarım dalga çalışmada kullanılabilirler. Yarım dalga çalışmada diyot tek yönlü akım akışına izin verir. Tam dalgada ise akım her iki yönde de akabilir [60-61].

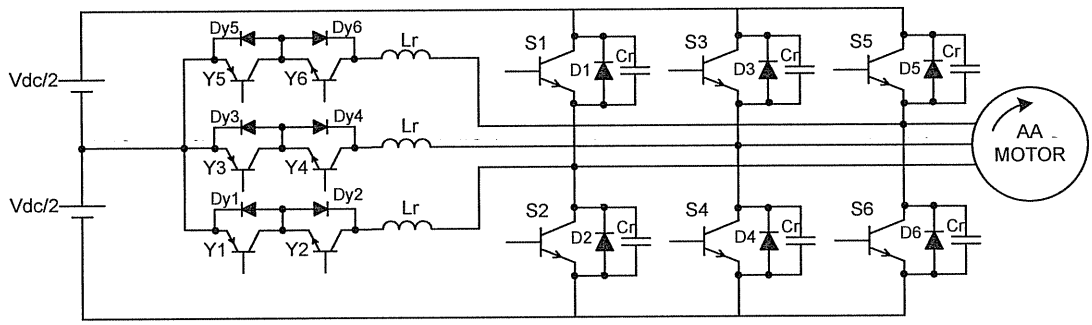


Şekil 3.10. SAA için anahtar yapıları a) Anahtar türleri b) Yarım köprü L ve M türü c) Tam köprü L ve N türü

Rezonans bastırmalı eviriciler

Rezonans hatlı eviricilerde kullanılan yarı iletken anahtarlar üzerinde, bara geriliminin iki katından yüksek gerilim baskısı oluşur. Gerilim baskısını düşük bir seviyede tutmak için rezonans bastırmalı evirici önerilmiştir [40]. Eviricinin her bir koluna iki adet yardımcı anahtar, rezonans endüktansı Şekil 3.11'de olduğu gibi

bağlanır. Bu aynı şekilde akım kaynaklı eviriciler içinde uygulanabilir. Ana anahtarlar, SGA ile çalışırlar ve yardımcı anahtarlar SAA altında çalışırlar. Bu topoloji aynı zamanda yardımcı rezonans birleşmeli kutup evirici (ARCPI) olarak da adlandırılır. Eviricide, rezonans endüktansı L_r ana güç akışı yolundan uzaklaştırılmıştır ve iki adet yardımcı anahtar rezonans enerji transferinin yönünü kontrol etmek için rezonans endüktansa seri bağlanmıştır. Yardımcı anahtarlar yük enerji aktarımı ile ilgili olmadıklarından, güçleri ana anahtar güçlerinden daha düşük olabilir. Aynı şekilde rezonans kolun deşarjı çok kısa bir süre gerçekleştiğinden yardımcı diyot güçleri de daha düşük olabilir [60].



Şekil 3.11.Yardımcı anahtarlı rezonans kutuplu evirici (ARCPI)

ARCPI devresinde ana anahtar akımı, yük akımının tepe değeri 1 pu'dir. Bununla beraber rezonans endüktansının deşarjında, hem yük akımını hem de rezonans akımını geçirmek için ters paralel diyotlara ihtiyaç vardır.

Bu eviricilere DGM uygulanabilir. Diğer bir avantajı ise ana yük akımının rezonans koldan akmamasıdır. Bu nedenle rezonans endüktörlerde akım baskısı daha azdır. Yöntemin gerçekleştirilmesi için iki eşdeğer DA kaynağa gereksinim vardır. Bu eviricilerde, yardımcı anahtarların sıfır akımda kesime, ana anahtarların sıfır gerilimde iletime geçmesi sağlandığından düşük anahtarlama kayıpları meydana gelir [60].

Bu yapı sert anahtarlamalı evirici ile karşılaştırıldığında güç anahtarlarının sayısı iki kat artmaktadır. Bu ARCPI'nın denetimini karmaşıklaştırırken maliyetini de

arttırmaktadır. Özellikle yardımcı anahtarların iletim süresi, her saykılda değişiklik gösterdiğinden denetimi oldukça karmaşıktır. ARCPI'lerin bu sakıncalarına yanı sıra en büyük üstünlüğü yönteme DGM'nun uygulanabilmesidir. Yardımcı devre ile ana anahtarlar birbirinden bağımsız kontrol edilebilmektedir. Araştırmalar bu yöntemin motor sürücüleri gibi yüksek güçlü uygulamalar için kullanılabileceğini göstermektedir [60].

ARCPI-SGG uygulamalarında DA besleme gerilimin sabit kalması şartı, bobinli SGG yöntemi kullanılarak çözülmektedir. DA bara gerilimindeki düzensizliklerde bile, bobinli SGG yöntemi sıfır gerilim anahtarlamayı sağlar. Bunların yardımcı devre akımlarının tepe değeri yük akımının yarısıdır. Bu nedenle yüksek akımlı ve düşük maliyetli uygulamalarda bobinli SGG topolojileri, ARCP-SGG yönteminden daha ilgi çekicidir [26].

Yumuşak geçişli DGM eviriciler

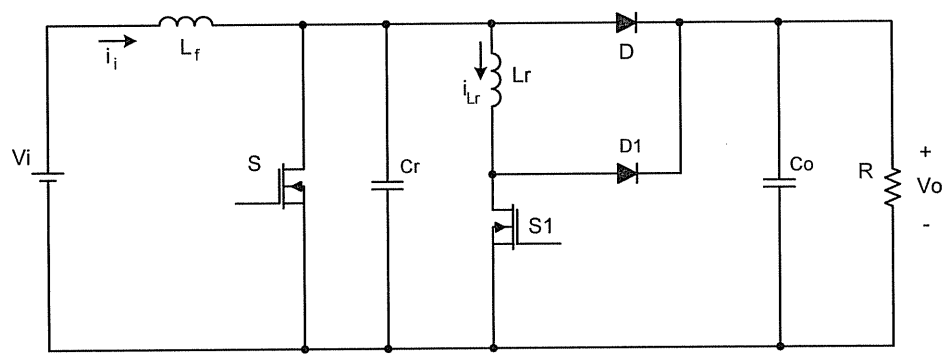
Yumuşak geçişli yöntemlerde, DGM çalışma mümkün olabilmektedir. Yardımcı devre sadece evirici anahtarlarının anahtarlama geçiş periyodunda aktiftir. Bu anahtarlama baskılarını da azaltmaktadır. Yardımcı devre, DGM denetim yöntemi ile eş zamanlı çalışmaktadır. Modulasyon tekniği olarak genelde uzay vektör yöntemi kullanılır. Ana anahtarlar iletim ve kesime giderken, rezonans geçiş aktif edilmektedir. Yumuşak anahtarlama tekniği literatürde sıfır gerilim geçişli (SGG/ZVT) ve sıfır akım geçişli (SAG/ZCT) olarak sınıflandırılır [24,25].

Sıfır gerilim geçişli DGM çeviriciler

Rezonans çeviriciler, anahtar üzerindeki gerilim/akım dalgalarını şekillendirmek için anahtara seri endüktans veya diyot bağlanır. Yarı iletken anahtara paralel olan rezonans kondansatör ile endüktans arasında rezonans oluşturularak, YA gerçekleştirilir. Bu rezonans elemanların, ana güç yoluna yerleştirmelerinden dolayı, rezonans çeviriciler daima doğal problemlere maruz kalırlar. İlk olarak, endüktansa iki yönlü gerilim maruz kaldığından, yarı iletken cihazlar üzerinde kaçınılmaz

gerilim baskıları meydana gelir. İkinci olarak, bütün güç akışı endüktans üzerinden olduğundan endüktansta daima önemli miktarda enerji mevcuttur. Bu da iletim kayıplarını arttırmaktadır. Buna ek olarak rezonans endüktansta depolanan enerji miktarı, yük akımı ve hat gerilimine bağlıdır. Bu yüzden YA, yük akımı ve hat gerilimi değişimlerine oldukça duyarlıdır. Rezonans çeviricilerin birçoğunun geniş yük aralığında YA yapamamasının temel nedeni budur [62].

Bahsedilen bu sınırlamaları azaltmak için rezonans elemanlarının ana güç hattından çıkarılması gerekmektedir. Yüke seri bağlanan rezonans yerine, yüke paralel rezonans bank kullanılmalıdır. Anahtarlama geçişi boyunca paralel rezonans bank SGA veya SAA elde etmek için kısmi (quasi) rezonans oluşturmada aktif hale getirilir. Anahtarlama geçişi tamamlandığında devre tekrar DGM çalışma durumuna döner. Bu yol ile çevirici DGM çalışmanın avantajını korurken aynı zamanda yumuşak anahtarlama da gerçekleştirilebilmektedir. Yardımcı paralel rezonans bank kullanılarak, hem yarı iletken anahtarlar hem de diyotlar için yumuşak anahtarlama elde edilerek çevirici devresindeki elemanların gerilim ve akım zorlanmaları azalmaktadır.



Şekil 3.12. Sıfır gerilim geçişli çevirici

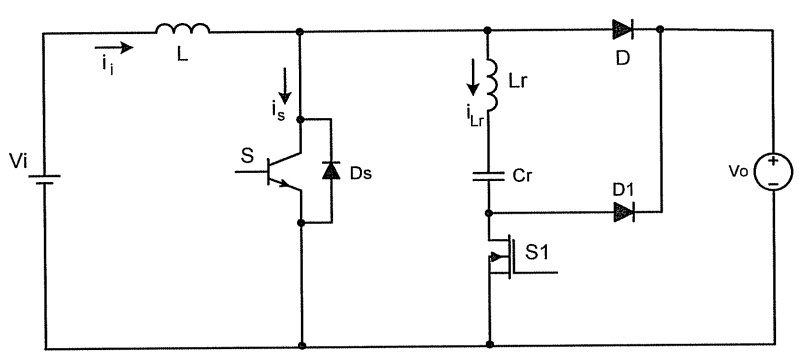
Bir SGG DGM çevirici Şekil 3.12'de verilmektedir, bu devre arttıran (boost) çeviricide geleneksel sert anahtarlamalı yönteme ek olarak *Lr* ve *Cr* rezonans elemanları ve *D1* ile *S1* yardımcı anahtarları kullanılmaktadır. *Cr* kondansatörüne, aynı zamanda anahtarlama elemanın çıkış kondansatörü de dâhil edilmiştir. Bu çeviriciyle hem yarı iletken anahtar hem de diyot için YA gerçekleşir. Aynı

zamanda, minimum anahtar gerilim ve akım baskısı oluşur. SGG çeviricide anahtarların akım ve gerilim dalga şekilleri (iletim ve kesim geçişleri haricinde) kare dalgadır. Hem güç anahtarları hem de doğrultucu diyot minimum gerilim ve akım baskısında çalışırlar. SGG süresi oldukça kısa olduğundan çevirici çalışmasının çok büyük bir kısmında DGM özelliğini korumaktadır [62].

Sıfır akım geçişli DGM çeviriciler

IGBT'ler azınlık taşıyıcı devre elemanı olduklarından, anahtarın kesime götürülmesinden sonra belli bir süre kuyruk akımları üzerlerinden akar. Bu kuyruk akımları yüksek iletimden çıkma kayıplarına neden olur. Özellikle yüksek anahtarlama frekanslarında IGBT'leri çalıştırmak için ya SGA ya da SAA teknikleri kullanılmalıdır. Temel olarak SGA, kapasitif iletime geçiş kayıpları ve iletimden çıkış kayıplarını azaltır. SAA tekniği ise azınlık taşıyıcı yarı iletken devre elemanı kullanıldığında etkili sonuçlar vermektedir. SAA ile anahtar gerilimi yükselmeden önce anahtar akımını sıfıra gitmeye zorlaması ile anahtar akımı ve gerilimi arasındaki örtüşme bir başka deyişle kayıp güç azaltılabilir[24,25].

Bir SAG DGM çevirici Şekil 3.13'te verilmektedir, bu devrede arttıran (boost) çeviricide geleneksel sert anahtarlamalı yönteme ek olarak *Lr* ve *Cr* rezonans elemanları ile *D1* yardımcı diyotu ve *S1* yardımcı anahtarı kullanılmaktadır. bu rezonans bank ana anahtarlar için SAA şartların sağlamak için anahtarların iletim kesim anlarında aktif yapılır.



Şekil 3.13. Sıfır akım geçişli çevirici.

Bu çeviricide yarı iletken anahtar sıfır akım altında iletim ve kesime gider. Anahtarlar ve doğrultucu diyotta düşük gerilim ve akım baskısı oluşur. Burada doğrultucu diyotu ve güç anahtarı için gerilim baskısı yoktur. Ana anahtar akımı dalga şekli rezonans tepe yapmasına rağmen iletim kayıplarını arttırmaz. Güç anahtarı boyunca akan akımın ortalaması DGM karşılığı ile aynıdır. Aynı zamanda anahtarlama esnasında minimum enerji akışı ve geniş yük aralığı imkanı vardır. Bu yöntemin, doğrultucu diyotların sert anahtarlama ile çalışması sakıncası vardır [62].

3.2.3. Rezonans hatlı çeviriciler

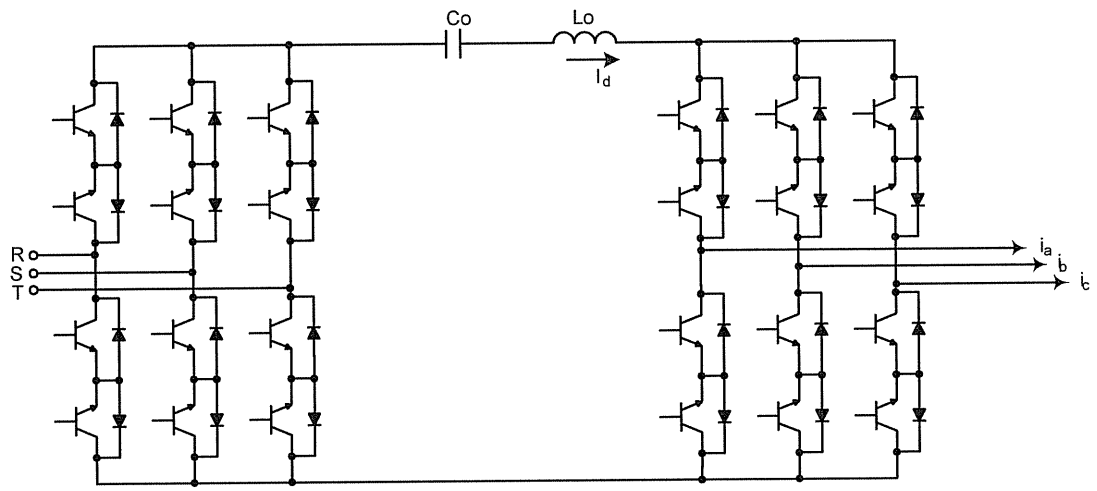
Rezonans hatlı DA/AA çeviricilerde rezonans şebeke evirici köprüsünden, DA bara tarafına kaydırılmıştır. Bu çeviriciler rezonans şebeke tasarımı ve anahtarlama yöntemine göre iki kısımda incelenebilir.

Rezonans AA Hatlı DA/AA Çeviriciler (RACLC) : Çevirici köprüde SGA veya SAA şartlarını oluşturmak için hat dalga şekli alternatif gerilim veya alternatif akımdan biridir. İki yönlü gerilim veya akım geçişi olmaktadır. Bundan dolayı anahtarlar iki yönlü olmalıdır.

Rezonans DA Hatlı DA/AA Çeviriciler (RDCLC) : Hat DA seviyede osilasyon yaptığından evirici köprü anahtarlarında SGA veya SAA şartlarını gerçekleştirmek için tek yönlü anahtar kullanılabilir.

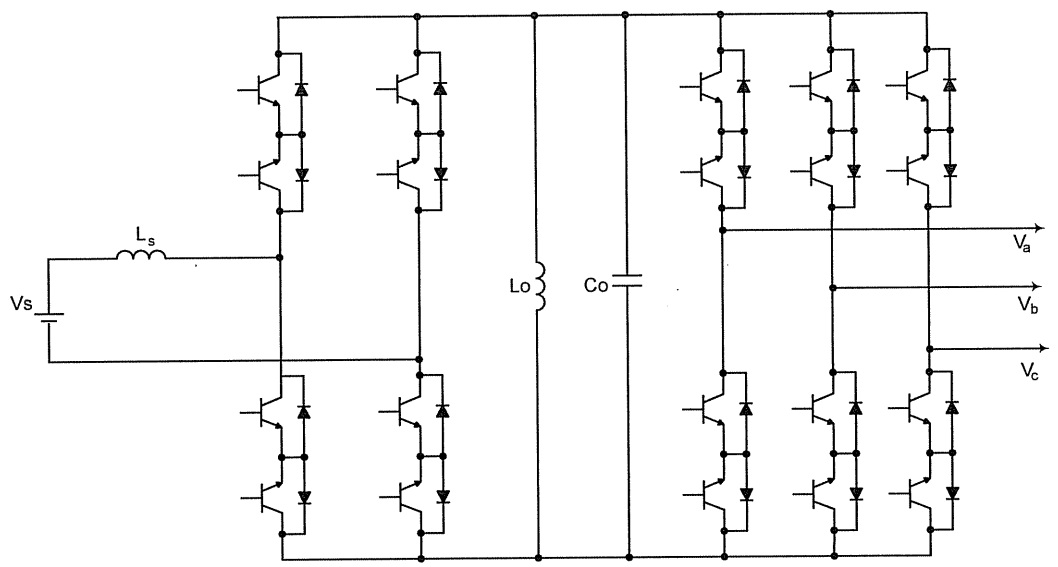
Rezonans AA hatlı çeviriciler

Bu çeviriciler, DA rezonans hatlı eviricilerdeki anahtarların baskılarını azaltmak ve rezonans elemanların boyutunu küçültmek için önerilmiştir [62].



Şekil 3.14. Seri rezonans AA hatlı DA/AA çevirici (SRACLC)

Bu yöntemde yüksek frekanslı *LC* rezonans bank elemanları DA hat çıkışına yerleştirilir. Şekil 3.14 ve 3.15 seri rezonans AA hatlı çevirici (SRACLC) ve paralel rezonans AA hatlı çevirici (PRACLC)'yi göstermektedir [63,64].



Şekil 3.15. Paralel rezonans AA hatlı DA/AA çevirici (PRACLC)

SRACLC 'de L_o ve C_o seridir, rezonans elemanlar sinüsoidal bir akım üretir; PRACLC'de ise paralel rezonans barada sinüsoidal gerilim dalga şekli üretir. Her iki

durumda da dalga şeklinin frekansı $f_o = 1/\sqrt{L_o C_o}$ ile hesaplanabilir. SRACLC ve PRACLC çeviricilerin genel özellikleri şöyle özetlenebilir;

1) SRACLC : Şekil 3.14'te giriş kaynak gerilim doğrultulmuş Vs'dir. Normalde hat akımı bu giriş doğrultucusu vasıtasıyla kontrol edilir. Seri AA hatlı çeviricinin reaktif elemanları, yüksek frekanslı hat oluşturmak için küçük değerli seçilir. Hat akımı alternatiftir. Çeviricide kullanılan anahtarlama elemanları iki yönlü akımı taşıma kapasitesine sahip olmalıdır. Hat akımı bir periyoda iki kez doğal olarak sıfırdan geçer ve çevirici köprü anahtarları sadece bu sıfır geçişlerinde aktif edilir. Böylece anahtarlar SAA şartlarında anahtarlama yaparlar. Bu sebepten yüksek güçlü yarıiletken (SCR gibi) elemanları bu yöntemin uygulanmasında kullanılabilir.

2) PRACLC : PRACLC'de rezonans bank akım kaynaklı DA bara ile çevirici köprü arasına bağlanmıştır. L_o ve C_o reaktif elemanları, çevirici köprüye alternatif gerilim sağlamak için paralel bağlanmıştır. Çevirici köprü anahtarları sadece bu sıfır gerilim anında iletim veya kesime götürülürler. Şekil 3.15'te verilen PRACLC devresinde kullanılacak anahtarlar, iki yönlü gerilime dayanabilmelidir.

Hat akımı (SRACLC) veya hat gerilimi (PRACLC) sinüsoidal olduğundan her anahtarlama saykılında iki kere doğal olarak sıfır noktasından geçer. Çevirici köprüdeki anahtarlar sadece bu sıfır geçiş anlarında aktif edilirler. Bu nedenle çeviricilerde kullanılacak modülasyon tekniği ayrık darbe modulasyonu (DPM) olur. Çeviricinin anahtarlanması, rezonans periyodun yarısında veya tam saykılında yapılır. Böylelikle anahtar geriliminin/akımının sıfırdan geçiş anları yakalanabilir [63,64].

DA rezonans hatlı çeviriciler

YA çeviriciler için ilk önce rezonanslı DA hat kavramı ortaya çıkmış ve hızlı bir şekilde gelişmiştir. Rezonans oluşturmak için çevirici girişinde bir seri veya paralel rezonans devre bulunur. İlk olarak temel rezonanslı DA hat (BRDCL) önce aktif ve

pasif bastırmalı (ACBRDCL ve PCBRDCL) olarak iki gruba ayrılmış, daha sonra bu grupların kısmen rezonanslı (QR) alt dalları ortaya konulmuştur. Ayrıca, temel rezonanslı DA hatta karşılık, paralel rezonanslı DA hat (PRDCL) geliştirilmiştir [65].

DA Rezonans hatlı paralel çeviriciler

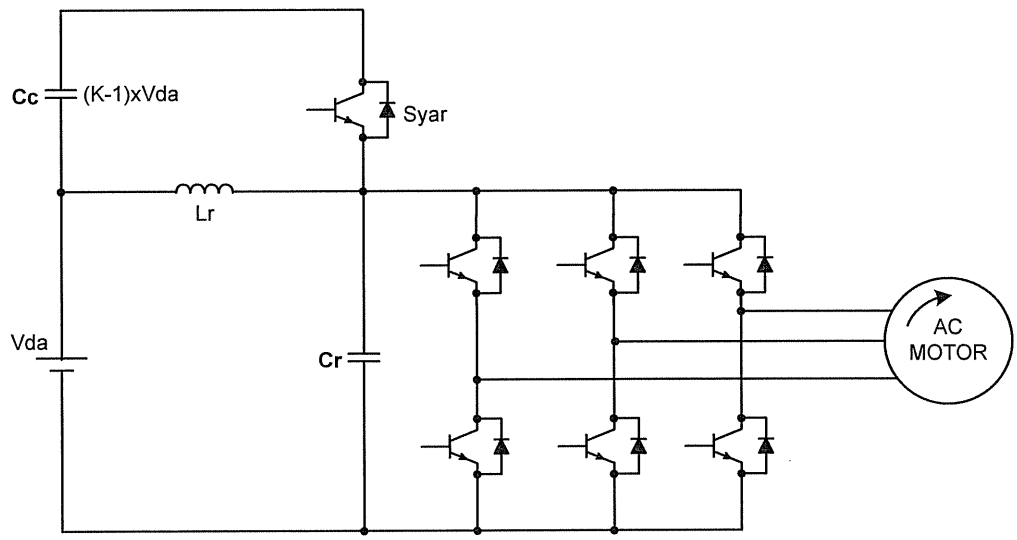
DA rezonans hatlı paralel çeviriciler üç ana başlık altında incelenebilir bunlar;

Pasif kenetlemeli DA hatlı çeviriciler : Temel rezonans devredeki endüktans yerine bir transformatör kullanılmaktadır. Transformatörün primer tarafı çevirici devreye seri bağlanır ve sekonderi ise bir diyot üzerinden DA baranın diğer ucuna bağlanır. Rezonans tank enerjisi, DA giriş kaynağına geri döner. DA hat geriliminde sıfır geçiş noktasını sağlamak için yeterli miktarda enerji L_0 endüktansında depo edilir. Yönteminde kullanılan modülasyon tekniği DPM'dir. Rezonans hat gerilimini istenen bir değerde tutmak için bir transformatör ile bastırma devresi kullanılır [23,66,67]. Bastırma transformatörünün sargı dönüştürme oranı şöyle tanımlanır,

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{K-1} \tag{3.4}$$

burada N_1 ve N_2, bastırma transformatörünün primer ve sekonder sipir sayıları ve K ise, bastırma faktörüdür. Bastırma faktörü, rezonans hat geriliminin osilasyonunu sağlayacak şekilde seçilmelidir. Bunun için bu değer en az 2 olarak alınır. Bu devrenin en büyük problemi D_2 diyotunun rezonans DA hattın sıfır gerilim aralığı boyunca V_{dc}' nin 3 katı gerilime maruz kalmasıdır [67].

Aktif kenetlemeli DA hatlı çeviriciler: İlave bazı aktif veya pasif elemanların kullanılması ile oluşturulan, aktif ve pasif bastırmalı DA hatlı çeviricilerle, anahtarlar üzerindeki gerilimin baskısı azaltılmaya çalışılır. Şekil 3.16'da aktif bastırmalı temel rezonanslı DA hatlı çevirici verilmiştir. Her iki yöntemde de ilave bir bastırma kondansatörü bulunur. Ayrıca, aktif bastırmalı olan tiplerde genellikle ilave bir transistör ile ilave bir diyot kullanılır [60].



Şekil 3.16. Aktif kenetlemeli rezonanslı DA hatlı çevirici

Aktif Bastırmalı Rezonanslı DA hat devresinde DA bara geriliminde oluşan aşırı gerilim bir kondansatör ve bir yardımcı anahtar vasıtasıyla bastırılmaktadır. Burada, DA hat gerilimi, bastırma kondansatörü C_c tarafından belirlenen bir gerilim değeri ile sınırlanmıştır. v_{Cr} rezonans kondansatörü gerilimi $K.V_{dc}$ değerine ulaştığında, yardımcı anahtar S_{yar}'ın ters paralel diyotu iletime girer. Böylece rezonans gerilimi bu değerde bastırılmış olur. Bastırma işlemi boyunca bastırma kondansatörü C_c şarj olur ve eğer önlem alınmazsa bastırma gerilimi artabilir. Bu sorunu çözmek için, bastırma devresinin denetimli elemanı olan S_{yar} transistorunun bastırma devresinin çalışmadığı aralıkta işlem yapması gerekir. Eğer bu işlem uygun bir biçimde yapılırsa bastırma gerilimi hemen hemen sabit tutulabilir. Diyot iletimde iken S_{yar}'ın iletime sokulması, sıfır gerilimde iletime girmesi demektir. S_{yar}, C_c bastırma kondansatörü gerilimi bastırma faktörü ile belirlenen değere düşene kadar, bastırma kondansatörünün deşarjını devam ettirir. Burada bastırma faktörü için en uygun değerin 1,2 ile 1,4 arasında olduğu kabul edilir [60].

Yarı rezonanslı DGM DA hatlı çeviriciler : DA rezonans hatlı YA yöntemlerinde DGM tekniğinin kullanılması, yardımcı devredeki eleman sayısını ve maliyeti arttırır. Aynı zamanda devrenin toplam iletim kayıplarında da artma olabilir. DA rezonans hatlı çeviricilerde DGM yönteminin uygulanması, dar yük aralığı ve

çalışma frekansındaki sınırlamalardan dolayı zordur [34]. Quasi rezonans tekniğinin RDCL'de uygulanması ile ilgili bir devre Chen ve Lipo tarafından gerçekleştirilmiştir [68]. Bu devrede bobin çifti ve rezonans şebekede bir yardımcı anahtar kullanılır. Üç fazlı sinüs üçgen DGM yöntemi kullanılır. Rezonans kol sadece DGM sinyalinin durum değişimi algılandıktan sonra aktif edilir. Böylece çevirici anahtarları sadece sıfır gerilimde durum değiştirir. Buna rağmen kısa zaman aralığında DGM denetleyicinin durum değişikliği hesaplanması yapılamaz [68].

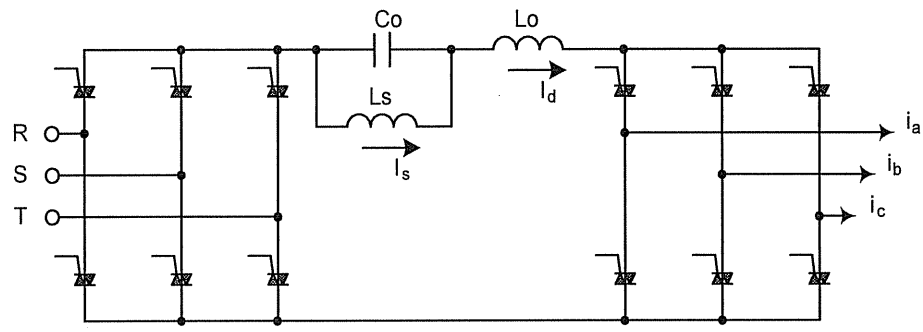
Düşük kenetleme katsayısı, rezonans devre denetimin kolay olması, SGA yapılması ve DGM uygulama yapılabilmesi yarı rezonanslı DA hatlı çeviricinin avantajlarıdır. Bununla birlikte eleman sayısının artması ve kenetleme diyotunun yüksek gerilime maruz kalması en büyük dezavantajıdır [68].

Kırpma komütasyonlu DA hatlı çevirici : DGM yeterliliğinin arttırılması çabalarında ve anahtar baskısının azaltılması çalışmalarında kırpma komütasyonlu DGM çevirici yöntemi geliştirilmiştir. DA hat gerilimi normalde sabittir ve çevirici köprü geleneksel DGM tekniğinde çalışır. Komütasyon, DA bara da kırpma (kısa sıfır gerilim aralığı) yapılmasını sağlar. Kırpma aralığı esnasında YA şartları meydana gelir. Bu aralıkta anahtarlar durum değiştirirler. Yüksek frekanslı rezonans, L_o endüktansı ile anahtarların parazit kapasitansı arasında oluşur. Bu nedenle çevirici girişinde osilasyon meydan gelir [69-70].

Seri rezonanslı DA hatlı çeviriciler (SRDCLC)

SRDCLC'ler, paralel rezonanslı DA hatlı tiplerin farklı uygulamalarda çalıştırılması sonucu oluşturulmuştur. Şekil 3.17'de görülen bu çeviricilerde akım darbeleri periyodik olarak sıfıra iner ve bu anlarda anahtarlama yapılır. En önemli avantajları, girişte düşük harmonik, düşük akustik gürültü ve yüksek güç değerlerine sahip olmalarıdır. Uygun modülasyon tekniği kullanıldığında çıkışta düzgün bir sinüsoidal sinyal gözlemlenebilir. En büyük dezavantajı yüksek akım darbeleri oluşturmasıdır, bu da kullanılan anahtarlama elemanlarının baskılarının artmasına neden olur. Bu

nedenle çok yüksek akım değerine sahip anahtarlama elemanlarının kullanılması zorunlu hale gelir [18,23,35,36].



Şekil 3.17. Seri rezonanslı DA hatlı çevirici

Rezonans hatlı çeviriciler için önerilen modülasyon tekniği darbe yoğunluk modülasyonudur (PDM). Çünkü dönüştürücü anahtarlaması sadece kesikli zaman aralıklarında yapılır. Ayrıca motor sürücü uygulamaları için delta modülasyonu (DM) da kullanılır. Rezonans dönüştürücülerde DGM yöntemlerinin kullanılması anahtarlama elemanlarının baskılarını azaltır, eleman boyutunu küçültür ve elektro manyetik girişim (EMI) etkisini düşürür. Fakat rezonans link dönüştürücülerde DGM tekniğinin kullanılması frekansı yaklaşık olarak %20 kadar düşürür [61].

SRDCLC'ler giriş çıkış köprüleri arasındaki blok rezonans DA hat ünitesini içermektedir. Bu rezonans DA hat köprülerin anahtarlama durumunu belirler. Rezonans hat giriş ve çıkışta iletime sokulan anahtarlarla uyarılan L_0 ve C_0 elemanlarını içermektedir. Akım darbesi sıfıra ulaştığında tüm anahtarlarda kayıpsız bir şekilde kesime girer. Böylelikle sıfır akım anahtarlama gerçekleştirilir. Anahtarların kesimde olduğu sürede büyük besleme endüktörü olan L_s , C_0 kapasitörünü ters yönde doldurmaya başlar. L_s endüktansı, değerinin büyüklüğü nedeniyle bir sabit akım kaynağı olarak düşünülürse, kapasitörün gerilimi doğrusal bir şekilde artacaktır. Bu, her anahtarın uçları arasındaki gerilimin doğrusal olarak artacağı anlamına gelir. Bu gerilim değeri belirlenmiş bir eşik gerilimine ulaştığında anahtarlar iletime geçer ve rezonans döngüsü tekrarlanır. Bu eşik değeri V_{swt} ile gösterilir. Kararlı bir çalışma ve akım-gerilim gerilmesi optimizasyonu açısından bu eşik değeri kritik önem taşır. Kararlı çalışma için bir diğer koşul i_d akımının

regülasyonudur. Bu amaca ulaşmak için giriş anahtarları i_d akımını referans değere yaklaştıracak şeklide seçilir. Kullanılan yöntemlerden birisi histerezis denetimdir. Bu yöntemde hata işaretine bakılır buna göre en pozitif veya en negatif gerilim girişleri seçilir. Bu yöntemin dezavantajı, giriş gerilimin polarite değiştirilmesi anında yüksek akım darbeleri oluşturmasıdır [36,71].

Bobin akımı i_s referans seviyeden daha büyük olmaya başlarsa devre SAA şartlarını kaybeder ve kararsız olur. Buna ek olarak i_d akımında aşırı düzensizlikler meydana gelebilir. Bu yüzden i_s akımının regülâsyonu gereklidir bu denetim zorluğunu arttırır. Burada aynı zamanda DGM tekniği kullanılamaz [36,71].

4. ALTI YARDIMCI ANAHTARLI SIFIR AKIM GEÇİŞLİ EVİRİCİ

Önceki bölümde, eviricilerin sınıflandırılması ve genel özellikleri tartışılmıştı. Bu bölümde, altı yardımcı anahtarlı üç fazlı SAG evirici devresi için, anahtarlama mantığı ve denetim yapısına getirilen yenilikler tanıtılacaktır. Önerilen bu devrede tüm ana anahtarlar, diyotlar ve yardımcı anahtarların kesime geçmesi sıfır akım altında olmaktadır, devre aynı zamanda ana anahtarların iletime geçmesinin sıfır gerilim altında yapmaktadır. Mevcut SAG yöntemleri ile karşılaştırıldığında, diyotun ters dönüşüm akımı oldukça azaltılmaktadır. Anahtarların iletim kayıpları %84 varan oranlarda azaltılmıştır, rezonans kondansatör gerilim baskısı %40 azaltılmış, yardımcı elemanlardaki akım ve ısı baskısı da dağıtılmıştır. Çalışma prensipleri ve genel tasarım kriterleri durum-uzay tekniği tabanlı olarak analiz edilmiştir. Devrenin denemesi 5.5 kW'lık bir asenkron motor üzerinde başarıyla gerçekleştirilmiştir.

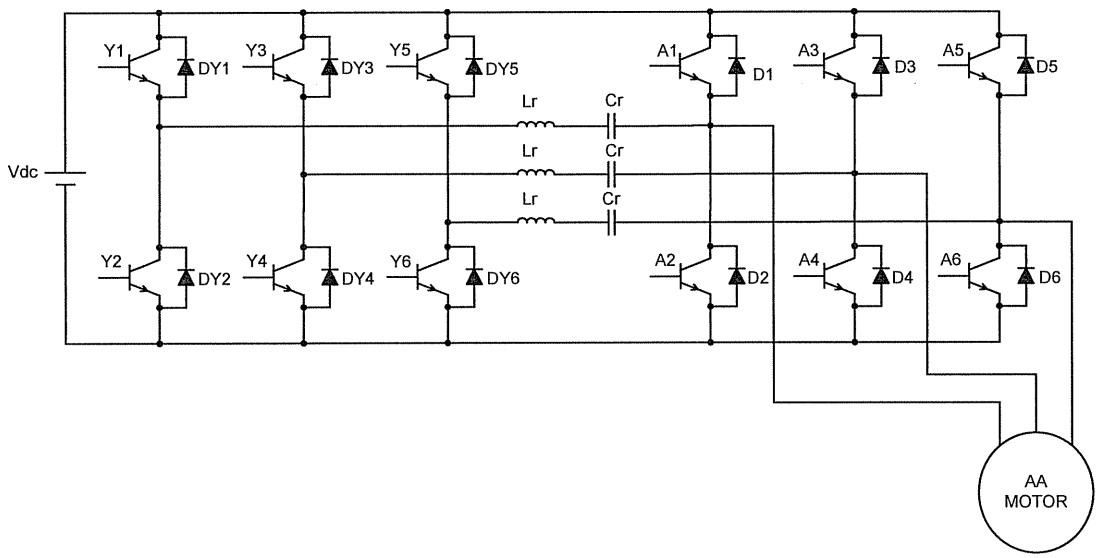
4.1. Üç Faz SAG Eviriciler

SAG yönteminin temel prensibi şöyle açıklanabilir. Anahtarlama geçişinden önce anahtardan dış devreye doğru geçen akım, anahtar kesime götürülmeden önce sıfıra gitmeye zorlanır. Anahtarlama geçişi tamamlandığında, eviricide normal DGM çalışmasına devam eder.

Anahtarlama geçişlerinden önce ana anahtarlama elemanından geçen akımın yardımcı devreye saptırılması işlemi eviriciye eklenen yardımcı devreler vasıtasıyla gerçekleştirilir. Şekil 4.1 altı yardımcı anahtar kullanan üç fazlı SAG eviriciler için de genel yapıyı göstermektedir. Bu devre altı anahtarlı SAG evirici olarak adlandırılır ve devrede üç adet yardımcı devre ana anahtar köprüsüne paralel bağlanmıştır. Her bir yardımcı kol, iki adet yardımcı anahtar ve bir adet *LC* rezonans bank içerir. Bu devre ile ilgili iki temel özellik vardır. Birincisi uyarlanabilme yapısıdır, her yardımcı devre şebekesi ana devrenin bir faz ayağının yumuşak geçişinden sorumludur. Böylece yumuşak geçiş şartlarının oluşturulmasında sert anahtarlamalı eviriciler için geliştirilen normal DGM algoritmalarında herhangi bir kısıtlama veya düzenleme yapılmaya gerek kalmamaktadır. İkinci özellik ise tüm ana

ve yardımcı anahtarlar/diyotlar üzerindeki gerilim baskısı DA hat geriliminde tutulmuştur ve hiç bir yardımcı eleman ana güç akışı yolu ile seri bağlı değildir.

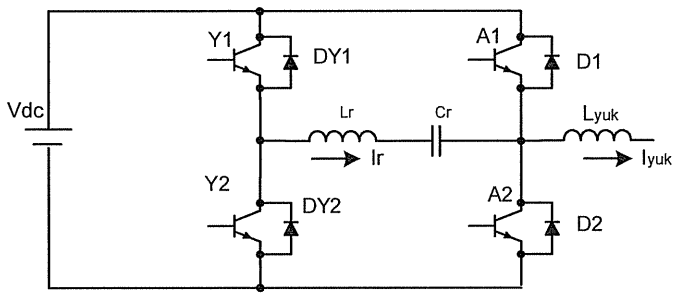
SAG evirici devre Şekil 4.1'de verilmektedir. Bu devre SCR'ler için geliştirilen geri akım zorlamalı komutasyon devresinden esinlenerek üretilmiştir. SAG tekniği McMurray tarafından önerilmiş ve uygulanmıştır. McMurray evirici tüm ana ve yardımcı anahtarların sıfır akımda kesime götürülmesini sağlar, fakat ana anahtarın iletim geçişinde diyotun ters dönüşüm problemi mevcuttur[72-73]. McMurray eviricisindeki bu yetersizliklere karşın, Şekil 4.1'de verilen altı yardımcı anahtarlı SAG evirici geliştirilmiştir.



Şekil 4.1. Altı yardımcı anahtarlı SAG devresi

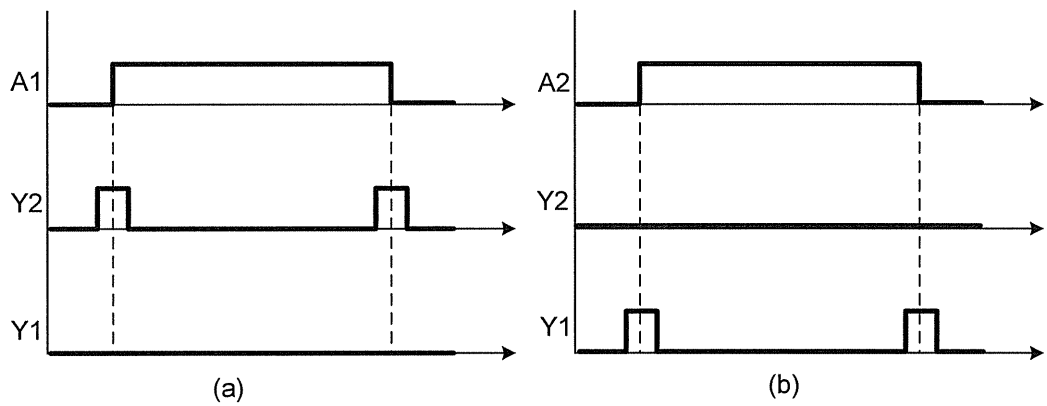
Modern kapı kontrollü IGBT gibi anahtarlar ile ters paralel diyotlar, McMurray eviricileri için uygun değildir. Bu elemanlar ters gerilimi engellemezler, bunun yerine ters paralel diyotlardan ters akımın akmasına müsaade ederler. Bu nedenle devrenin McMurray evirici benzeri gibi düzenlenmesi gerekir. Bu amaçla ana ve yardımcı anahtarlar tek yönlü gerilim engellemeli ve iki yönlü akım akışı sağlayan, SAG işlemi için düzenlenmelidir. Şekil 4.2 SAG eviricinin bir faz bacağını göstermektedir. Bu devrede A1, A2 ana anahtarları, Y1, Y2 yardımcı anahtarları, *Lr* bobini ve *Cr* kondansatöründen oluşan bir rezonans bank yer alır. Hua tarafından

önerilen yöntemin diyotun ters dönüşüm problemi ve kullanılan yardımcı anahtarların tam yük akımı altında kesime gitme dezavantajı bulunmaktadır. Ayrıca bu yöntem kesim kayıplarını ana anahtarlardan yardımcı anahtarlar üzerine kaydırmıştır, yapının toplam sistem verimliliği üzerinde bir etkisi yoktur [62,74].



Şekil 4.2. SAG evirici bir faz bacağı

Geliştirilen SAG yöntemi Mao tarafından önerilmiştir [74]. Mao temel SAG fikrini iletim geçişi için de genişletmiştir. Böylece diyot ters dönüşüm akımı ve iletim kayıplarında azalma sağlanmıştır. Mao'nun temel fikri, ana anahtarın çaprazında yer alan yardımcı anahtarın, ana anahtarın hem iletim hem de kesim geçişlerinde kısa süre aktif edilmesine dayanır. Mao'nun SAG şeması aynı zamanda , yardımcı anahtar sürme sinyali, rezonans akım ters yönde ve onun ters paralel diyotundan geçinceye kadar sürme sinyalini genişleterek, yardımcı anahtarların sıfır akım şartlarında kesime götürülmesini sağlamıştır. Anahtarlama sinyalleri Şekil 4.3'te görülmektedir.

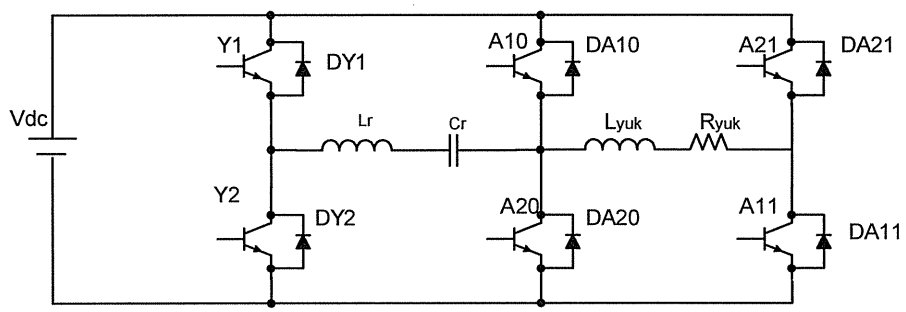


Şekil 4.3. Mao tarafından önerilen yöntemin anahtarlama biçimi a) $I_{yük}>0$ durumu b) $I_{yük} < 0$ durumu.

Mao'nun SAG yönteminde ana anahtarlar tam DA bara gerilimi altında iletime geçerler ve diğer ana anahtar iletime geçtiğinde ana diyotlarda hala bir miktar akım kalır. Bu diyot, ters dönüşüm akımıyla ilişkili olarak anahtarlama kayıplarına neden olur. Ek olarak Mao'nun SAG yöntemi, yüksek rezonans kondansatör gerilim baskısına neden olur. Bu değer yaklaşık olarak DA bara geriliminin iki katıdır. Ayrıca her bir anahtarlama saykılında bir yardımcı anahtar iki defa aktif edilmektedir, diğer yardımcı anahtar ise bu esnada pasiftir. Anahtarlamanın bu şekilde yapılması yardımcı devrede evirici yük akımına bağlı olarak istenmeyen akım bozulmalarına ve sıcaklık baskılarına yol açacaktır. DA/DA çevirici uygulamalarında, çevirici süreksiz iletim modunda (DCM) çalışırken her bir ana anahtarın sıfır gerilim ve sıfır akım altında anahtarlanması için iki adet yardımcı anahtar gerekmektedir. Bu yöntem ana anahtarların sayısının iki katı kadar yardımcı anahtar gerektirdiğinden, üç fazlı eviricilere uygun değildir [72,74].

4.2.Yeni Altı Yardımcı Anahtarlı SAG Anahtarlamalı Evirici Yöntemi

Şekil 4.1.'de gösterilen altı anahtarlı SAG evirici devresi için yeni bir yumuşak geçişli denetim yöntemi önerilmiştir. Bu devrenin incelenmesi için, bir fazlı tam köprü Şekil 4.4'te görülen SAG devresi tasarlanarak analizi yapılmıştır. Burada I_{yuk} akımının yönüne göre anahtarlama sinyalleri oluşturulmaktadır. I_{yuk} akım bilgisi eviricinin denetim yapısından dolayı hali hazırda bilindiğinden devreye ilave olarak sensör bağlanmasına gerek kalmamaktadır [75].



Şekil 4.4. Tasarlanan bir fazlı tam köprü SAG evirici

Tasarlanan bir fazlı tam köprü SAG eviricisinde, geleneksel SA devresine ek olarak iki yardımcı anahtar ve bir rezonans kol ilave edilmiştir. Meydana gelen rezonansın, DGM'nin çalışmayı etkilememesi için periyodun kısa sürmesi gerekir. Periyodun süresini, rezonans kolun devreye alınmasını sağlayan yardımcı anahtarların hızı sınırlar. Ayrıca rezonans kol elemanları SAA ve SGA şartlarını sağlayacak büyüklükte seçilmelidir. Çalışmada rezonans devre elemanlarının değeri L_r = 7,7 µH ve C_r = 80 nF olarak seçilmiştir. Buna göre rezonans frekansı 202,78KHz ve periyodu ise 4,93 µs. dir. Analiz, $I_{yük}<0$ durumu, $I_{yük}>0$ durumunun eşleniği olduğundan, sadece $I_{yük}>0$ şartları için ayrıntılı şekilde verilmektedir. Darbeleme oranı %50'dir, V_{dc} bara gerilimi sabit ve 250 V ile sınırlandırılmaktadır. Ana anahtar ile yardımcı anahtarın denetimi birbirine bağımlı olmadığından, normal DGM çalışma yapan devrelere DGM sinyallerinde herhangi bir modifikasyon veya kısıtlama yapılmadan uygulanabilir. Burada önemli husus yardımcı anahtarın devreye alınma zamanlamasıdır.

$I_{yük} > 0$ Durumu: A10 ve A11 ana anahtarları iletimde ve bunların tümleyenleri olan A20 ile A21 ana anahtarları kesimdedir. $I_{yük}$ akımı A10 ve A11 IGBT'leri tarafından iletilmektedir. Yükün enerji depolayan L endüktansını içermesinden dolayı yük endüktansında pozitif yönde bir akım depolanacaktır. A10 ve A11 anahtarları kesime gittikten sonra pozitif yöndeki bu akım yük endüktansında bulunmaktadır. Yük akımının pozitif olduğu aralıkta yüke ters yönde gerilim uygulayan A20 ve A21 anahtarları da iletime girer. Buna göre A10 ile A11 kesimde aynı zamanda A20 ile A21 iletimde ise, pozitif yöndeki $I_{yük}$ akımı DA20 ve DA21 diyotları vasıtasıyla devresini tamamlar. A20 ve A21 anahtarları bu aralıkta kayıpsız olarak iletime girer ve çıkarlar. Bu yarı saykıl boyunca sadece A10-A11 ve DA20-DA21 diyotlarının yumuşak anahtarlama yapma gereksinimi vardır.

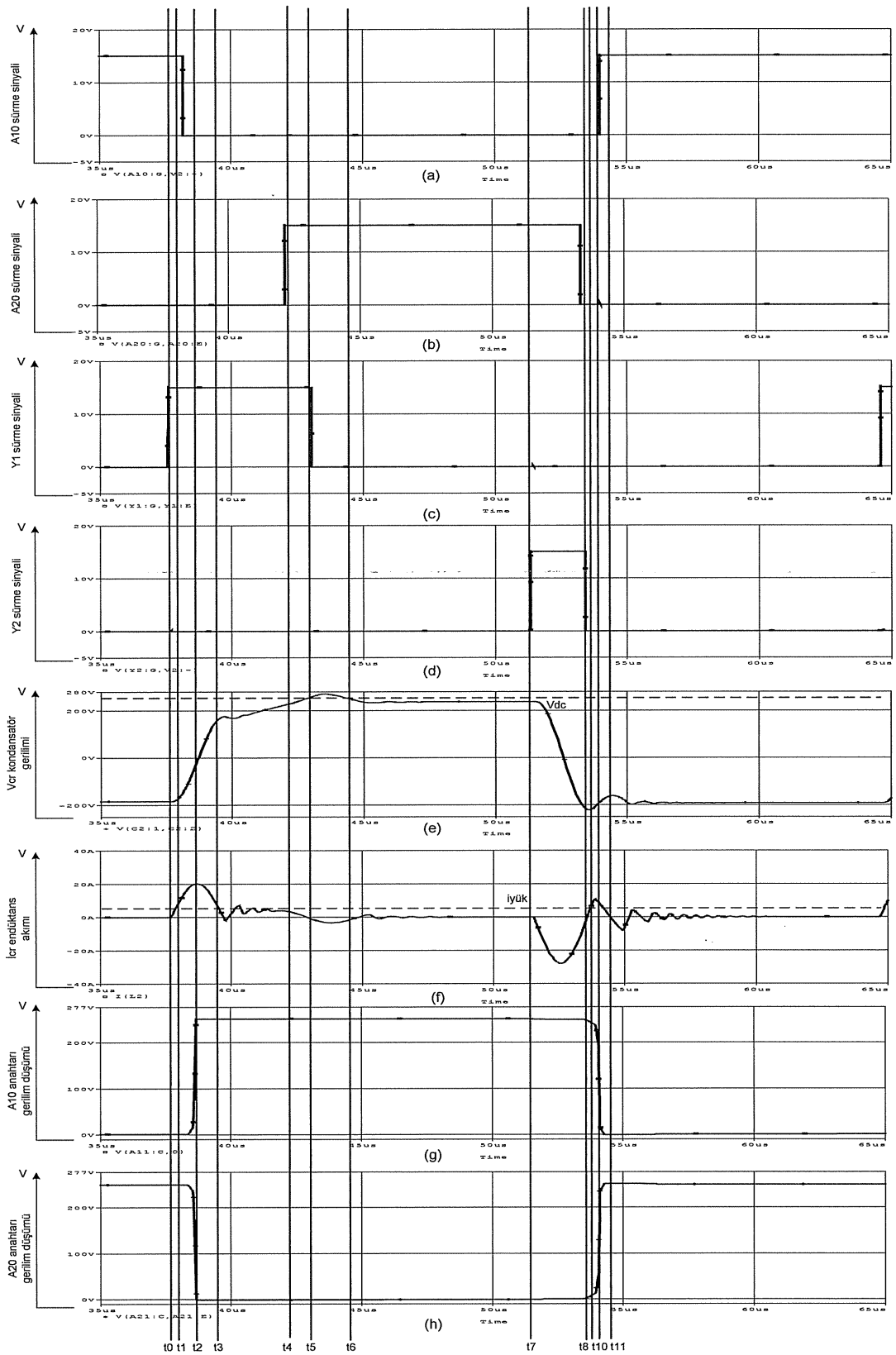
A10 ve A11 anahtarları iletime geçmeden önce çaprazda yer alan Y2 yardımcı anahtarı kısa bir süre iletime girer bu arada A20 ile A21 kesime götürülür. Bunun tersi olarak A10 ile A11 anahtarları kesime götürülmeden önce bunların paralelindeki Y1 anahtarı kısa süreliğine iletime alınıp A10 ile A11 kesime A20 ile A21'te iletime sokulur.

$I_{yük} < 0$ *Durumu :* Bu yarı periyotta A20 ve A21 ana anahtarları iletimde ve bunların tümleyenleri A10 ile A11 anahtarları kesimdedir. Negatif yöndeki $I_{yük}$ akımı A20 ve A21 IGBT'leri tarafından iletilmektedir. Bu yarı saykıl boyunca A20-A21 ve DA10-DA11 diyotlarının yumuşak anahtarlama yapma gereksinimi vardır.

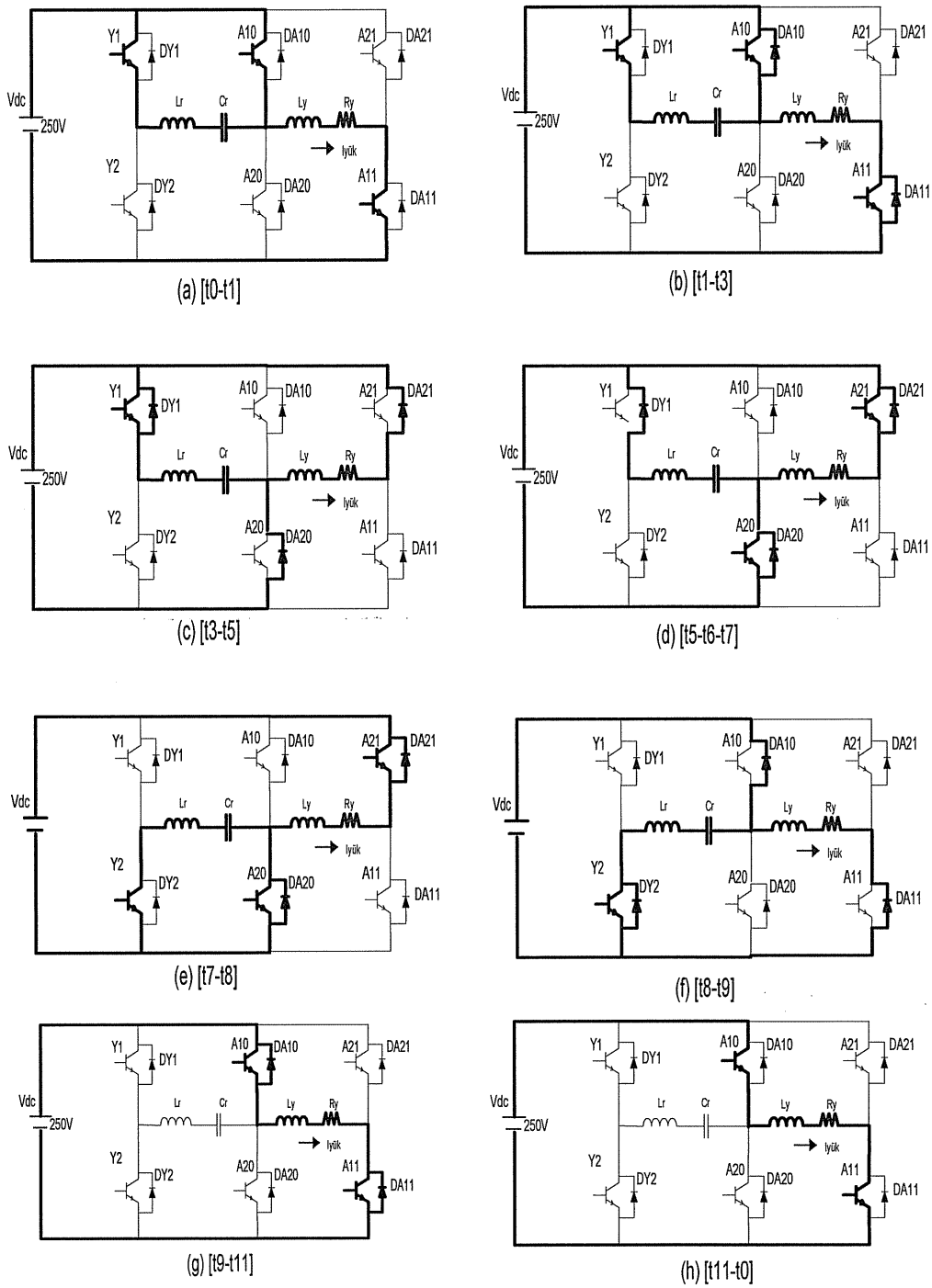
Devreye negatif gerilim sağlayan A20 ve A21 anahtarları iletime geçmeden önce çaprazda yer alan Y1 yardımcı anahtarı kısa bir süre iletime girer bu arada A10 ile A11 kesime götürülür. Bunun tersi olarak A20 ile A21 anahtarları kesime götürülmeden önce bunların paralelindeki Y2 anahtarı kısa süreliğine iletime alınıp A20 ile A21 kesime A10 ile A11'te iletime sokulur.

Rezonans tankta yeterli enerji oluşturulabilirse, anahtar geçişinden önce ana devreden geçen akım tamamen rezonans tanka yönlendirilebilir. Bunun için yük akımı bilgisine ihtiyaç duyulur. Her ne kadar yöntem yük akımı bilgisine ihtiyaç duyulsa da, ek sensöre gerek yoktur, çünkü üç faz evirici sisteminde diğer denetim fonksiyonları için bu bilgi hali hazırda bulunmaktadır.

$I_{yük}>0$ ve $I_{yük}<0$ durumları için devrenin çalışması simetriktir bunun için yöntemin sadece bir durum için açıklaması yapılacaktır. Şekil 4.5 $I_{yük}>0$ durumu için bir anahtarlama saykılında çalışma dalga şekillerini göstermektedir. Çalışma anahtarın iletim geçişi ile başlar. Analizi basitleştirmek için devre parazitleri, yarı iletken birleşme (jonksiyon) kapasitesi ve kaçak (stray) endüktansı ihmal edilmiştir. $I_{yük}$ ve DA hat gerilimi Vdc, bir anahtarlama saykılı süresince sabit alınmıştır. Başlangıçta $I_{yük}$ alttaki *DA20* diyotu vasıtasıyla akmaktadır. Kararlı durumda *Cr* uçlarındaki *Vr* gerilimi $Vdc > Vr > 0$'dır. Vr gerilimi Vdc gerilimini aşamaz, çünkü $Vr > Vdc$ olduğunda DY1 diyotu iletime girecektir. Aynı şekilde bunun tersi durumunda da DY2 diyotu iletime gireceğinden Vr, –Vdc'yi aşamayacaktır. Devrenin çalışması 9 topolojik kısımda incelenebilir. Şekil 4.6'da bu alt kısımlara denk gelen eşdeğer devreler verilmektedir. Kalın hatlar aktif akım iletim yollarını göstermektedir.



Şekil 4.5. YA evirici dalga şekilleri



Şekil 4.6. Eşdeğer devreler

4.3. Devrenin Çalışması

Devrenin çalışma dalga eğrileri Şekil 4.5'te verilmiştir. Devrenin çalışması şöyle özetlenebilir. A10 ve A11 ana anahtarı iletimden çıkmak üzere iken, buna paralel bağlı Y1 yardımcı anahtarı devreye alınarak, rezonans koldan geçen akım kısa sürede yük akımı seviyesine çıkartılmaktadır. Rezonans kol akımı, yük akımına eşit olduğu noktadan sonra, A10 ve A11'in ters paralel diyotları iletime gireceğinden, bunların sürme sinyali kesilerek, A10 ve A11'in sıfır akım altında kesim yapılması sağlanmaktadır. Rezonans kol akımı yön değiştirdikten sonra, yani Y1'in ters paralel diyotu iletime girdikten sonra, Y1 anahtarının sürme sinyali kaldırılabilir. Bu durumda, hem A10 ve A11, hem de Y1 anahtarları kayıpsız kesim yapabilmektedir. Bu aralıklardaki YA eviricinin eşdeğer devreleri Şekil 4.6'da verilmiştir. Devrenin çalışması dokuz ayrı modda incelenecektir.

Mod -I [t0-t1] : t0 anında Y1 anahtarı devreye alınarak yardımcı devrede rezonans başlatılır. t1 anında i_r akımı $i_{yük}$ akımına ulaşacaktır. Şekil 4.5(e)'de olduğu gibi C_r gerilimi bu aralık boyunca pozitif yönde artacaktır. Eşdeğer modeli Şekil 4.6(a)' da verilen bu aralığa ait devreye Kirchoff gerilim yasasının (KGY) uygulanması sonucu rezonans endüktans akımı (i_{lr}) ve rezonans kondansatörü gerilim (v_{cr}) denklemleri şöyle oluşur;

$$i_{lr}(t) = \frac{V_{c0}}{Z_0}\sin(\theta) \tag{4.1}$$

$$v_{cr}(t) = -V_{c0}\cos(\theta) \tag{4.2}$$

burada;

V_{c0} : Rezonans kondansatörün başlangıç değeri (V)

Z_0 : Eşdeğer devre empedansı (Ω)

θ : Açısal frekans (rad/s)

Mod -II [t1-t2-t3] : $i_r > i_{yük}$ olmasından sonra bu iki akım arasındaki fark DA10 ve DA11 diyotlarını iletime sokacaktır. t2 anında i_r akımı tepe değerine ulaştığında, A10 ile A11 anahtarları sıfır akım altında kesime götürülebilir. Şekil 4.5(f)'de görüldüğü gibi tepe değerine ulaşan i_r akımı t2 anından sonra azalmaya başlar ve t3 anında tekrar yük akımı seviyesine inmektedir. Şekil 4.6(b)'deki devreye KGY uygulanması ile;

$$i_{lr}(t) = i_{l0}\cos(\theta) + \frac{-V_{c0}}{Z_0}\sin(\theta) \tag{4.3}$$

$$v_{cr}(t) = V_{c0}\cos(\theta) + i_{l0}Z_0\sin(\theta) \tag{4.4}$$

elde edilir. Bu eşitliklerde;

i_{l0} : Rezonans endüktans akımının başlangıç değeri (A)

Mod -III [t3-t4] : Bu aralık boyunca $i_{yük}$ akımı, rezonans kol vasıtasıyla devresini tamamlayacaktır. Aralık $V_{cr} = V_{dc}$ gerilimi eşitliği sağlanana kadar devam eder. Bu aralıkta, salınımlı devre özelliği görülür. Eşdeğer devreye KGY uygulanması ile;

$$i_{lr}(t) = e^{-\alpha t}(A\cos(\beta t) + B\sin(\beta t)) \tag{4.5}$$

$$v_{cr}(t) = V_{da} - L\frac{di}{dt} - R_y i(t) \tag{4.6}$$

elde edilir. Eşitliklerde;

V_{da} : Evirici besleme gerilimi (V)

α = Neper frekansı (sönüm katsayısı) (rad/s)

β = Doğal frekans (rad/s)

A, B = Çözüm katsayıları

Mod -IV [t4-t5] : $V_{cr} = V_{dc}$ eşitliğinden sonra rezonans tekrar başlayacaktır. t4 anında A20 ve A21 anahtarları kayıpsız bir şekilde devreye alınabilir. t5 anında i_r =0 olması ile bu aralık sona erer. Eşdeğer devreye KGY uygulanması sonucu;

$$i_{lr}(t) = i_{l0}\cos(\theta) + \frac{V_{dc} - V_{c0}}{Z_0}\sin(\theta) \tag{4.7}$$

$$v_{cr}(t) = V_{dc} - (V_{dc} - V_{c0})\cos(\theta) + i_{l0}Z_0\sin(\theta) \tag{4.8}$$

Mod –V [t5-t6-t7] : $V_{cr} > V_{dc}$ olduğundan Y1'in ters paralel diyotu DY1 iletimdedir ve bu aralıkta Y1 anahtarı kayıpsız şekilde kesime götürülebilir. i_r akımının sıfır olması ile devrede rezonans sona erer ve t6 zamanından sonra devre t7'ye kadar DGM çalışmasına devam eder. Eşdeğer devre denklemleri şöyle oluşur;

$$i_{lr}(t) = i_{l0}\cos(\theta) + \frac{V_{dc} - V_{c0}}{Z_0}\sin(\theta) \tag{4.9}$$

$$v_{cr}(t) = V_{dc} - (V_{dc} - V_{c0})\cos(\theta) + i_{l0}Z_0\sin(\theta) \tag{4.10}$$

Mod -VI [t7-t8] : t7 anında A20 ve A21 iletimde ve yük akımı negatif değerdedir, t7 anında Y2 yardımcı anahtarı devreye alınarak *Lr* ve *Cr*'den oluşan kolda, rezonans başlatılır. Rezonans kol akımı i_r negatif tepe değerine kadar yükselir. t8 anında rezonans kol akımı yarı periyodunu tamamlayarak tekrar sıfır değerine ulaşır. t8 anında A20 ve A21 anahtarlarının sürme sinyali kaldırılabilir. Bu aralıktaki eşdeğer devre denklemleri şöyledir;

$$i_{lr}(t) = \frac{-V_{c0}}{Z_0}\sin(\theta) \tag{4.11}$$

$$v_{cr}(t) = V_{c0}\cos(\theta) \tag{4.12}$$

Mod -VII [t8-t9] : t8 anından sonra rezonans devam edecektir ve i_r akımı pozitif yönde yükselmeye başlayacaktır. Y2 anahtarı pozitif yönde geçen bu i_r akımını iletemez, bu yüzden Y2'nin ters paralel diyotu DY2 iletime geçer. t8 anından sonra Y2 anahtarı sıfır akım iletimi altında kesime götürülebilir. Devre çalışmasını sürdürerek t9 anında i_r akımı $i_{yük}$ akımına eşit olur. Şekil 4.6(f)'deki devrenin denklemi şöyle olur;

$$i_{lr}(t) = i_{l0}\cos(\theta) + \frac{-V_{c0}}{Z_0}\sin(\theta) \tag{4.13}$$

$$v_{cr}(t) = V_{c0}\cos(\theta) \tag{4.14}$$

Mod -VIII [t9-t10-t11] : Rezonans kol akımı t9'den sonra $i_{yük}$ akımından büyük olacağından bu iki akım farkı DA10 ve DA11 yardımcı diyotlarından geçerek devresini tamamlar. t10 anında i_r akımı pozitif tepe değerine ve kondansatör gerilimi ise sıfır değerine ulaşır. t10 anında A10 ile A11 anahtarları kayıpsız bir şekilde iletime geçirilir. Bundan dolayı t10 zamanının bilinmesi gerekir; bu değer aşağıdaki eşitliklerden çıkartılabilir.

$$i_{lr}(t) = i_{l0}\cos(\theta) + \frac{-V_{c0}}{Z_0}\sin(\theta) \tag{4.15}$$

$$v_{cr}(t) = V_{c0}\cos(\theta) + i_{l0}Z_0\sin(\theta) \tag{4.16}$$

t10 aralığının oluşması için mutlak koşul $i_{lr} > i_{yük}$ olmasıdır. Bundan dolayı rezonans kol elemanları seçilirken Eş.4.17-4.20 göz önünde bulundurularak bu koşul sağlanmalıdır. K değeri 1'den büyük seçilmelidir.

$$K = \frac{i_{rtepe}}{i_{yük}} \tag{4.17}$$

$$Z_0 = \frac{V_{dc}}{K * i_{yük}} \tag{4.18}$$

$$L_s = Z_0\frac{T_0}{2\pi} \tag{4.19}$$

$$C_s = \frac{L_s}{Z_0^{\,2}} \tag{4.20}$$

t10 zamanında A10 ile A11 anahtarlarının iletime girmesiyle rezonans kol akımı i_r, kaynak geriliminin tamamının rezonans kola uygulanması nedeniyle sıfıra doğru azalacaktır. Bu aralık, akımın t11 zamanında sıfır olmasıyla sona erer. Şekil-4.6(g)'deki eşdeğer devre yardımıyla devre denklemleri şöyle oluşturulur.

$$i_{lr}(t) = i_{l0}\cos(\theta) - \frac{V_{dc} + V_{c0}}{Z_0}\sin(\theta) \tag{4.21}$$

$$v_{cr}(t) = -V_{dc} + (V_{dc} + V_{c0})\cos(\theta) + i_{l0}Z_0\sin(\theta) \tag{4.22}$$

Mod –IX [t11-t0] : t11'den sonra yardımcı devrenin ana devre ile bağlantısı kalmaz. Bu aralıkta devre normal DGM çalışmayı devam ettirecektir. Aralık boyunca C_r rezonans kondansatörü negatif gerilim ile yüklüdür. Rezonans kolun bu aralıkta ana devre ile bir bağlantısı yoktur.

4. 4. Anahtarlama Kayıplarının Karşılaştırılması

Her anahtarlama için oluşan enerji kaybı akım ve gerilim denklemleri kullanılarak analitik olarak bulunabilir [76]. Bölgelere ayrılan akım ve gerilim eğrileri aşağıdaki şekilde lineerleştirilerek hesaplama yapılmıştır.

$$v_{ce}(t) = K_v \times t \tag{4.23}$$

$$K_v = \frac{v_{mak} - v_{\min}}{\Delta t} \tag{4.24}$$

$$i_c(t) = K_i \times t \tag{4.25}$$

$$K_i = \frac{i_{mak} - i_{\min}}{\Delta t} \tag{4.26}$$

Eşitliklerde;

v_{ce} : Kollektör ve emiter arası gerilim (V)

i_c : Anahtar akımı (A)

Güç kaybı ise ,

$$W_{KAYIP} = \int_{t0}^{t1} V_{ce}(t) I_c(t) dt \tag{4.27}$$

$$P_{KAYIP} = \frac{1}{T} \sum W_{KAYIP} \tag{4.28}$$

ifadeleriyle hesaplanmıştır. Yukarıdaki ifadeler Şekil 4.7 için açılırsa;

$$W_{SKesim} = \int_{37,92e^{-6}}^{38,0e^{-6}} 1.98e^{13}t^2 dt + \int_{38,0e^{-6}}^{38,103e^{-6}} 2,9759e^{13}t^2 dt + \int_{38,103e^{-6}}^{38,205e^{-6}} 3,8359e^{16}t^2 dt + \int_{38,205e^{-6}}^{38,243e^{-6}} 5,2918e^{16}t^2 dt$$

W_{SKesim}= 14,54μj olarak bulunur. $W_{Siletim}$=284,03 μj olur.

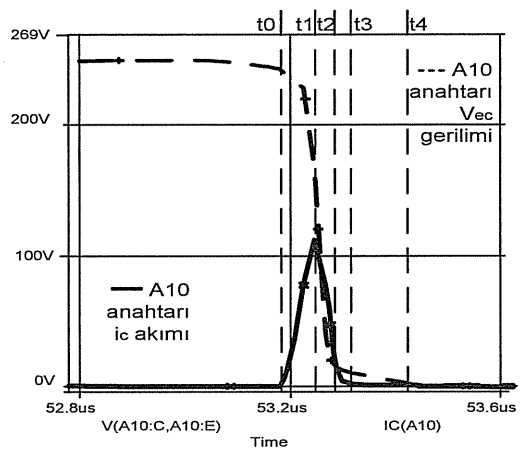
Eşitlik 4.28'in uygulanması ile sert anahtarlama kaybı;

$$P_{SKAYIP} = \frac{1}{27000}(14,54 + 284,03) \times 10^{-12} = 8,06 \ \ Watt$$

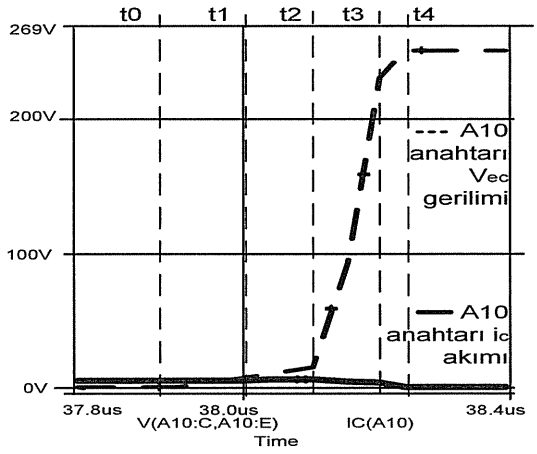
Yukarıdaki eşitliklerin aynı şekilde önerilen yöntem için uygulanması ile YA kaybı;

$$P_{YKAYIP} = \frac{1}{27000}(0,79 + 40,5) \times 10^{-12} = 1,11 \ \ Watt$$ olarak bulunur.

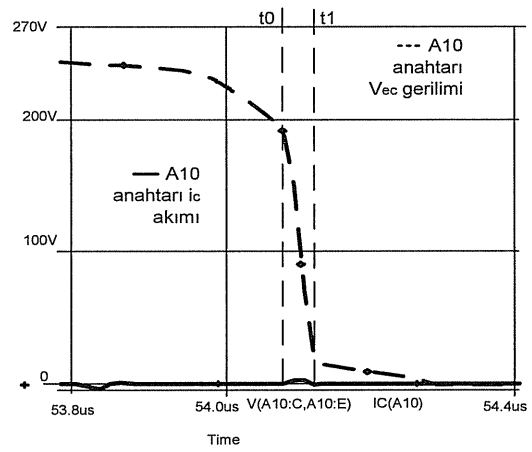
Buna göre anahtarlama kayıplarında %86 oranında iyileştirme yapıldığı görülmektedir. Her iki anahtarlama yapısı için anahtarın iletim durumunda iken oluşan kayıplar birbirlerine eşit olacağından sistemin toplam verimine etkileri de aynı olacaktır.



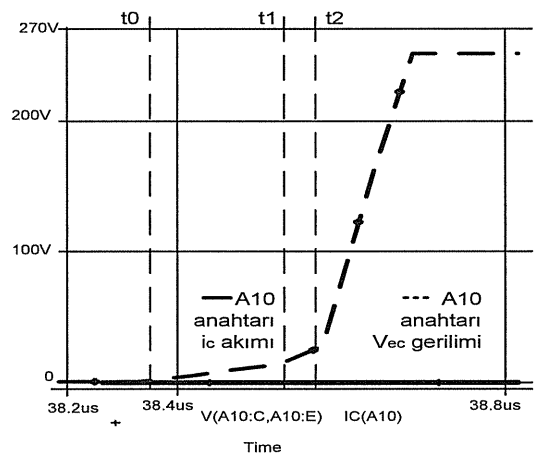
Şekil 4.7. SA kesim geçişi



Şekil 4.8. SA iletim geçişi



Şekil 4.9. YA kesim Geçişi



Şekil 4.10. YA iletim geçişi

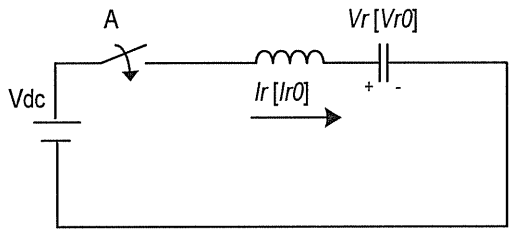
Kesim anındaki anahtarlama kayıpları Şekil 4.7 ve Şekil 4.9'da, iletim kayıpları ise Şekil 4.8 ve Şekil 4.10'da görülmektedir. Önerilen yöntemde fazladan altı yardımcı anahtarlama elemanı ve her faz için rezonans elemanların kullanılması dezavantajı bulunmaktadır. Ayrıca önerilen yöntemde yardımcı anahtarların devreye alınma zamanlamasının iyi bir şekilde uygulanması gerekmektedir. Bunun için gelişmiş programlanabilir devre elemanından faydalanmak gerekmektedir.

4.5. Faz Düzlem Yöntemi

Faz düzlemi yöntemi $\ddot{x}+2\zeta\omega_0\dot{x}+\omega_0^2 x=0$ formunda tanımlanan ikinci mertebeden sistemlerin grafik çalışması ile ilgilidir. Bu yöntemin temel fikri, ikinci mertebeden dinamik sistemlerin uzay durumunda çeşitli ilk değerlere karşılık gelen hareketli yörüngeleri üretmek ve bu yörüngelerin nicel özelliklerini incelemektir. Böylece sistemin kararlılık ve çeşitliliği (patterns) ile ilgili bilgiler elde etmek mümkündür. Faz düzlem analizi bir çok önemli özelliklere sahip bulunmaktadır. Birincisi, grafik bir metot olarak hem lineer hem de lineer olmayan denklemlerin analitik çözümünü yapmaksızın çeşitli ilk değerlerle, sistemde ne olup bittiğinin görüntülenebilmesini sağlamaktadır. İkincisi; bu sistem, sadece küçük oranda değil aynı zamanda belirgin ve etkili lineersizliklere sahip sistemlere de uygulanabilmektedir. Uygulamada ikinci mertebeden sistem olarak kabul edilebilen bazı kontrol sistemlerinin analizinde faz düzlemi metodu kolaylıkla kullanılabilmektedir. Bu metodun temel dezavantajı, ikinci mertebeden daha yüksek mertebeli sistemlerde grafiksel olarak çalışmak, hesaplama yönüne göre daha karmaşık olmasıdır [2,77-79].

Önerilen devre için her çalışma modunun ayrı diferansiyel denklemleri çıkartılarak analizi yapılabilir. Bu yöntem oldukça zaman alıcı ve karmaşık olmaktadır. Faz düzlem yörüngesi rezonans çeviricilerde analizi basitleştirmek için kullanılmaktadır. Aynı şekilde bu analiz önerilen yöntemin analizi için de kullanılacaktır.

Faz düzlem yörüngesinin temel fikri Şekil 4.11'de gösterilen kontrollü bir anahtar ile *LC* elemanlarından oluşan bir devre yardımıyla açıklanabilir. Burada giriş gerilimi *Vdc* rezonans elamanların değerleri ise I_{L0} ve V_{C0} olarak gösterilmektedir. Faz düzlem yörüngesi rezonans akımı *Ir* ve rezonans kondansatör gerilimi *Vr*'nin aynı grafik üzerinde birisi dikey biriside yatay eksende gösterilmesi ile oluşturulur. Şekil-4.11'de görülen devrede A anahtarının iletime sokulması ile devrede bir akım dolaşımı ve *LC* elemanlarından dolayı bir rezonans başlayacaktır.



Şekil 4.11. Faz düzlem analizi için kullanılan örnek rezonans yapı

A anahtarı iletimde olduğunda Kirchoff gerilim yasasına göre, devrenin gerilim eşitliği

$$V_{dc} = V_{LR} + V_{CR} \tag{4.29}$$

Endüktans ve kondansatör gerilimlerinin yerine konmasıyla,

$$V_{dc} = L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i dt \tag{4.30}$$

İki tarafın türevi alınıp, L ile bölünmesi sonucu

$$0 = \frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{1}{LC} i \tag{4.31}$$

İkinci mertebeden bu denklemin genel çözüm formu,

$$i = A_1 e^{s1t} + A_2 e^{s2t} \tag{4.32}$$

şeklindedir. Denklemin kökleri karmaşık eşlenik şeklinde olup, bu köklerin yerine konmasıyla veya diferansiyel denklem çözüm yöntemleri ile denklem çözülebilir. Yukarıdaki devre için çıkarılan çözüm formu,

$$Ir(t) = I_{r0}\cos\omega_0(t-t_0) + \frac{V_{dc}-V_{r0}}{Z_0}\sin\omega_0(t-t_0) \tag{4.33}$$

$$Vr(t) = V_{dc} - (V_{dc}-V_{r0})\cos\omega_0(t-t_0) + Z_0 I_{r0}\sin\omega_0(t-t_0) \tag{4.34}$$

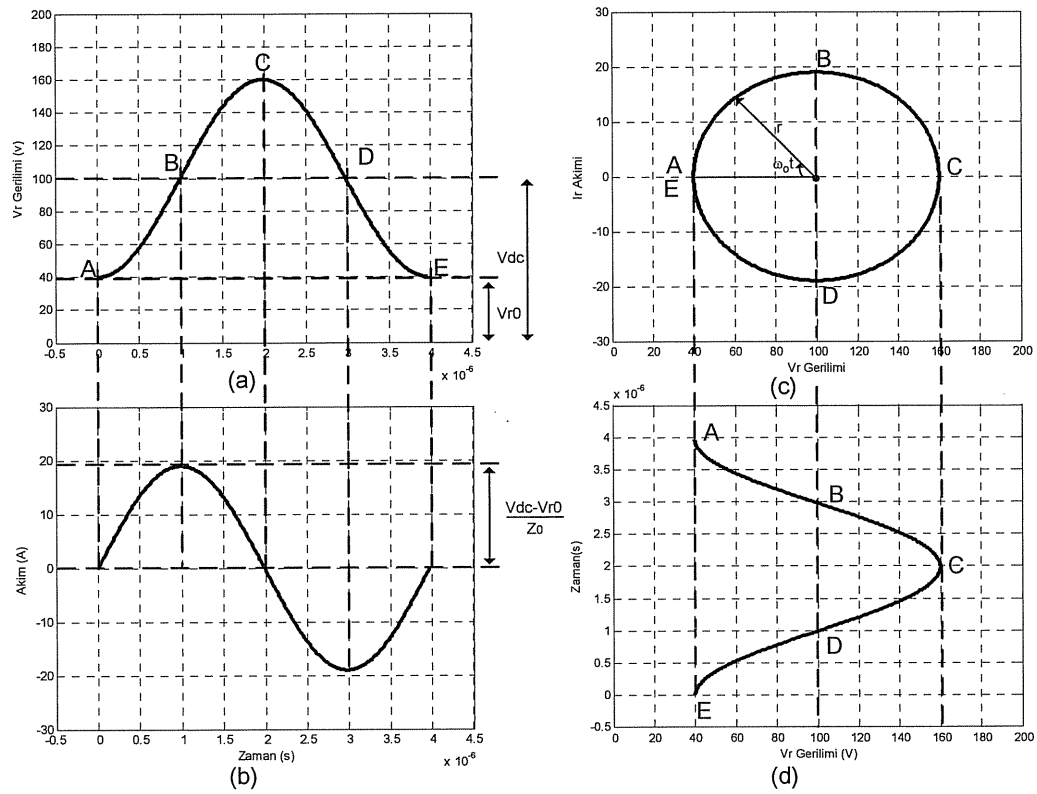
olur. Burada açısal rezonans frekansı ve karakteristik empedans,

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}\ rad/s \tag{4.35}$$

$$Z_0 = \frac{\sqrt{L_r}}{\sqrt{C_r}}\ \Omega \tag{4.36}$$

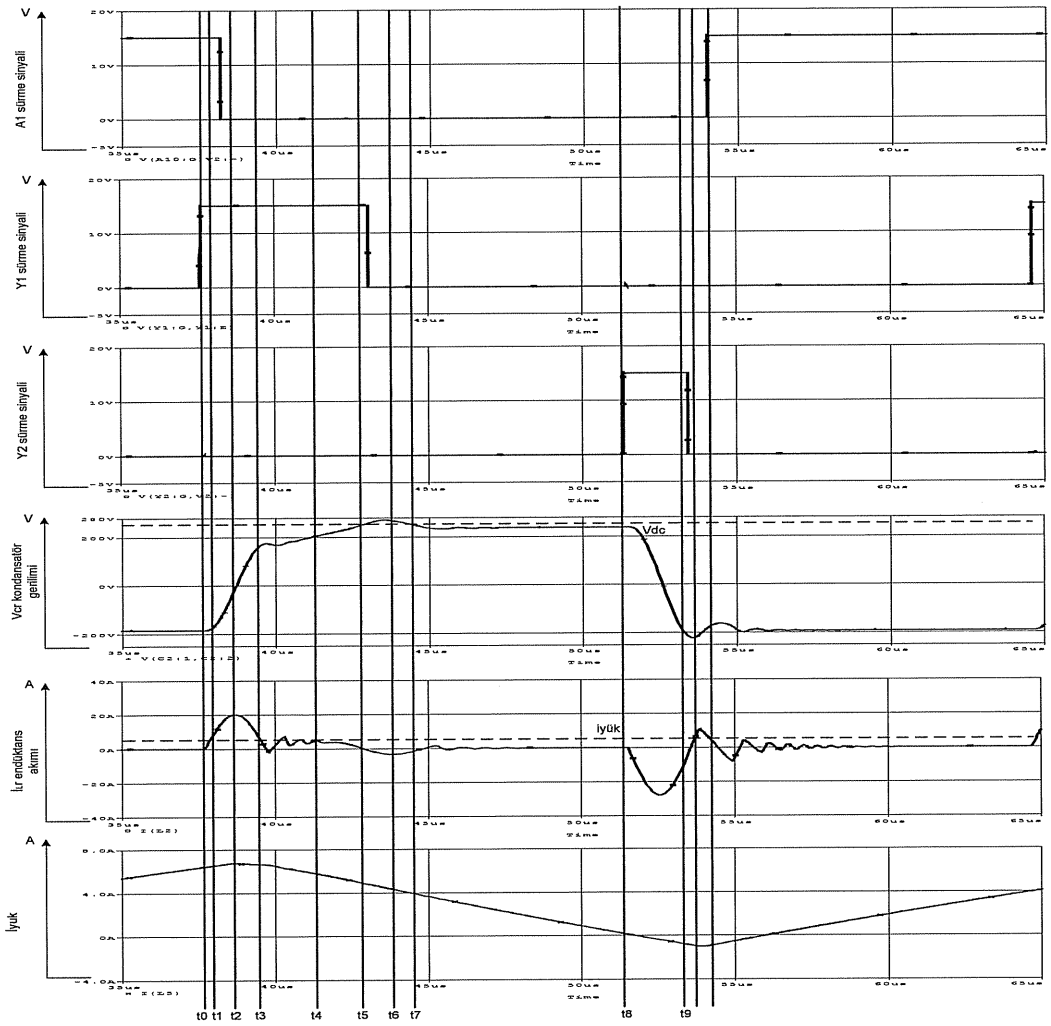
olarak bulunur. Yukarıda çıkarılan eşitlikler kullanılarak Şekil 4.11'de verilen sistemin akım, gerilim büyüklükleri ile faz düzlem yörüngesi bulunabilir.

Şekil 4.11'de verilen devrede A anahtarının iletime sokulmasıyla, rezonans başlayacaktır; bu durum Şekil 4.12'deki eğrilerde A noktasına karşılık gelmektedir. Şekil 4.12 (c)'de A noktasının orijinden uzaklığı, *Vr0* kadardır. Bu devrede endüktans akımının başlangıç değeri 0 olarak alınmıştır; şayet bu değer 0'dan farklı bir değer alınsaydı faz düzlem eğrisi *Ir* dikey ekseninde aşağı veya yukarı hareket edecekti.



Şekil 4.12. Rezonans devrenin (a) *Vr* gerilimi (b) *Ir* akımı (c) Faz düzlem eğrisi (d) *Vr* geriliminin yatay eksende eğrisi

Şayet kondansatör geriliminin başlangıç değeri 0 alınsaydı, faz düzlem yörüngesi orijin noktasından başlayacaktı. A noktasında rezonansın başlamasıyla, *Ir* akımı artmaya başlar ve B noktasında bu akım tepe değerine ulaşır, aynı noktada kondansatör üzerindeki *Vcr* gerilimi kaynak gerilim değeri *Vdc*'ye eşitlenir. B'den sonra *Ir* akımı 0 değerine doğru sinüzoidal olarak azalır. *Vcr* gerilimi ise pozitif yönde yükselişine devam ederek C noktasında tepe değerine ulaşır, aynı zamanda bu noktada *Ir* akımı 0'a eşitlenir.



Şekil 4.13. Önerilen eviricinin anahtarlama sinyalleri ve dalga şekilleri

C noktasından sonra rezonans kondansatör gerilimi azalmaya başlar. Akım negatif bölgede yükselişini sürdürerek D noktasında *–Irtepe* değerine ulaşır. Bu noktada *Vcr* gerilimi kaynak seviyesine düşer. D noktasından sonra akım negatif değerinden sıfıra doğru yükselmeye başlayacaktır, akım sıfır değerine E noktasında ulaşır. E noktasında *Vcr* gerilimi de başlangıç durumuna gelerek, rezonans periyot tamamlanır. Eğrinin orijinde son bulmamasından, devrenin sürekli rezonansta yani sürekli salınımlı olduğu açıkça görülmektedir.

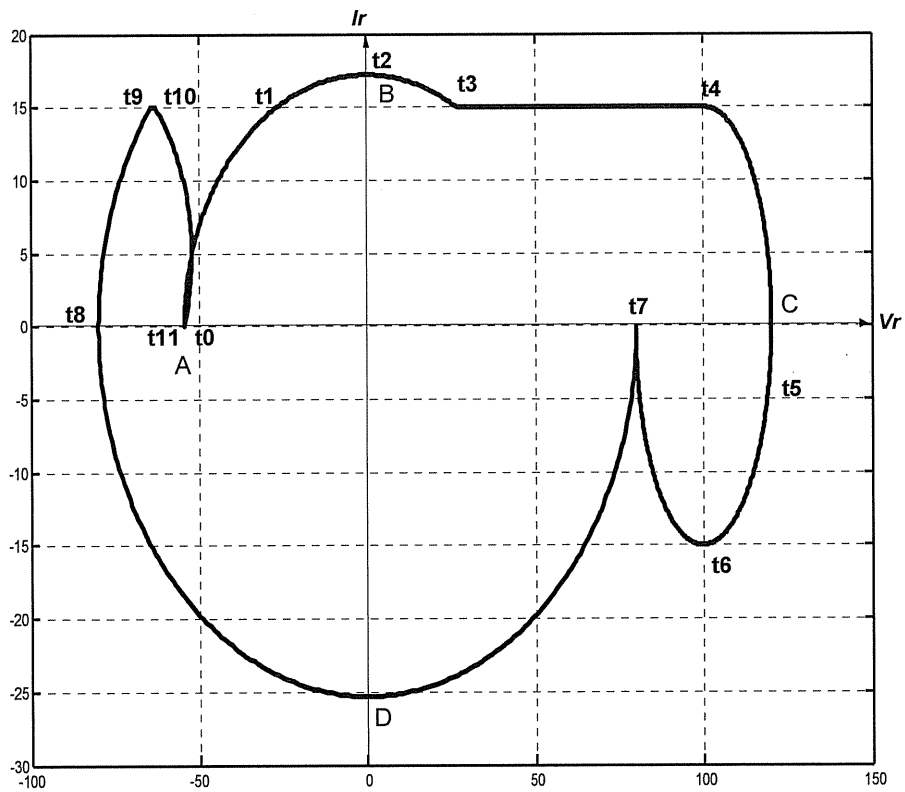
Faz düzlem eğrileri vasıtasıyla devre elemanları üzerindeki akım gerilim miktarı tek bir eğride görülebilmektedir. Faz düzlem eğrisine bakıldığında akım maksimum tepe değerlerine B ve D noktalarında ulaşmaktadır; bu değer,

$$I_{rtepe} = \frac{V_{dc}}{Z_0} \tag{4.37}$$

olarak bulunur. Gerilim ise en büyük değerine C noktasında ulaşır, bu değer

$$V_{crtepe} = 2V_{dc} - V_{cr0} \tag{4.38}$$

olmaktadır. Faz düzlem yörüngesinin merkezi $(V_{dc}, 0)$ koordinatıdır, V_{dc}-V_{cr0} farkı dairenin yarıçapını verecektir.



Şekil 4.14. Önerilen yöntemin faz düzlem yörüngesi

Yukarıda görülen faz düzlem yörüngesinde, eğrinin başlangıç noktası $(V_{r0},0)$ koordinatıdır. Bu koordinat eğri üzerinde bir noktadır, aslında eğrinin tamamı bu tür noktaların birleştirilmesi sonucu oluşturulmaktadır. Şekil 4.13'te zaman düzleminde görülen dalga şekilleri faz düzlemine dönüştürülürken dikey eksen *Ir* ve yatay eksen *Vr* olarak alınmaktadır. Bazı kaynaklarda, dikey eksen genellikle Z_0 karakteristik empedansı ile çarpılarak (normalize edilerek) faz düzlem yörüngesi oluşturulmaktadır; yörüngede zaman artışı saat yönündedir [62,72,78].

Önerilen altı yardımcı anahtarlı sıfır akım geçişli evirici yöntemi için faz düzlem yörüngesi oluşturulmasında, Şekil 4.6'da verilen eşdeğer devrelerdeki başlangıç koşullarının yani rezonans kondansatör gerilimi *Vr0* ve rezonans kola uygulanan *Vbank* geriliminin bilinmesi gerekmektedir. Bu değerler yörüngeyi oluşturan dairelerin merkezlerini oluşturmaktadır.

Eğrinin başlangıçı olan *t0* anında, Y1 yardımcı anahtarı devreye alınmıştır; bu esnada kondansatör gerilim negatif ve değeri V_{r0}'dır. Bu değer ile kaynak gerilim arasındaki ilişki $V_{dc}<V_{r0}<0$ olur. Y1 anahtarının iletime sokulması ile kondansatör gerilimi pozitif yönde artmaya başlar ve *t2* anında 0 olur. Bu aralık boyunca, yörüngeden de izlenebileceği gibi *Ir* akımı 0 başlangıç değerinden artarak *t2* anıda, tepe değeri olan *Irtepe* değerine ulaşmaktadır. Devre elemanları seçilirken $I_{rtepe} > I_{yük}$ olacak biçimde elemanlar seçilmelidir. Aksi takdirde devreden beklenen sıfır akım anahtarlama özelliği sağlanamaz.

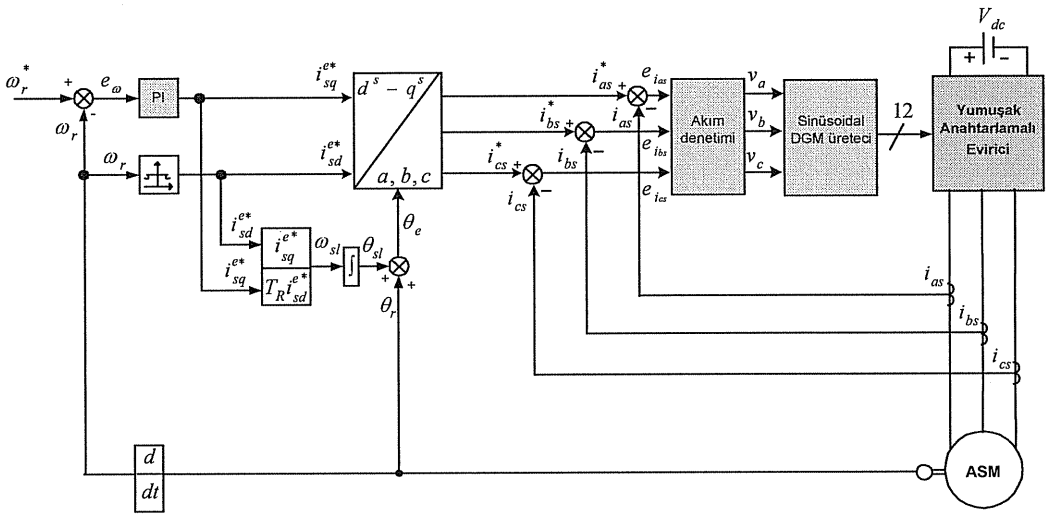
*t0-t3*ve *t7-t9* zaman aralıklarında rezonans kola uygulanan gerilim $V_{bank}=0$ dır, *t10-t11* aralığında $V_{bank}=-V_{dc}$ olur. *t4-t7* aralığında ise $V_{bank}=V_{dc}$ gerilimi uygulanır. *t9-t10* ve *t3-t4* aralıklarında rezonans bank yük akımı ile doğrusal olarak sarj olur. *t11* zamanından sonra yardımcı devrenin ana devre ile bir bağlantısı kalmaz.

Faz düzlemi eğrisinden görüldüğü gibi, çalışma boyunca anahtarların maruz kaldığı en büyük gerilim baskısı *t9* anında bulunmaktadır. *t9* anındaki gerilim, *Vdc* bara gerilimi ile rezonans koldan geçen akımın oluşturduğu gerilim düşümü toplamı kadardır. Bu değer yaklaşık olarak *1,3-1,5Vdc* gerilimi kadardır. Yük akımının

artması ile bu değerinde artacağı bir gerçektir; tasarım aşamasında bu hususun da göz önünde bulundurulması yerinde olacaktır. Yine faz düzlem eğrisinden görüleceği gibi, devre elemanların maruz kaldığı en büyük akım değeri *t7* ile *t9* aralığındaki rezonans saykılın yarısında oluşmaktadır. Bu aralıkta herhangi bir devre elemanı devreye alınıp çıkarılmadığında anahtarlama elemanları üzerinde ek bir akım baskısı oluşturmaz. Pozitif yöndeki maksimum akım ise *t2* anında oluşur, bu aralıkta *Iyuk* ile *Ir* arasındaki fark akımı *D2* ana diyotu vasıtasıyla devresini tamamlayarak ana anahtarın sıfır akım altında iletime sokulmasına yardımcı olmaktadır. Devrenin çalışması ile ilgili diğer bilgilerde Şekil 4.14'te faz düzlem yörüngesinden kolaylıkla elde edilebilir.

5. SİSTEMİN MODELLENMESİ VE TASARIMI

Geliştirilen sistem PI hız denetleyicisi, akım denetleyicileri, alan zayıflatma, kayma hesaplayıcı, üç fazlı yumuşak anahtarlamalı evirici, pozisyon algılayıcı, akım sensörleri ve üç fazlı asenkron motordan oluşmaktadır. Geliştirilen sisteme ait blok diyagramı Şekil 5.1'de verilmiştir.



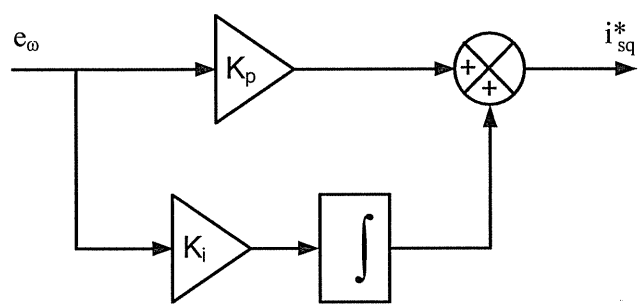
Şekil 5.1. Yumuşak anahtarlamalı vektör denetimli ASM blok diyagramı

Geliştirilen yumuşak anahtarlamalı vektör denetimli ASM sistemi şu şekilde çalışmaktadır. Pozisyon algılayıcısından gelen sinyaller kullanılarak motorun gerçek hız değeri ω_r hesaplanır. İstenen hız değeri ile ω_r^* ile gerçek hız arasındaki fark olan hız hatası e_ω hesaplanır. Elde edilen bu hız değeri PI (oransal+integral) hız denetleyicisinden geçirilerek q eksenindeki referans denetim akımı (moment bileşeni), i_{sq}^{e*} elde edilir. Alan zayıflatma kullanılarak d eksenindeki referans denetim akımı (akı bileşeni) i_{sd}^{e*} bulunur. Kayma hesaplayıcının girişlerinde referans kayma açısı hesaplanmasında, i_{sq}^{e*} ve i_{sd}^{e*} referans akım bileşenleri kullanılarak kayma hız değeri ω_{sl} bulunur. Bulunan ω_{sl}' nin integrali alınırsa kayma pozisyonu θ_{sl} elde edilir.

Yine elde edilen i_{sq}^{e*} ve i_{sd}^{e*} referans akım bileşenleri kullanılarak, ters Park matrisi vasıtasıyla, üç faz akımları olan i_{as}^{*}, i_{bs}^{*} ve i_{cs}^{*} üç faz referans akımlarına dönüştürülür. Referans üç faz akımları, akım sensörlerinden elde edilen gerçek akımlar olan i_{as}, i_{bs} ve i_{cs} değerleri ile karşılaştırılarak akım hataları bulunur. Akım hataları, $e_{\dot{\imath}as}$, $e_{\dot{\imath}bs}$ ve $e_{\dot{\imath}cs}$ hata değerleri, akım denetimi bloğundan geçirilerek sinüsoidal DGM sinyal üretecinin girişleri olan V_a, V_b ve V_c gerilim büyüklükler elde edilir. Akım denetimi bloğunda, toplam üç adet PI denetleyici bulunmaktadır. Sİİ vasıtasıyla üretilen S_1, S_2 ve S_3 sinüsoidal DGM sinyalleri, PIC16F877'nin girişlerine uygulanarak çoğaltılır. Bu çoğaltama sonucu her faz için ana anahtar sürme sinyalleri A_{10}, A_{20} ile yardımcı anahtar sürme sinyalleri olan Y_1 ve Y_2 sürme sinyalleri üretilir. Her bir faz için dört, toplamda ise oniki sürme sinyali elde edilir. Bu sürme sinyalleri, opto izolatörden geçirilerek, yumuşak anahtarlamalı eviricide bulunan IGBT anahtarların sürülmesinde kullanılmaktadır.

5.1. Hız Denetleyicisi

Hız döngüsü motorun dinamik modeli olup referans hız, hız geri beslemesi ve hız denetleyiciyi içermektedir. Hız döngüsünde motor milinden ölçülen veya tahmin edilen gerçek hız, hız denetleyicisi kullanılarak referans hıza yaklaştırılır [9]. Yapısının basit olmasından dolayı çalışmada oransal integral (PI) denetleyici kullanılmıştır. PI denetleyici blok diyagramı Şekil 5.2'de verilmiştir.



Şekil 5.2. Oransal integral hız denetleyici blok diyagramı

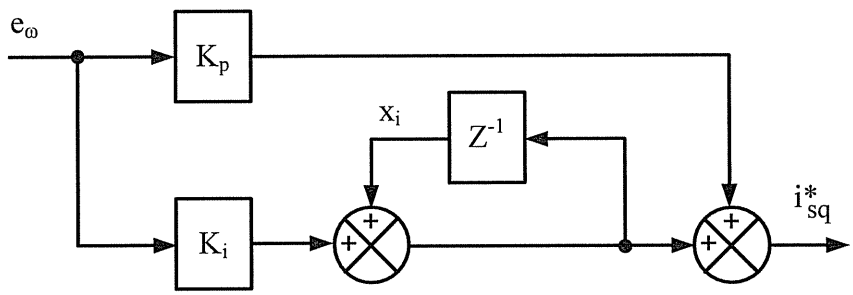
Şekilde $e_{\omega,}$ PI girişine uygulanan hata sinyalini, Kp ve Ki oransal integral kazançlarını ve i_{sq}^{*} q ekseninde moment bileşen akımını ifade etmektedir. Buna göre PI çıkış sinyali Eş.5.1'de olduğu gibi elde edilir.

$$i_{sq}^{*} = K_p e_\omega + K_i \int_{t0}^{t1} e_\omega dt \tag{5.1}$$

Simülasyonda ve sayısal denetimde PI denetleyicinin kesikli zamanlı modeli kullanıldığından sürekli formdaki modelin kesikli zamanlı formda ifade edilmesi gerekir. Eş. 5.1'de sürekli formda ifade edilen PI denetleyicinin kesikli zamanlı matematik modeli Eş. 5.2'de verilmiştir.

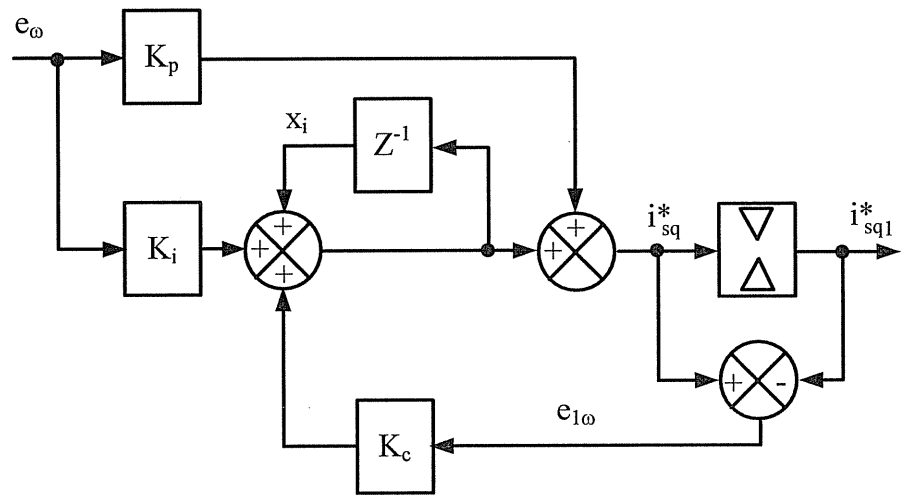
$$i_{sq}^{*} = K_p e_\omega + K_i e_\omega + \sum_{n=0}^{k-1} e_n \tag{5.2}$$

Burada e_ω referans sinyal ile gerçek sinyal arasındaki hatayı, i_{sq}^{*} sistem çıkışını, K_p oransal kazancı, K_i integral kazancını ve k=0,1,2,3,... örnekleme zamanını ifade etmektedir. Eş. 5.2'de matematik modeli verilen PI denetleyicinin kesik zamanlı blok diyagramı Şekil 5.3'de gösterilmiştir.



Şekil 5.3. PI denetleyicinin kesikli zaman modeli

Sayısal denetimde klasik PI denetleyici kullanıldığında referans girişteki ani değişimden ya da sistemdeki bir bozucu etkiden dolayı PI parametrelerinde ve çıkışta hatalar meydana gelebilir. PI denetleyicinin çıkışı Şekil 5.4'te olduğu gibi düzenlemek suretiyle bu hata giderilebilir.



Şekil 5.4. Çıkışı düzenlenmiş PI denetleyicinin kesikli zaman modeli

Çıkışı düzenlenmiş bir PI denetleyicinin blok diyagramı Şekil 5.4'de verilmiştir. Şekil 5.4'deki PI denetleyicinin program algoritması aşağıdaki gibi olur.

Giriş $\omega_r^*,\ \omega_r$

$$e_\omega = \omega_r^* - \omega_r$$
$$i_{sq}^* = x_i + K_p e_\omega$$
$$i_{sq1}^* = i_{sq}^*$$

eğer $i_{sq}^* > i_{sq\max}^*$ $\quad i_{sq1}^* = i_{sq\max}^*$

eğer $i_{sq}^* > i_{sq\min}^*$ $\quad i_{sq1}^* = i_{sq\min}^*$

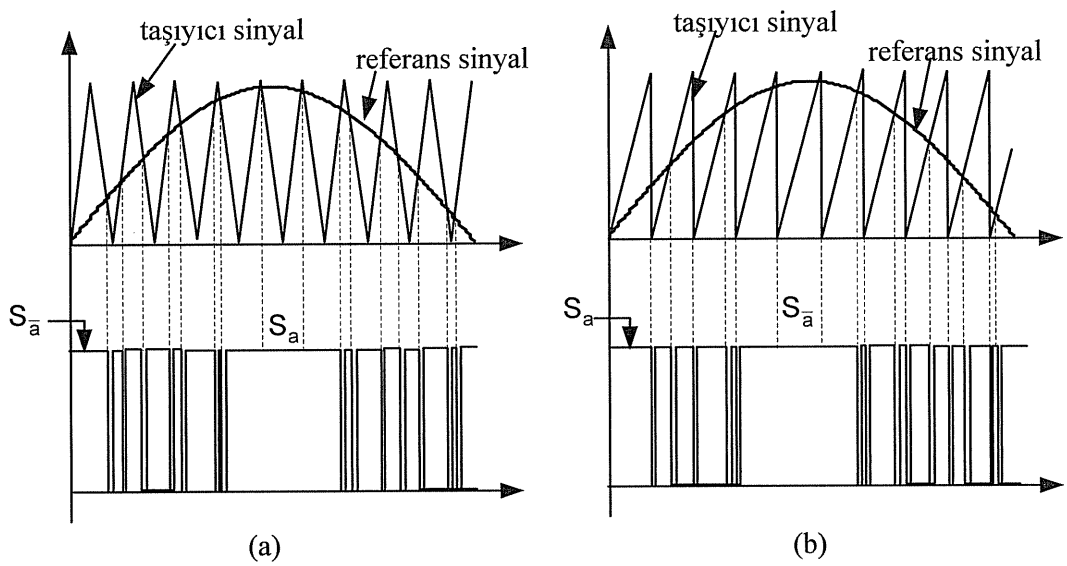
Çıkış i_{sq1}^*

$$e_{1\omega} = i_{sq}^* - i_{sq1}^*$$
$$x_i = x_{i-1} + K_i e_\omega + K_c e_{1\omega}$$

5.2. DGM Akım Denetleyicisi

DGM'lu akım denetleyicileri, DGM ve akım hata düzenleyici olarak iki kısımda incelenebilir. DGM, referans sinyali sabit genlik ve frekanstaki taşıyıcı sinyal ile karşılaştırmak suretiyle sabit genlik ve frekanslı değişken darbe genişliğine sahip modülasyon sinyali üretmektedir. Elde edilen modülasyon sinyalini 3-fazlı gerilim kaynaklı eviricideki güç anahtarlarının sürme girişine uygulamak suretiyle evirici çıkışından modülasyon sinyaline benzer sinyal elde edilir. Modülasyon sinyalinin darbe genişliklerini değiştirmek suretiyle evirici çıkışından referans sinyale yakın sinyal elde edilir [80,81].

Şekil 5.5'de görüldüğü gibi taşıyıcı sinyal üçgen veya testere dişi şeklinde olabilir. Üçgen taşıyıcı sinyalli DGM simetrik dalga şekilli DGM olarak adlandırılırken, testere dişi taşıyıcı sinyalli DGM ise asimetrik dalga şekilli DGM olarak adlandırılmaktadır [9,81].



Şekil 5.5. DGM dalga şekilleri a) Simetrik b) Asimetrik

Simetrik DGM'da referans sinyal ile taşıyıcı sinyal her periyotta iki kez kesişir. Sinyallerin kesişme anında anahtarlama sinyallerinin düşük kenarları yükseğe, yüksek kenarları da düşüğe geçer. Anahtarlama sinyalinin merkezi her periyotta taşıyıcı sinyalin merkezindedir. Asimetrik DGM ile karşılaştırıldığında alternatif

akımla beslenen yüklerde daha az akım harmoniği ürettiğinden dolayı ASM denetiminde sıklıkla kullanılmaktadır.

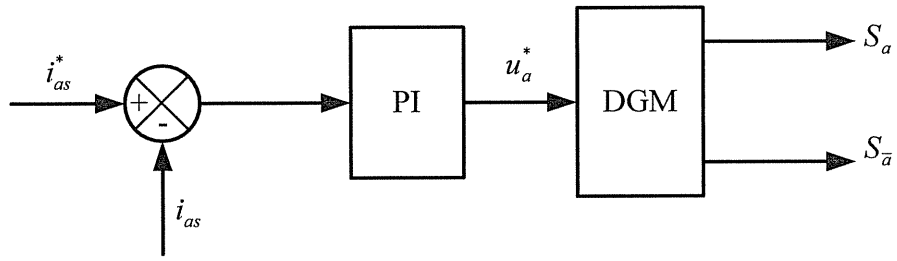
Asimetrik DGM'da referans sinyal ile taşıyıcı sinyal her periyotta bir kez kesişmektedir. Anahtarlama sinyalleri kesişme anında ve DGM periyodu sonunda yön değiştirmektedir. Asimetrik DGM genellikle anahtarlamalı relüktans motor uygulamalarında tercih edilmektedir [9].

5.2.1. PI akım denetleyicisi

AA akım denetleyicilerinde stator akımının hem genliğinin, hem de frekansının kontrol edilmesi gerektiğinden, AA sürücülerdeki akım denetleyicileri Doğru Akım (DA) sürücülerin akım denetleyicilerinden daha karmaşıktır. Bunun yanında, kararlı durum akımları DA akım bileşenleri olmayıp AA akım bileşenleridir. Bundan dolayı AA akım denetleyicileri DA akım denetleyicilerinde olduğu gibi yüksek performans gösteremez. AA akım denetleyicisi, ASM'un hız denetimindeki döngülerinden biridir. AA akım denetleyicisi döngüsü sistemde geniş bant aralığına sahip olmak zorundadır. Bu döngüdeki kararlı durum hatası sıfır veya sıfıra yakın olmalıdır. Çünkü hız denetleyicisinin performansı akım denetleyici döngüsüne bağlıdır[4,50].

Günümüzde, çoğu sistemlerde akım denetleyicileri kullanılmaktadır. Akım denetleyicilerinde anahtarlama frekansı sabit veya sabite en yakın değerdedir. Sabit anahtarlama frekansı DGM bir rampa karşılaştırılma modülatörü tarafından kolayca elde edilebilir. Karşılaştırma modülatörünün çıkışı direk olarak eviricinin anahtarlama frekansını belirler. Genellikle yüksek DA kazanç elde edebilmek için PI denetleyiciler kullanılır. Böylece kararlı durum hataları yok edilmiş olur [81-83].

Rampa karşılaştırmalı akım denetleyici yada sinüsoidal akım denetimli DGM olarak bilinen akım denetim yönteminde referans akım ile gerçek akımın karşılaştırılmasından elde edilen akım hatası bir denetleyici kullanılarak gerilim referansına dönüştürülür.



Şekil 5.6. Rampa karşılaştırmalı akım denetleyicisi

Gerilim referansı DGM kullanılarak farklı genişlikteki sinyal darbe dizilerine dönüştürülür. Denetleyici olarak genellikle yapısının basit olması ve kolaylıkla gerçekleştirilebilmesinden dolayı PI kullanılmaktadır.

Şekil 5.6'da rampa karşılaştırmalı akım denetleyicinin şekli verilmiştir. Burada gerilim referansı, taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılmak suretiyle Şekil 5.5'deki anahtarlama sinyallerine benzer anahtarlama sinyali üretilir. Histerisiz akım denetleyici ile karşılaştırıldığında rampa karşılaştırmalı akım denetleyicilerin anahtarlama frekansları sabittir.

5.3. Sistemin Tasarımı

YA evirici sisteminin beslediği ASM' ye ait sürme sisteminde kullanılan donanım; bilgisayar, sayısal işaret işlemci (Sİİ), yalıtma devresi, sürücü devresi, güç devresi, akım algılama devresi, pozisyon algılayıcı, doğrultma devresi ve güç kaynaklarından oluşmaktadır. Sİİ haricindeki her düzenek ayrı ayrı tasarlanarak daha sonra birleştirilmiştir.

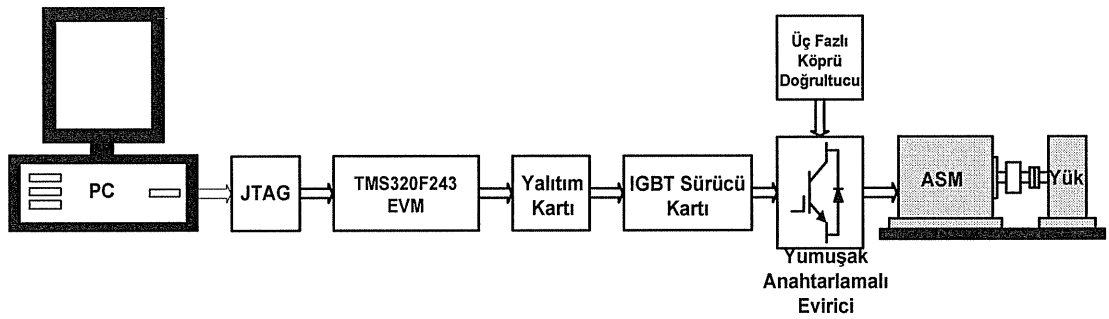
Bütün çalışma Sİİ tarafından kontrol edilmektedir. Sİİ daha önce girilen referans bilgiler ile ölçümler sonucu elde edilen gerçek değeri kıyaslayarak amaçlanan motor hızının elde edilmesini sağlayacak sinyaller üretmektedir.

Sİİ' den üretilen sinyaller yalıtma elemanlarından (opto izolatör) geçirilerek sürücülere ulaşmaktadır. Sürücü devre, motor faz sargılarının enerjisini sağlayan yarıiletken anahtarların çalışmasını gerçekleştirmektedir.

Akım algılama devresi ile motora ait her faz sargısının çektiği akım Sİİ' ye aktarılmaktadır. Sİİ tarafından okunan bu değerler referans değerler ile kıyaslanarak IGBT' lerin çalışması için gerekli tetikleme sinyalleri üretilmektedir. Motor hız denetiminin doğru olması için ölçümlerinin hassas olması gerekmektedir. Kullanılan akım algılama devresi kartı motor hız denetimini sağlayacak şekilde tasarlanmıştır.

Motor pozisyon bilgisi motor miline bağlı pozisyon algılayıcısı ile okunmaktadır. Pozisyon algılayıcısından alınan bilgi Sİİ' ye aktarılmaktadır.

Tam dalga doğrultma devresinde, şebekedeki üç faz AA, doğru akıma dönüştürülmektedir. Doğrultma devresi çıkışında filtre bobini bağlanmıştır. Filtre bobini çıkışına ise seri bağlı iki adet kondansatör bağlanmıştır. Kondansatörlerin orta noktası sıfır noktası olarak çeviriciye bağlanmıştır. Kondansatörlerin diğer uçlarında ise DA bara gerilimi bulunmaktadır. Eviricinin devreye bağlantısı ve sistemin genel blok şeması Şekil 5.7'de verilmiştir.



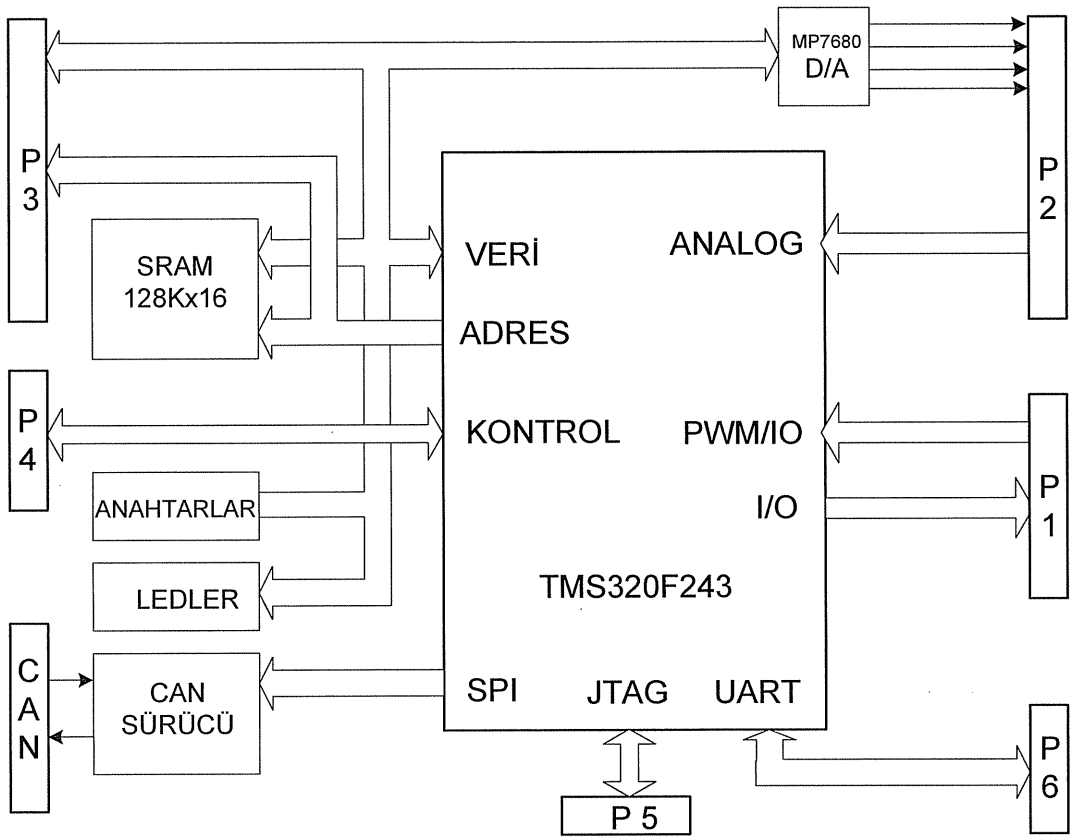
Şekil 5.7. Sistemin blok şeması

5.3.1. Sayısal işaret işlemci

Uygulamada Texas Instrument. firması tarafından üretilen TMS320F243 sayısal işaret işlemcisi kullanılmıştır. Çalışma frekansının yüksek olması ve analog bilgiyi sayısal bilgiye dönüştürme (çevrim) zamanın kısa olması sebebiyle tercih edilmiştir [84,85].

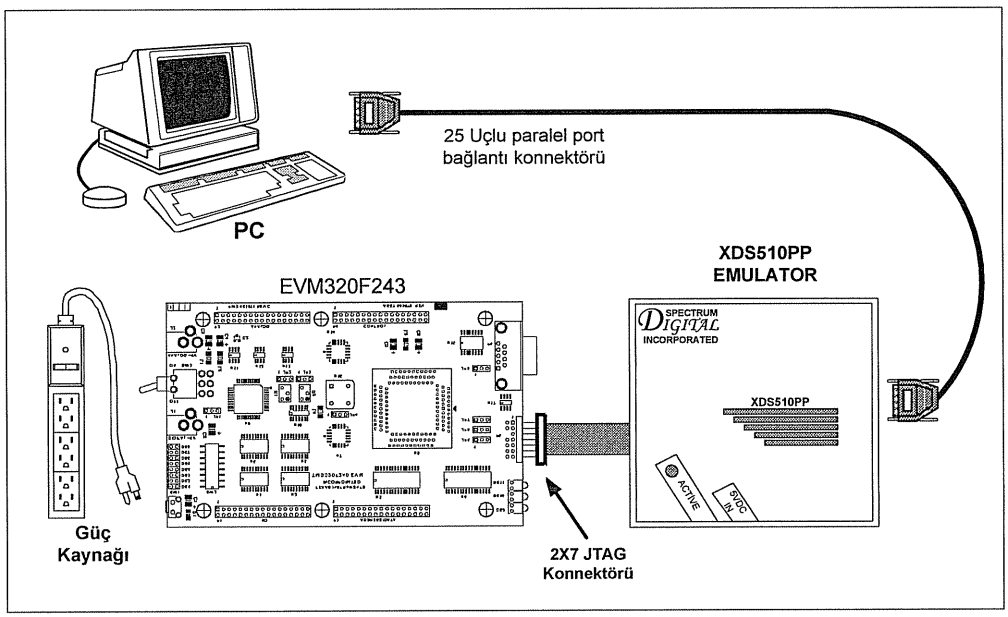
Şekil 5.8'de blok diyagramı verilen, TMS320F243 EVM denetim kartı aşağıdaki özelliklere sahiptir.

- 50 ns komut işleme hızı
- 128K kelime hafıza RAM (SARAM), 8K kelime flash ROM, 544 kelime data hafıza
- Harici hafıza arabirimi
- Olay Yöneticisi (Event Manager) modülü içerisinde 8 adet DGM kanalı, 2 adet genel amaçlı zamanlayıcı, 3 adet karşılaştırma birimi, 3 adet yakalama birimi (capture), pozisyon algılayıcı girişi olarak da kullanılan 2 adet tutma birimi (QEP)
- 8 kanal 10-bit analog-sayısal dönüştürücü
- MP7680 entegresi ile 4 kanal sayısal-analog dönüştürücü
- 4 adet genişleme konnektörleri (veri, adres, I/O ve denetim)
- Watchdog zamanlayıcı modülü
- Seri iletişim arabirimi
- CAN arabirimi
- 5 V giriş beslemesi ve çalışma gerilimi
- Kullanıcı anahtarları ve LED' ler



Şekil 5.8. TMS320F243 EVM denetim kartı blok diyagramı

TMS320F243 EVM denetim kartının bilgisayara bağlantı şeması Şekil 5.9'da görülmektedir. Bilgisayarda "Code Composer" kullanılarak yazılan programlar derlendikten sonra çıkış dosyası üretilmektedir. Bilgisayar mönüsündeki yükleme komutu ile çıkış dosyası paralel port aracılığıyla emülatöre aktarılmaktadır. XDS510PP emülatör gelen kodu işlemcinin diline dönüştürerek 14 uçlu konnektör yardımı ile denetim kartının JTAG portuna (P5) aktarmaktadır. Denetim kartına gelen program yapısına göre istenen denetimler gerçekleştirilmektedir. Denetim kartının çalışması için gerekli 5 voltluk güç kaynağı bu modül içerisine yerleştirilmiş gerilim düşürücü entegre ile sağlanmaktadır.

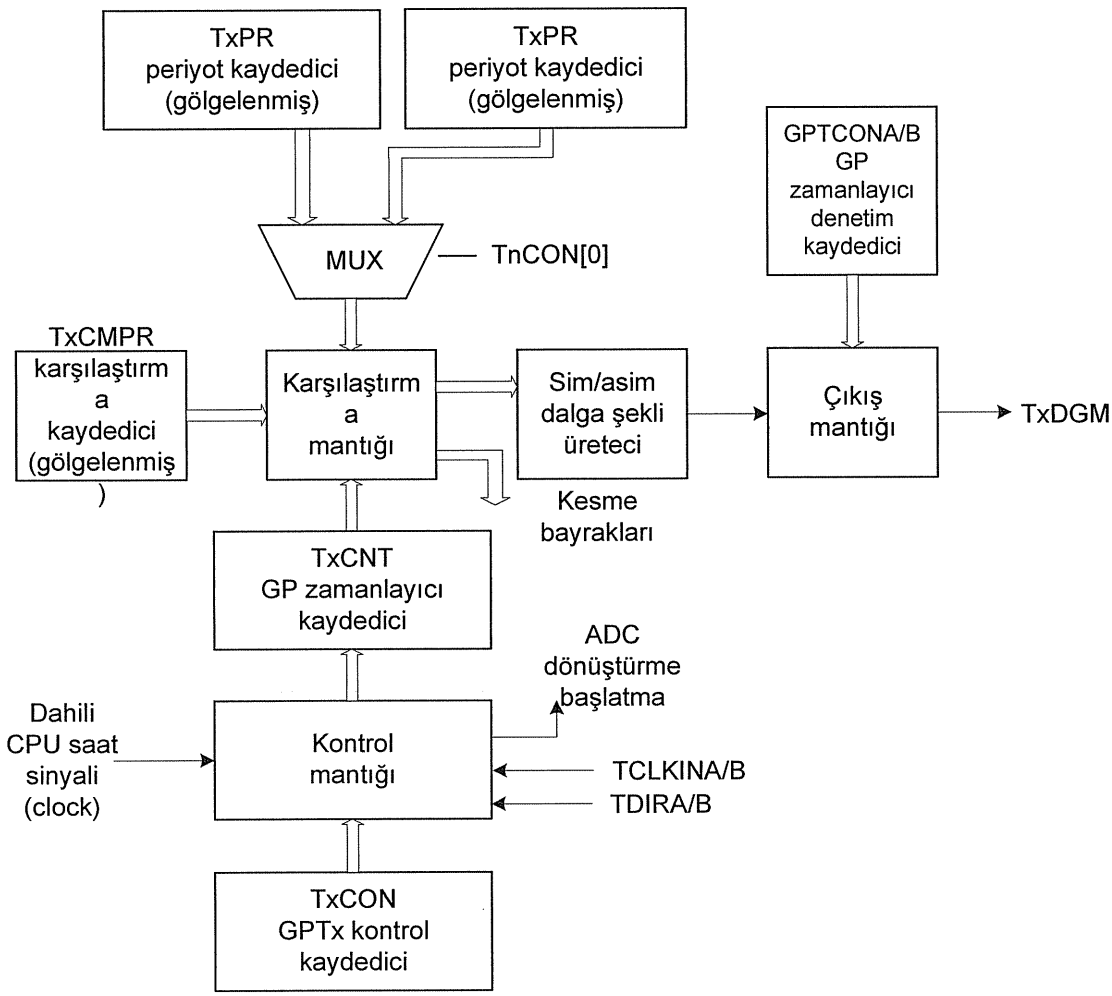


Şekil 5.9. EVM320F243 denetim kartının bilgisayara bağlantısı

5.3.2. Olay yöneticisi

TMS320F243 Sİİ' nin olay yöneticisi (event manager) özellikle motor ve hareket denetim uygulamalarında faydalı olan bir çok işlev ve özelliği sağlamaktadır. F243 işlemcisi EVA bir adet olay yöneticisine sahiptir. Olay yöneticisi aşağıdaki işlevsel kısımları kapsamaktadır.

- İki adet genel amaçlı zamanlayıcı ve DGM birimi
- Üç adet karşılaştırma birimi
- 6 adet DGM çıkış birimi
- Üç adet yakalama (capture) birimi
- Enkoder sinyal giriş (QEP) birimi
- Kesme mantığı
- Denetim sistemlerinde bir örnekleme periyodu üretmek
- Yakalama birimleri ve kare dalga enkoder sinyal devrelerinin çalışması için zaman temeli sağlamak
- Karşılaştırma birimleri ve bunlara bağlı DGM devrelerinin çalışması için zaman temeli sağlayarak DGM çıkışlarını üretmek



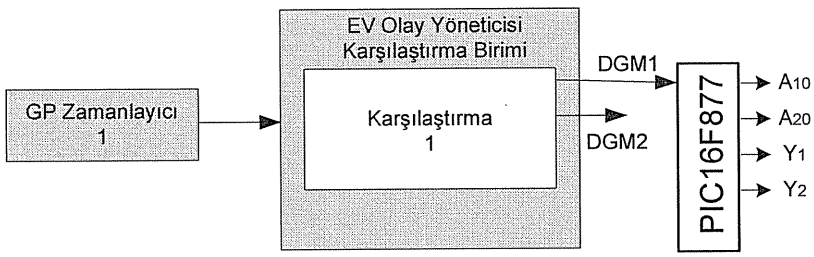
Şekil 5.10. Genel amaçlı zamanlayıcı blok diyagramı

Şekil 5.10'da blok diyagramı verilen, genel amaçlı zamanlayıcı aşağıdaki özelliklere sahiptir.

- Bir adet okunabilir ve yazılabilir (RW) 16-bit yukarı/aşağı sayıcı kaydedici, TxCNT (x=2,4).
- Bir adet RW 16-bit zamanlayıcı karşılaştırma kaydedici (gölgelenmiş), TxCMPR
- Bir adet RW 16-bit zamanlayıcı periyot kaydedici (gölgelenmiş), TxPR (x=2,4).
- Bağımsız bir RW 16-bit zamanlayıcı kontrol kaydedici, TxCON (x=2,4).
- Dahili ve harici clock girişleri için programlanabilir ölçeklendirici
- Denetim ve kesme mantığı
- Bir adet GP zamanlayıcı karşılaştırma çıkış pini TxCMP

➢ Çıkış durum mantığı

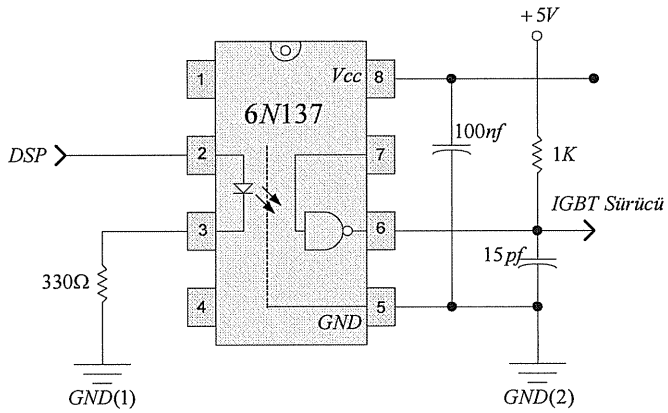
Üç fazlı eviricide birbirini tamamlayıcı altı çift DGM sinyaline ihtiyaç vardır. İletime veya kesime gitme durumlarında bir koldaki anahtarların, aynı anda iletime geçmesi durumunda oluşacak kısa devreyi önlemek amacıyla ölü bant aralığı kullanılır. EV olarak adlandırılan, olay yöneticisi birimi bulunur. Olay yöneticisi birimi üç karşılaştırma kaydedicisine sahiptir. Şekil 5.11'de Sİİ tarafından üretilen DGM sinyallerinin, PIC işlemciye bağlantısı ve yardımcı ile ana anahtarların sürme sinyali üretimi gösterilmektedir. PIC sadece Sİİ tarafından üretilen DGM1 sinyalini algılayarak, yardımcı ve ana anahtarların sürülmesi için gerekli sinyalleri üretmektedir.



Şekil 5.11. Üç fazlı evirici DGM sinyallerinin elde edilmesi

5.3.3. Yalıtma ünitesi

Eviricideki 6 adet yarıiletken anahtarların iletime ve kesime götürülmesi Sİİ' den gelen anahtarlama sinyalleri ile sağlanmaktadır. Sİİ ile IGBT sürücüsünün yalıtılması gereklidir. Bu işlem için yüksek hızlı opto izolatör elemanlara ihtiyaç duyulmaktadır. Yapılan bu çalışmada 6N137 opto izolatörü seçilmiştir. Seçilen izolatörün bir kanalına ait bağlantı şeması Şekil 5.12'de verilmiştir.



Şekil 5.12. Opto izolatör bağlantı devresi

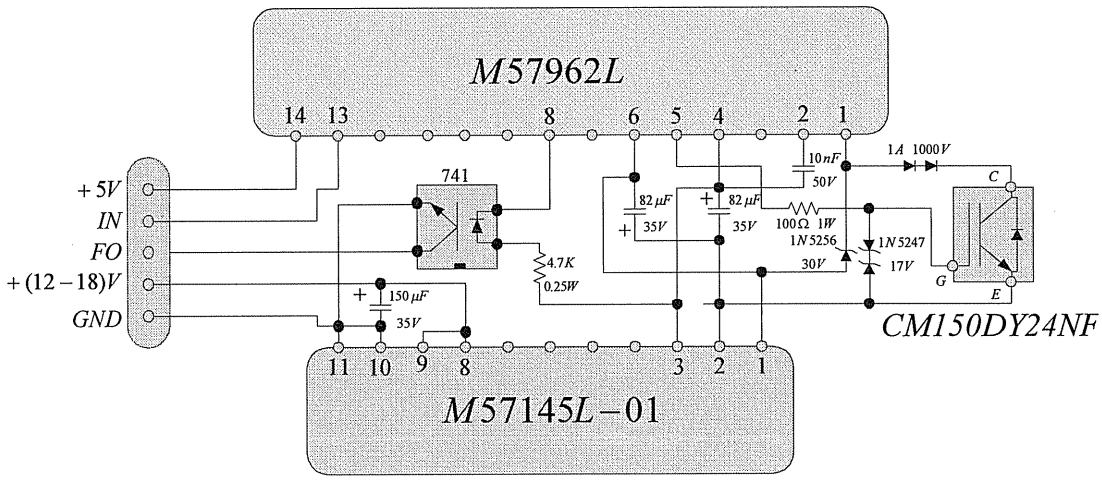
Şekil 5.12'de gösterilen bir kanala ait yalıtma ünitesi, Sİİ çıkışındaki 6 adet terminale de kullanılması gerekir. Sİİ çalışma esnasında çıkış terminallerine 5 V gerilim vermektedir. İşlemci çıkışlarının doğrudan merkezi işlemci birimine bağlı olması sebebiyle güç devresinden korunması gerekmektedir.

5.3.4. IGBT sürücü devresi

Eviricide bulunan yarıiletken anahtarların çalıştırılması için sürücü devreye ihtiyaç vardır. Her IGBT elemanını yalıtılmış kaynaktan sürmek gerekmektedir. Aksi takdirde motoru besleyen şebeke fazları sürücüler üzerinden kısa devre olmaktadır. Bu sakıncayı gidermek için her IGBT elemanı için yalıtılmış besleme kaynağı kullanılması gerekmektedir. Bu işlem için Mitsibushi firması tarafından üretilen M57145L-01 isimli güç kaynağı kullanılmıştır. 12 ile 18 V arası DA gerilimle beslenmekte ve çıkışta IGBT sürücüsünün çalışmasını sağlayacak gerilimi sağlamaktadır.

Sürücü olarak aynı firma tarafından üretilen M57962L isimli devre elemanı kullanılmıştır. Sürücü entegresi içerisine yerleştirilen opto izolatör ile giriş ve çıkış birbirinden yalıtılmıştır. Kısa devre olma durumunda koruma sağlamak için hata çıkışı Sİİ tarafından okunarak yazılımda işlenebilir. Hata sinyali elde edildiğinde çeviricinin çalışması durdurulabilir. Sürücüdeki hata çıkışı da aynı şekilde opto izolatör kullanılarak yalıtılmıştır. Her iki devre elemanının bağlantısı Şekil 5.13'de

verilmiştir. Şekil 5.13'deki devre her IGBT elemanı için kullanılmalıdır. Uygulamada 6' lı gruplar halinde IGBT' ler sürülmüş ve böylece üç faz için sürücüler gruplandırılmıştır.

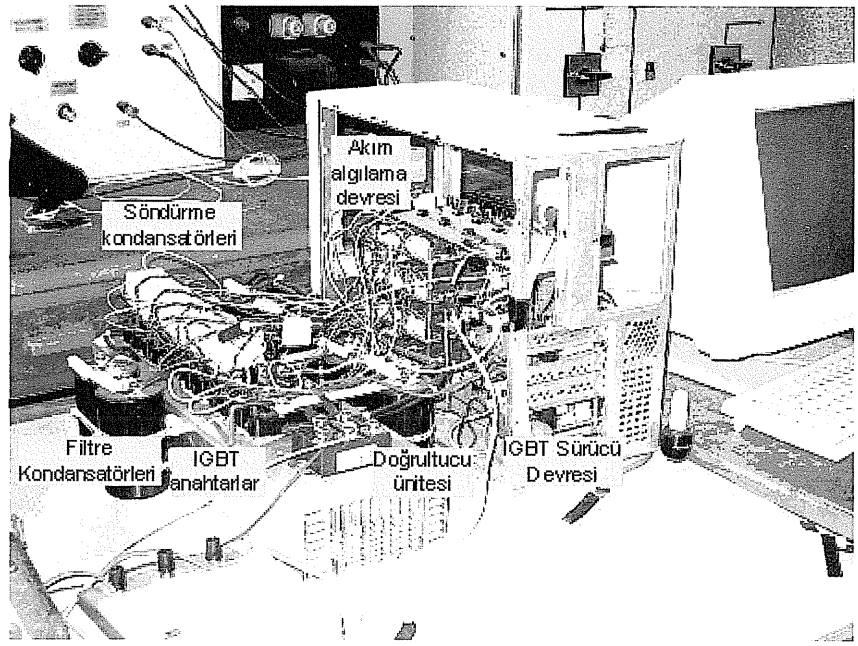


Şekil 5.13. IGBT' yi çalıştıracak devre elemanları

5.3.5. IGBT modülü

Uygulamada IGBT olarak Mitsubishi firması tarafından üretilen CM150DY-24NF modül kullanılmıştır. Her bir modül kendi içerisinde yarım köprü bağlantı şekli oluşturacak şekilde iki IGBT' den oluşmaktadır. Her bir IGBT' nin kendine ait çok hızlı kendini yenileyebilen by-pass diyotu bulunmaktadır. Üzerinden 150A' e kadar akım geçirebilmektedir. Tutma gerilimi 1200 V' tur.

Her anahtarlama esnasında IGBT' lerin kesime veya iletime gitme durumları oluşmaktadır. Özellikle SA'da iletim ve kesim anı için yarıiletkenlerin korunması gerekmektedir. SA yapıda bu işlem için snubber devresi kullanılmaktadır. YA'lı eviricide ise sıfır akım anahtarlamayı gerçekleştirmek için *LC* elemanlarından oluşan üç adet paralel kol evirici devresine eklenmiştir. Yumuşak anahtarlama ve sert anahtarlama için kullanılan sürücü, devre elemanlarının bir arada olduğu uygulama setinin görünüşü Resim 5.1' de verilmektedir.



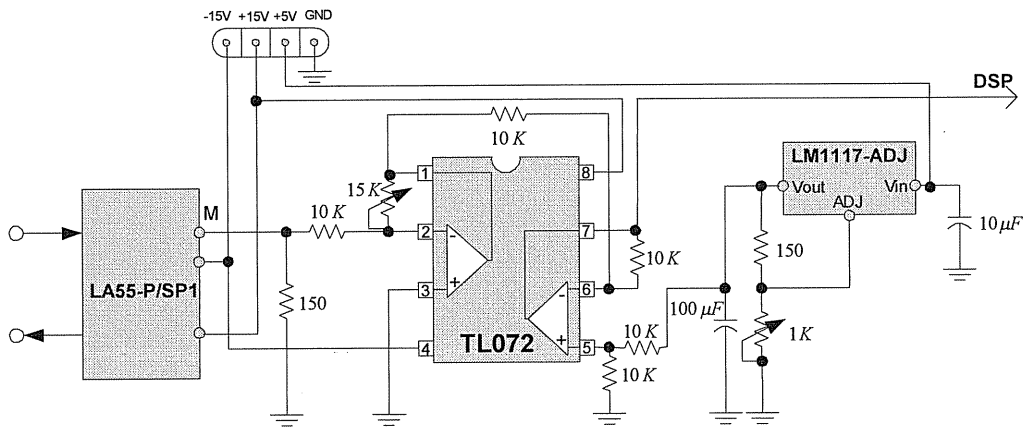
Resim 5.1. Güç devresinin genel görünüşü

5.3.6. Akım algılama devresi

Eviricideki denetimlerin yapılabilmesi, okunacak akımların, pozisyon bilgisinin doğruluğuna ve düzgünlüğüne bağlıdır. Bu nedenle seçilecek akım algılayıcısı ve pozisyon algılayıcısı büyük önem taşımaktadır. Tasarlanan eviricide büyük güçlü motorlarında çalıştırılacağı düşünülerek 50 A' lik akım sensörleri kullanılmıştır. Akım algılayıcı olarak LEM firması tarafından üretilen LA 55-P modeli kullanılmıştır. Algılayıcını dönüştürme oranı 1:1000' dir.

Akım algılayıcıdan alınan analog değerler Sİİ' ye doğrudan aktarılamamaktadır. Akım sensörü, şebekenin negatif alternansında da aynı şekilde negatif değerler vermektedir. Sİİ' nin analog giriş katı sadece pozitif sinyalleri sayısal değere dönüştürebilmektedir. Bu yüzden okunacak akım sinyalinin Sİİ tarafından okunacak biçime dönüştürülmesi gerekir. Bu işlem için ölçme tam skala aralığı belirlenir. Akım algılayıcıdan alınan sinyaller bu ölçme aralıklarını sağlayacak şekilde işlemsel yükselteç ile yükseltilir. Sİİ işlemcinin 0 ile 5 V tam skala analog giriş aralığı olması

sebebiyle, negatif alternansların okunması için algılayıcı çıkışındaki sinyaller 2.5 V DC sinyal ile işlemsel yükselteçte toplanır. Devrede işlemsel yükselteç olarak TL072 kullanılmıştır. Bu şekilde algılayıcıdaki sinüsoidal sinyalin başlangıç noktası 2.5 V DC değerine çekilmiştir. Yumuşak anahtarlama evirici için tasarlanan akım algılama kartı devresi Şekil 5.14'te verilmiştir.



Şekil 5.14. Akım algılayıcısından bilgi okuma devresi

5.3.7. Pozisyon algılayıcı

Çalışmada, Heidenhain firması tarafından üretilen ERN120 pozisyon algılayıcısı kullanılmıştır. Bu algılayıcı, motor miline geçirilerek motora tutturulmaktadır. ASM' un gerçek pozisyonun algılanmasında motor miline bağlı çift kanallı (A ve B) artımlı (incremental) algılayıcı kullanılmıştır. Bu algılayıcı her devirde A ve B kanallarından ayrı ayrı ve faz kaydırmalı olarak 1024 darbe üretmektedir. A ve B kanallarından üretilen bu darbeler Sİİ' ye sayısal konnektörün QEP1 ve QEP2 pinlerinden işlemciye aktarılır. Elde edilen bu sinyaller kullanılarak motorun gerçek pozisyon ve hız bilgisi elde edilir.

6. BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI

Bu bölümde, sert anahtarlamalı ve yumuşak anahtarlamalı vektör denetimli ASM'a ait benzetim ve uygulama çalışmaları yapılmıştır. Benzetim çalışmaları sırasında ASM için C/C++ programlama dili kullanılmıştır. Yumuşak anahtarlamalı ve sert anahtarlamalı eviriciler için ise Orcad 9.1 programı kullanılmıştır [86]. Benzetim ve uygulama çalışmaları sırasında anahtarlama frekansı 10 kHz olarak alınmıştır. Elde edilen bu veriler MATLAB programı kullanılarak grafiklere dönüştürülmüştür. Uygulamada TMS320F243 Sİİ ile denetim gerçekleştirilmiştir. Uygulama verilerinin elde edilmesinde motor hız tepkisi için takogeneratör çıkışı ve faz akımı içinde akım algılayıcı çıkışı kullanılmıştır. Bu çıkışlardan elde edilen veriler Tektronix firmasının ürettiği TDS3014 sayısal osiloskop ile bilgisayar bağlantısı kullanılarak eğriler bilgisayar ortamına aktarılmıştır.

Uygulamada 3 fazlı, 5.5 kW, 380 V, 50 Hz, üçgen bağlı, 12 A ve 1420 d/d değerlerine sahip ASM kullanılmıştır. Boş ve kısa devre deneyleri yapılarak motora ait parametreler bulunmuştur. Bu parametreler hem benzetim hem de uygulama çalışmalarında kullanılmıştır. Uygulama çalışmasında elde edilen mekanik hız değerleri osiloskobun dikey ekseninde volt olarak gösterilmektedir. Buna göre yapılan ölçümlerde volt başına karşılık gelen hız değeri şöyledir.

Mekanik hız 1V = 500 d/d

Faz akımı değerleri ise Tektronix TCP 202 akım probu vasıtasıyla ölçülmüştür. Benzetim ve uygulama çalışmalarında SA'lı eviricinin beslediği ASM' nin vektör denetimi 3 farklı hız durumu için çalıştırılmış ve bu durumlar aşağıda sıralanmıştır.

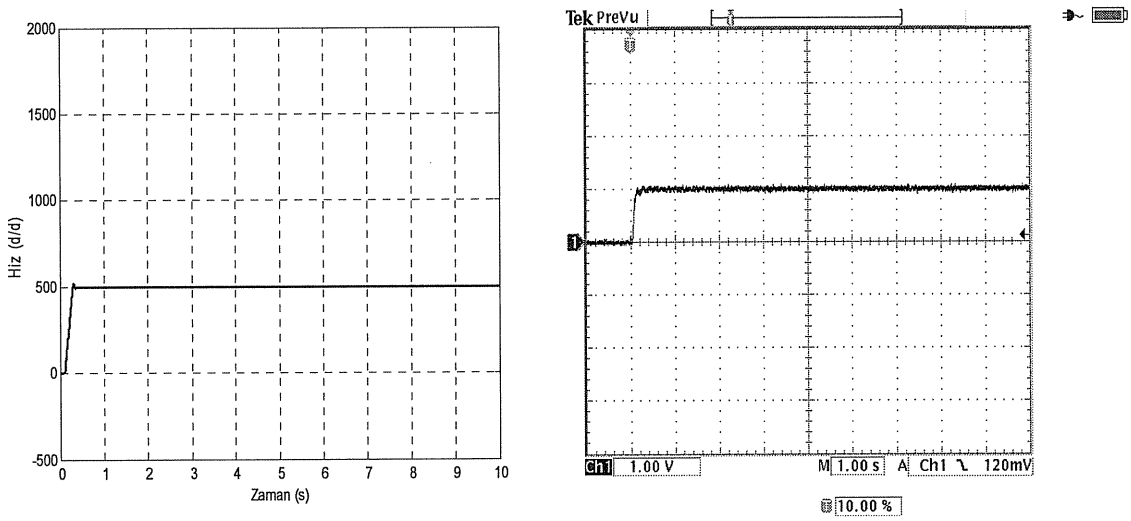
- 500 d/d referans hız durumda yüksüz olarak,
- 500 d/d referans hız durumda yüklü olarak,
- 1000 d/d referans hız durumda yüksüz olarak,
- 1000 d/d referans hız durumda yüklü olarak,

- 1500 d/d referans hız durumda yüksüz olarak,
- 1500 d/d referans hız durumda yüklü olarak,

Daha sonra üç faz eviricinin eşdeğeri için geliştirilen bir faz tam köprü eviricinin beslediği *RL* yük üzerinde sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlamalı denetim yapısı uygulanarak anahtarlama kayıpları ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir.

6.1. Yumuşak Anahtarlamalı ASM'un Vektör Denetimi için Benzetim ve Uygulama Sonuçları

YA eviricinin beslediği vektör denetimli ASM 3 farklı hız durumunda çalıştırılmış olup elde edilen benzetim sonuçları Şekil 6.1-6.12 arasındaki şekillerde verilmiştir.

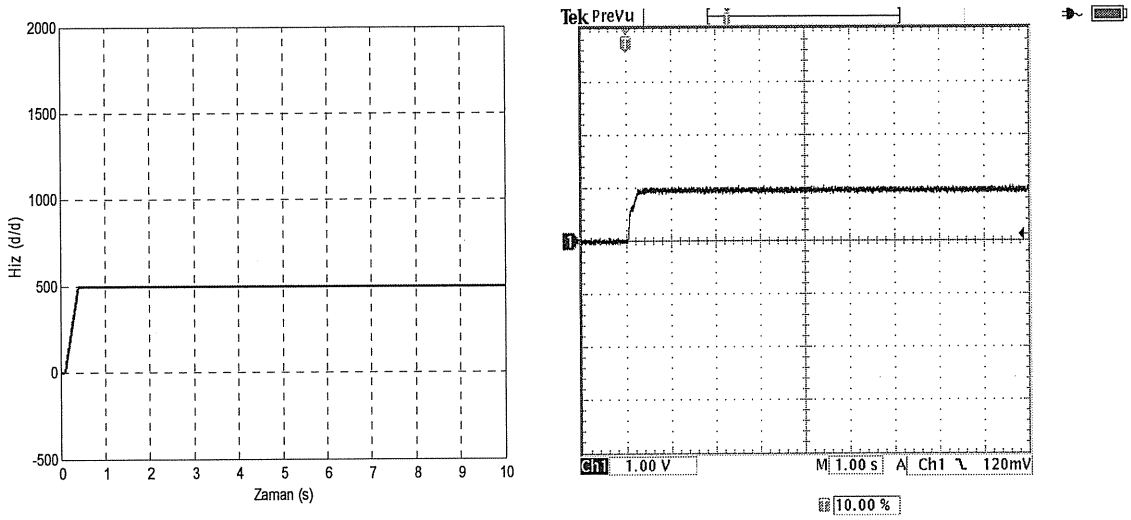


(a) (b)

Şekil 6.1. Vektör denetimli ASM'un 500 d/d yüksüz durumda hızının, a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.

Şekil 6.1'de motorun referans hız değerine rampa şeklinde yükselerek ulaşması, referans hız değerine ulaştıktan sonra motorun 500 d/d' da dönmesi amaçlanmıştır. Motor referans hız değerine 0,2 s'de ulaşmakta ve toplam 10 s çalışmaktadır. Bu duruma ait benzetim ve uygulama sonuçları verilmiştir.

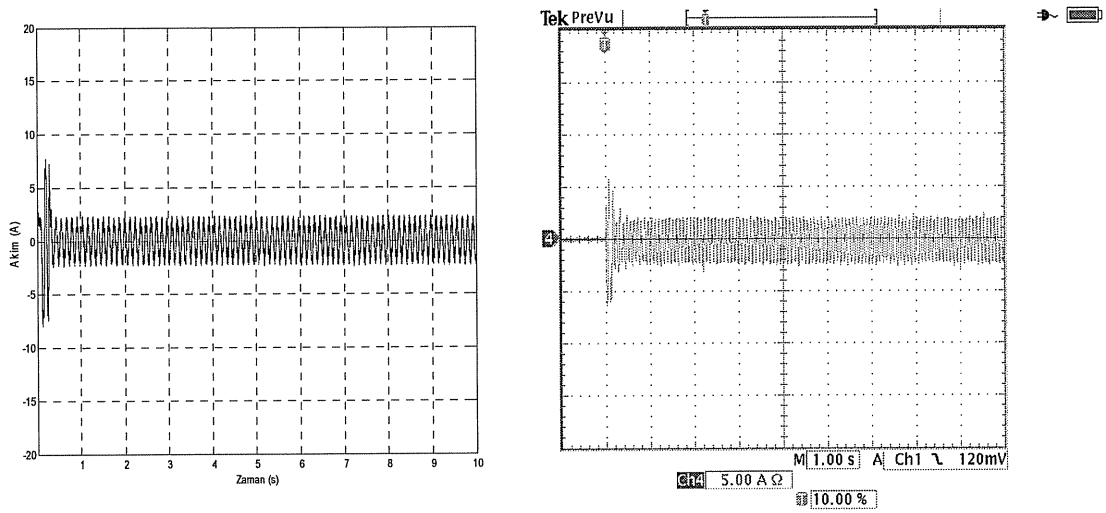
Şekil 6.2'de tam yüklü motorun referans hız değerine rampa şeklinde yükselerek ulaşması, referans hız değerine ulaştıktan sonra motorun 500 d/d' da dönmesi amaçlanmıştır. Motor referans hız değerine 0,4 s' de ulaşmakta ve toplam 10 s çalışmaktadır. Bu duruma ait benzetim ve uygulama sonuçları arasında uyum vardır.



(a) (b)

Şekil 6.2. Vektör denetimli ASM'un 500 d/d yüklü durumda hızının, a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.

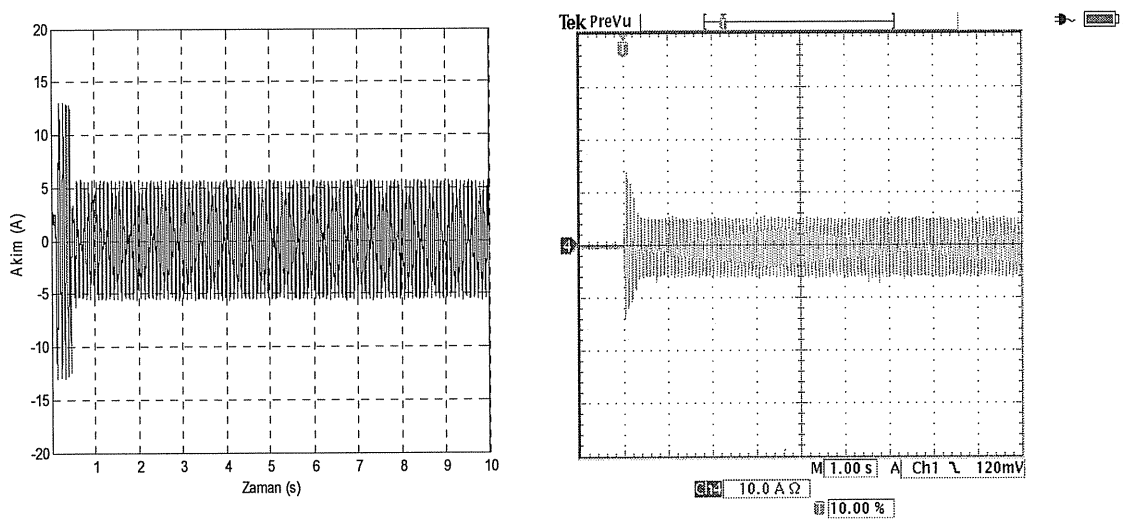
Şekil 6.3'te motorun faz akımına ait eğriler görülmektedir. Benzetim sonuçlarına göre, motor ilk kalkınma anında 6,5 A akım çekmekte ve referans hız değeri 500 d/d'ya ulaştığında ise, akım 3,5 A'e düşmektedir. Uygulama sonucunda ise, motor ilk kalkınma anında 6 A çekmektedir. Kararlı duruma ulaştığında ise, akım 4 A seviyesine düşmektedir. İlk durumda hızı sıfır olan motorun, dönme momenti üretebilmesi için şebekeden fazla akım çekmesi gerekmektedir.



(a) (b)

Şekil 6.3. Vektör denetimli ASM'un 500 d/d yüksüz durumda faz akımının, a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.

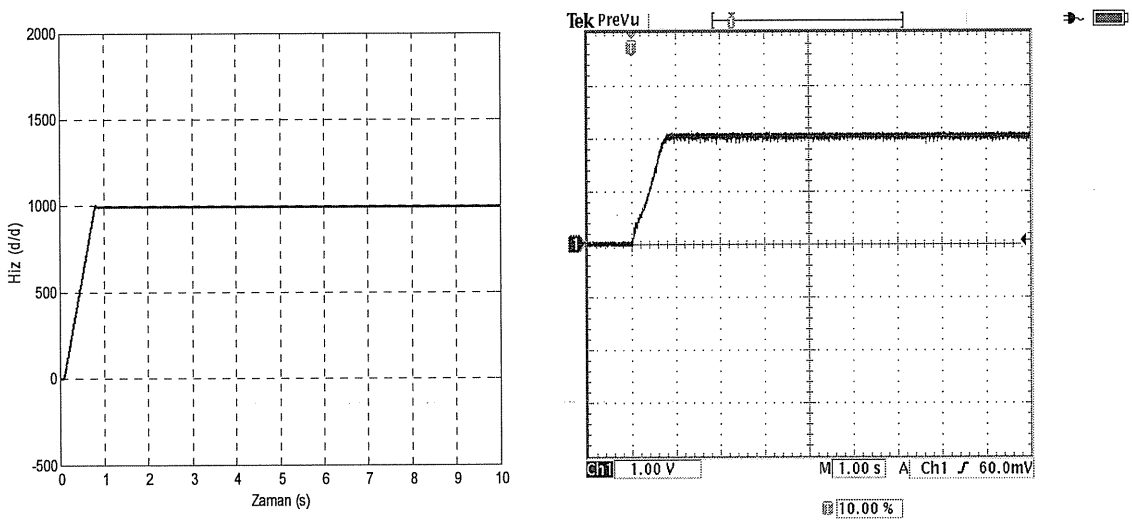
Yüklü durumda faz akımları Şekil 6.4'te gösterilmiştir. Benzetim çalışmasına göre motor ilk kalkınma anında 0,3 s süre ile 13 A akım çekmekte bu süre sonunda 5,5 A değerine oturmaktadır. Uygulama çalışmasına göre ise 0,4 s'lik kalkınma süresinde 13 A akım çekmekte ve referans hız değerine ulaştığında ise faz akımı 5,5 A değerine oturmaktadır. Yüksüz çalışma durumuna göre motor daha fazla akım çekmektedir, çünkü artan moment ihtiyacını karşılaması için motorun şebekeden fazla akım çekmesi gerekir.



(a) (b)

Şekil 6.4. Vektör denetimli ASM'un 500 d/d yüklü durumda faz akımının, a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.

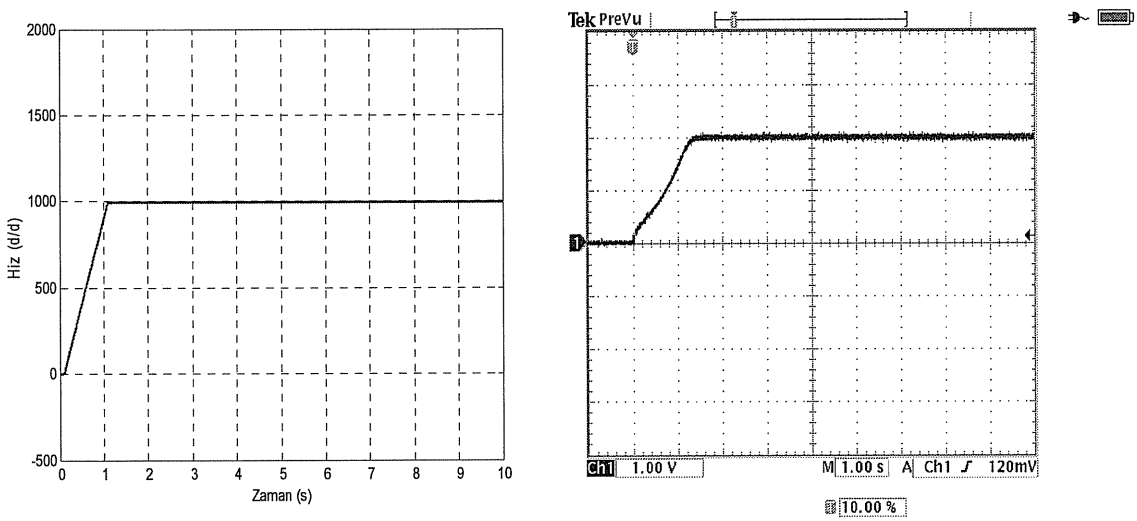
Şekil 6.5'te yüksüz motorun referans hız değerine rampa şeklinde yükselerek ulaşması, referans hız değerine ulaştıktan sonra motorun 1000 d/d' da dönmesi amaçlanmıştır. Motor referans hız değerine 0,8 s'de ulaşmakta ve toplam 10 s çalışmaktadır. Bu duruma ait benzetim ve uygulama sonuçları verilmiştir.



(a) (b)

Şekil 6.5. Vektör denetimli ASM'un 1000 d/d yüksüz durumda hızının, a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.

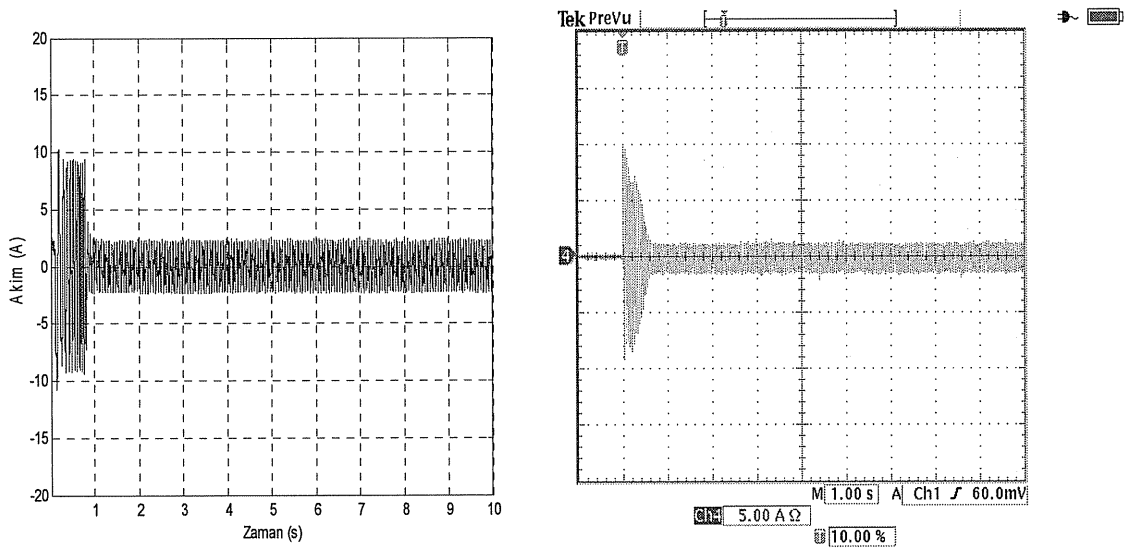
Şekil 6.6' da tam yüklü motorun referans hız değerine rampa şeklinde yükselerek ulaşması, referans hız değerine ulaştıktan sonra motorun 1000 d/d' da dönmesi amaçlanmıştır. Motor referans hız değerine 1,2 s'de ulaşmakta ve toplam 10 s çalışmaktadır. Benzetim ve uygulama yöntemleri arasında uyum olduğu görülmektedir.



(a) (b)

Şekil 6.6. Vektör denetimli ASM'un 1000 d/d yüklü durumda hızının, a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.

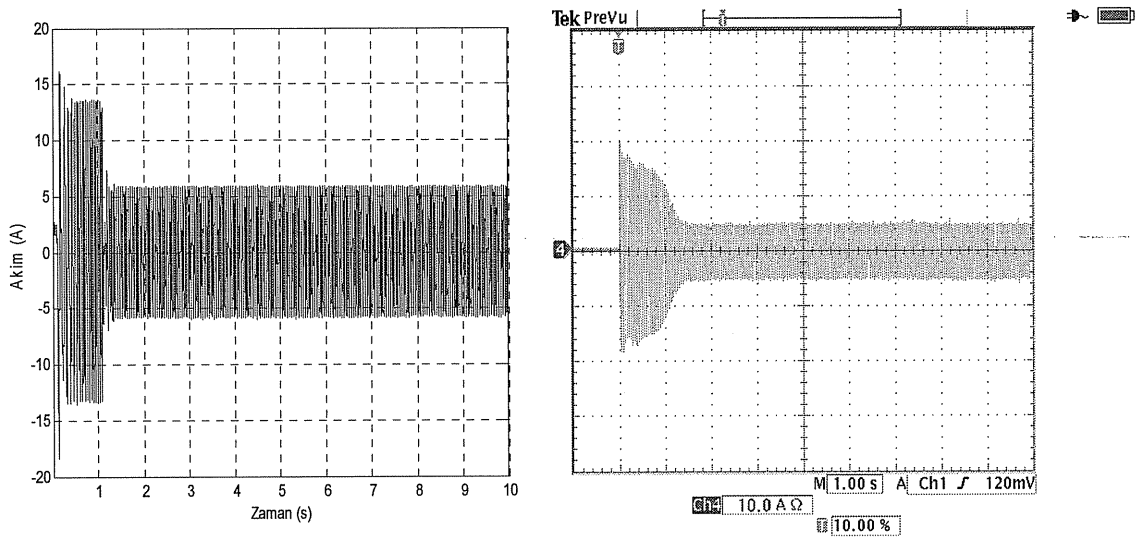
Şekil 6.7'de yüksüz 1000 d/d'deki motorun faz akımına ait eğriler görülmektedir. Benzetim sonuçlarına göre motor ilk kalkınma anında 9,5 A akım çekmekte ve referans hız değeri 1000 d/d'ya ulaştığında ise akım 2,85 A'e düşmektedir. Uygulama sonucuna göre ise motor ilk kalkınma anında 10 A akım çekmekte, kararlı durumuna ulaştığında ise bu akım değeri 2,3 A seviyesine düşmektedir. Benzetim ve uygulama çalışmalarında motorun kalkınma süresi 0,8 s olmaktadır



(a) (b)

Şekil 6.7. Vektör denetimli ASM'un 1000 d/d yüksüz durumda faz akımının, a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.

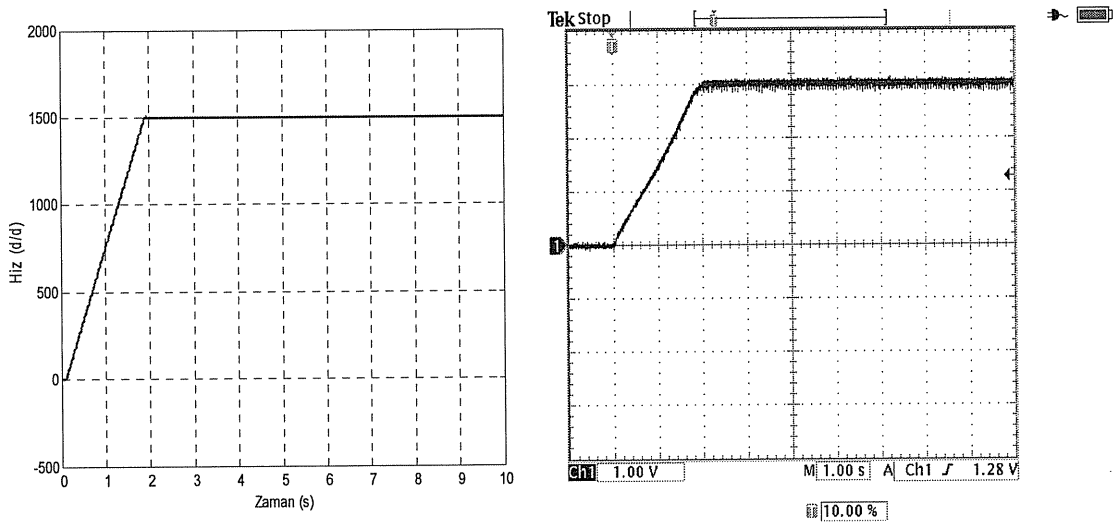
1000d/d yüklü durumda faz akımları Şekil 6.8'de verilmektedir. Benzetim çalışmasına göre motor ilk kalkınma anında 1,1 s süre ile 14 A akım çekmekte bu süre sonunda 6 A değerine oturmaktadır. Uygulama çalışmasına göre ise 1,2 s'lik kalkınma süresince 17 A akım çekmekte ve referans hız değerine ulaştığında ise faz akımı 6 A değerine oturmaktadır. Yüksüz çalışma durumuna göre motor daha fazla akım çekmektedir, çünkü artan moment ihtiyacını karşılaması için motorun şebekeden fazla akım çekmesi gerekir.



(a) (b)

Şekil 6.8. Vektör denetimli ASM'un 1000 d/d yüklü durumda faz akımının,
a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.

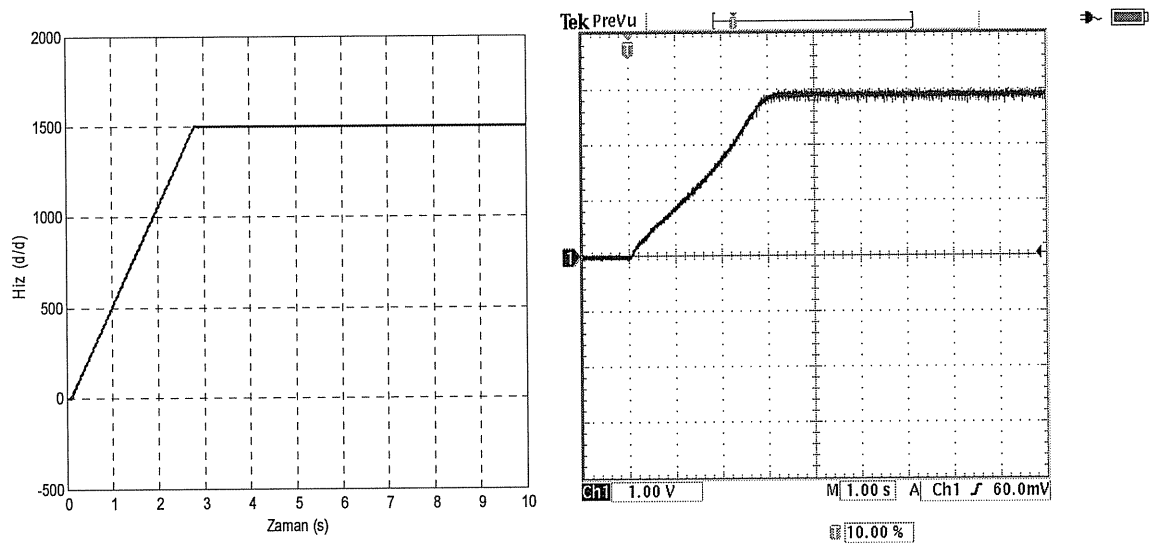
Şekil 6.9'da motorun referans hız değerine rampa şeklinde yükselerek ulaşması, referans hız değerine ulaştıktan sonra motorun 1500 d/d' da dönmesi amaçlanmıştır. Motor referans hız değerine 1,8 s'de ulaşmakta ve toplam 10 s çalışmaktadır. Bu duruma ait benzetim ve uygulama sonuçları verilmektedir.



(a) (b)

Şekil 6.9. Vektör denetimli ASM'un 1500 d/d yüksüz durumda hızının, a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.

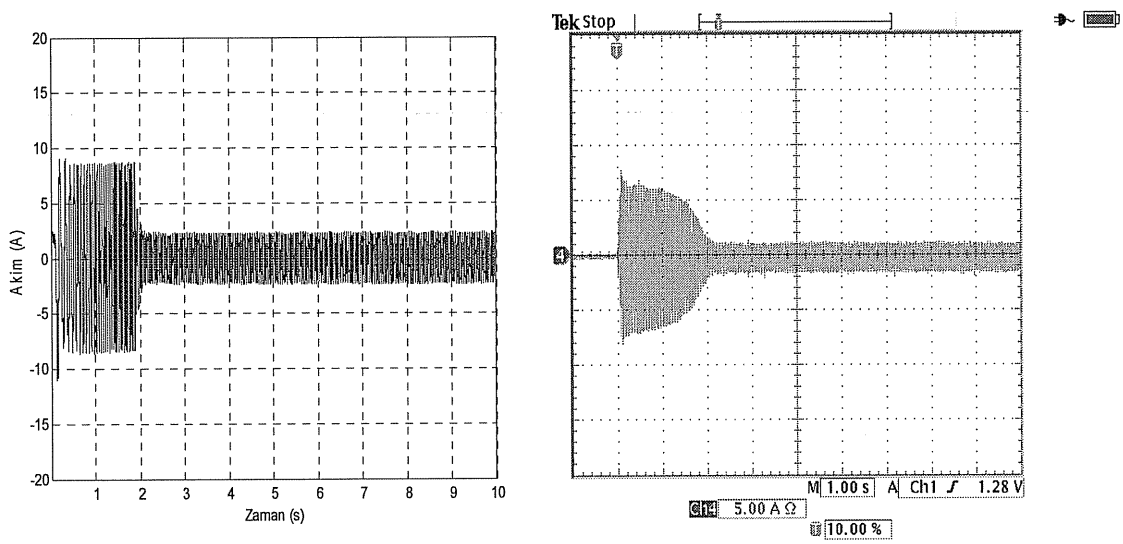
Şekil 6.10'da yüklü çalışmada motorun referans hız değerine rampa şeklinde yükselerek ulaşması, referans hız değerine ulaştıktan sonra motorun 1500 d/d' da dönmesi amaçlanmıştır. Motor referans hız değerine 2,8 s'de ulaşmakta ve toplam 10 s' ye çalışmaktadır. Bu duruma ait benzetim ve uygulama sonuçları verilmektedir.



(a) (b)

Şekil 6.10. Vektör denetimli ASM'un 1500 d/d yüklü durumda hızının, a) Benzetim b) Uygulama sonuçları.

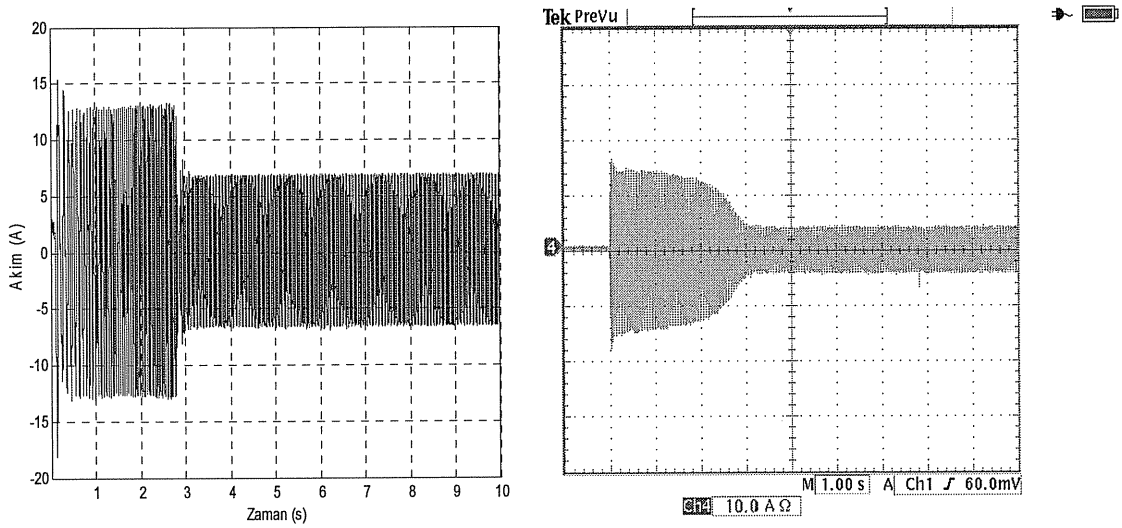
Şekil 6.11'de yüksüz çalışmada motorun faz akımına ait eğriler verilmiştir. Benzetim sonuçlarına göre, motor ilk kalkınma anında 8 A akım çekmekte ve referans hız değeri 1500 d/d'ya ulaştığında ise akım 2,7 A'e düşmektedir. Benzetim çalışmasında motorun kararlı duruma ulaşma süresi 1,8 s olarak bulunmaktadır. Uygulama sonuçlarına göre motor ilk kalkınma anında 7 A akım çekmekte ve referans hız değeri 1500 d/d' ya ulaştığında ise akım 2,5 A' e düşmektedir. Uygulama çalışmasında motorun kararlı duruma ulaşma süresi 1,8 s olarak bulunmaktadır. İlk kalkınma anında motorun yüksek akım çekmesinin nedeni, 0 d/d' dan 1500 d/d' ya kısa bir sürede ulaşabilmesi için maksimum moment üretmesi gerekmesidir. Bu momenti karşılayabilmesi için de şebekeden fazla akım çekmesi gerekir.



(a) (b)

Şekil 6.11. Vektör denetimli ASM'un 1500 d/d yüksüz durumda faz akımının,
a) Benzetim b) Uygulama sonuçları,

1500d/d yüklü durumda faz akımları Şekil 6.12'de verilmektedir. Benzetim çalışmasına göre motor ilk kalkınma anında 2 ,8 s süre ile 14,0 A akım çekmekte bu süre sonunda 7 A değerine oturmaktadır. Uygulama çalışmasına göre ise 2,8 s'lik kalkınma süresince 15 A akım çekmekte ve referans hız değerine ulaştığında ise faz akımı 6,5 A değerine oturmaktadır. Yüksüz çalışma durumuna göre motor daha fazla akım çekmektedir, çünkü artan moment ihtiyacını karşılaması için motorun şebekeden fazla akım çekmesi gerekir.



(a) (b)

Şekil 6.12. Vektör denetimli ASM'un 1500 d/d yüklü durumda faz akımının, a) Benzetim b) Uygulama sonuçları

Vektör denetimli ASM'un benzetim ve uygulama sonuçlarına göre, her üç hız değerinde de motor ilk kalkınma anında yani geçici durumda yüksek akım çekmektedir.

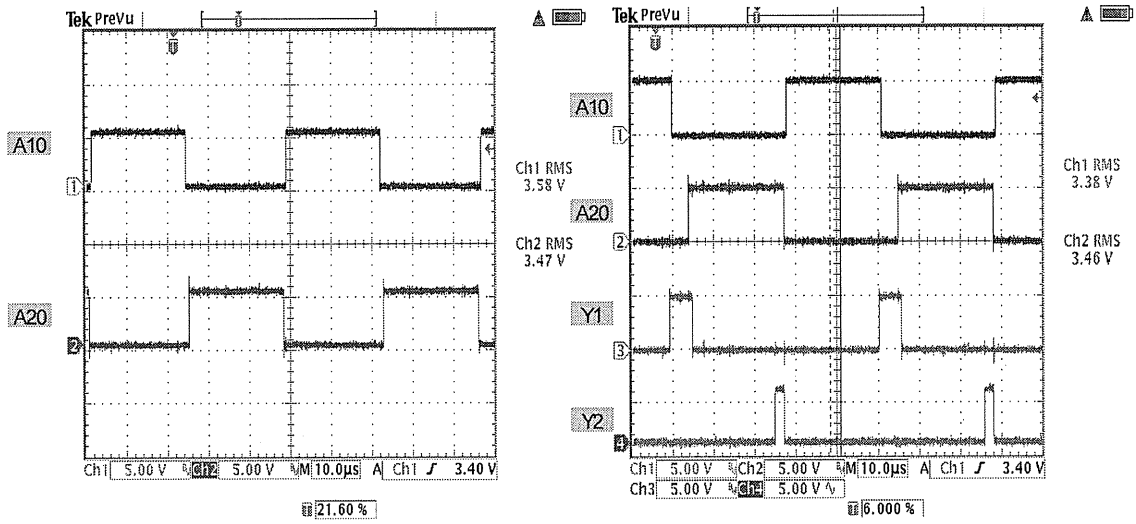
Geçici hız tepkilerine bakıldığında, üç değişik hız çalışmasında da herhangi bir aşım ve salınım olmadığı hem benzetim hem de uygulama çalışmalarından görülmüştür. Motorun referans hız değerine oturma süresi, motor yüklendikçe ve hızı arttıkça uzamaktadır.

6.2. Sert Anahtarlamalı ve Yumuşak Anahtarlamalı Evirici için Uygulama Sonuçları

Sert ve yumuşak anahtarlamalı eviriciler 10kHz anahtarlama frekansında çalıştırılmıştır. Bu iki eviricide aynı yük ve gerilim ile beslenmiş olup elde edilen uygulama sonuçları Şekil 6.13-6.15'arasında verilmiştir.

Deneysel çalışmada tüm ölçümler Tektronix TDS 3014 sayısal osiloskobu vasıtasıyla yapılmıştır. Her iki evirici yapısı da aynı gerilim, aynı yük ve aynı anahtarlama frekanslarında çalıştırılarak ölçümler yapılmıştır. Gerilim ölçümleri 1/50 çarpanlı yalıtımlı Tektronix P5200 gerilim probu ile gerçekleştirilmiştir. Akım ölçümlerinde ise Tektronix TCP 202 0-15A akım probu ve Fluke 80i-110s 10mV/1A'lik gerilim çıkışlı akım probu kullanılmıştır. Güç ölçmeleri ve özellikle anahtar üzerinde meydana gelen kayıp güç ölçümleri, akım ve gerilim değerleri osiloskop vasıtasıyla çarptırılarak elde edilmiştir. Osiloskop ekranında gösterilen gerilim ve güç değerleri gerilim probunun 1/50 çarpanından dolayı gerçek değeri hesaplanırken 50 ile çarpılması gerekmektedir.

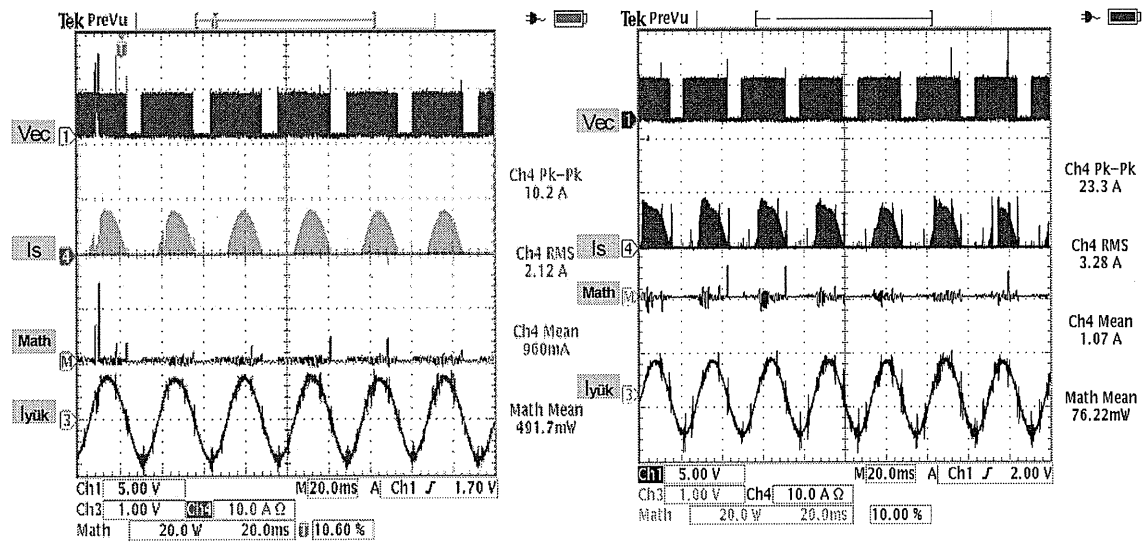
SA'lı eviricinin alt ve üst anahtarlarına uygulanan sürme sinyali Şekil 6.13(a)'da gösterilmiştir. Burada üstteki ana anahtar A10 ile alttaki ana anahtar A20 arasında 1μs ölü zaman bırakılmıştır. YA' eviricinin bir fazı için uygulanan sürme sinyalleri ise Şekil- 6.13(b)'de verilmektedir. Burada ölü zaman evirici yapısından dolayı kullanılmamaktadır. YA eviricinin üstteki ana anahtarın sürme sinyali A10, alttaki ana anahtarının sürme sinyali A20 olarak gösterilmektedir. Yardımcı anahtarların sürme sinyalleri ise Y1 ve Y2 olarak gösterilmektedir. A20 ana anahtarı aktif edilmeden hemen önce, üstteki yardımcı anahtar Y1 ile rezonans kol devreye alınmaktadır. Aynı şekilde A10 ana anahtarı aktif edilmeden önce, alttaki yardımcı anahtar Y2 devreye alınarak tekrar rezonans başlatılır. Böylelikle ana ve yardımcı anahtarlar için sıfır akım geçiş gerçekleştirilir.



(a) (b)

Şekil 6.13. Evirici anahtarlarının sürme sinyalleri, a) SA'lı yapı b) YA'lı yapı

Anahtar kayıplarının incelenmesi maksadıyla, 20ms'de, 40µsn'de, 400ns iletim ve kesim eğrileri her iki anahtarlama için ölçülerek sunulmaktadır.

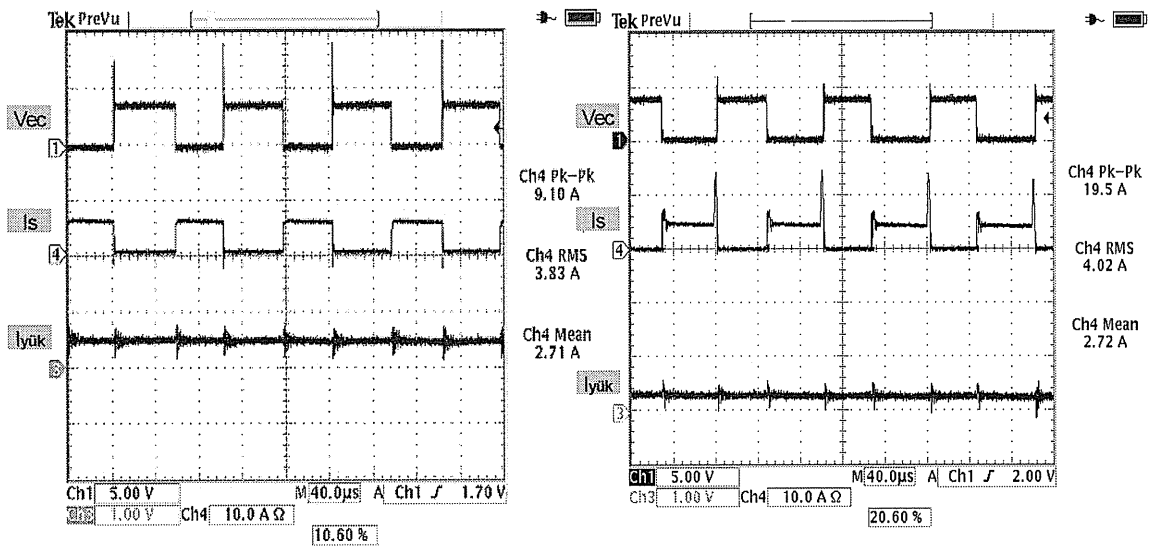


(a) (b)

Şekil 6.14. 20msn'de A10 anahtarının Vec gerilimi, Is akımı, kayıplar ve Iyük akımı, a) SA'lı yapı b) YA'lı yapı

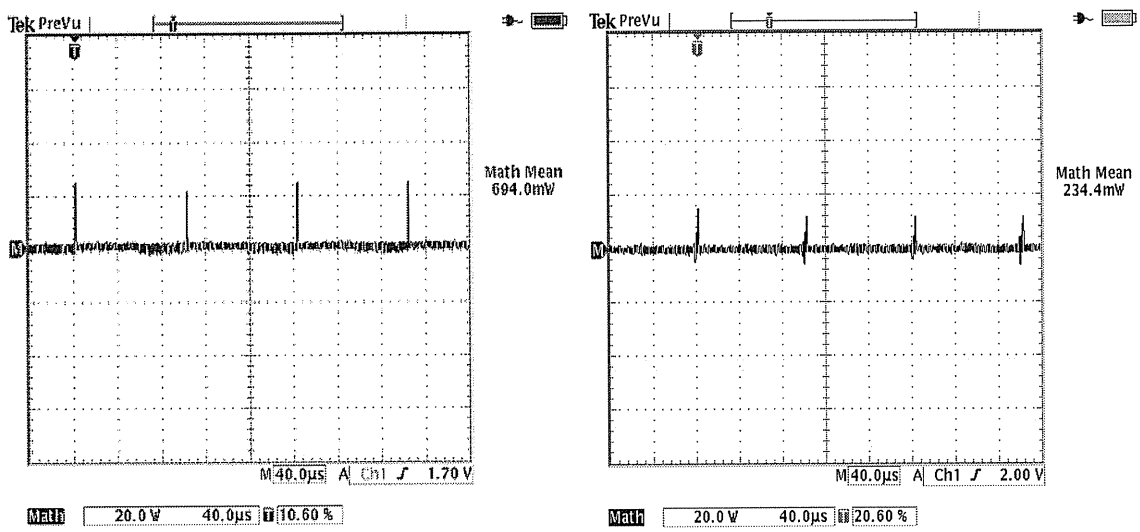
20ms'de A10 anahtarının Vec gerilimi, Is anahtar akımı, yük üzerinden geçen Iyük akımı ve anahtarda meydana gelen kayıplar SA için Şekil 6.14(a)'da, YA için (b)'de gösterilmiştir. Her iki şekilde de DA bara gerilimi, anahtarlama frekansı ve yük aynıdır. YA'lı yapıda anahtar etkin değeri 3,28 A ve ortalama değeri 1,07 A iken SA'lı yapıda anahtardan geçen akımın etkin değeri 2,12 A ortalama değeri ise 0,96 A dir. YA'lı yapıda anahtardan geçen akımın değeri daha büyük olmasına rağmen meydana gelen anahtarlama kayıpları SA yapıda 24,55 W (0,491x50) önerilen YA yapıda ise 3,8 W (0,076x50) olarak bulunmaktadır. Buna göre geliştirilen YA yapısı ile aynı şartlardaki SA eviriciye göre anahtarlama kayıplarında yaklaşık %84 iyileştirme yapıldığı görülmektedir. Güç kaybının bulunduğu Math eğrilerinden görüldüğü gibi SA'lı yapıda kayıp enerjinin tepe değeri oldukça yüksektir.

Önerilen YA yöntemi ile SA eviriciden elde edilen kalitede yük akımı elde edilmesi hedeflenmektedir. Şekil 6.14 (a)'daki SA evirici ve (b)'de Ch3 ile ölçülmüş yük akımları, eviricilerin sinüsoidal akım meydana getirdiğini açıkça göstermektedir. Anahtarlama kayıplarının daha iyi bir şekilde incelenmesi için osiloskobun zaman ölçeğinin küçültülmesi gerekmektedir. Bu amaçla 40µs ve 400ns iletim ve kesim geçişleri ölçülmüştür.



(a) (b)

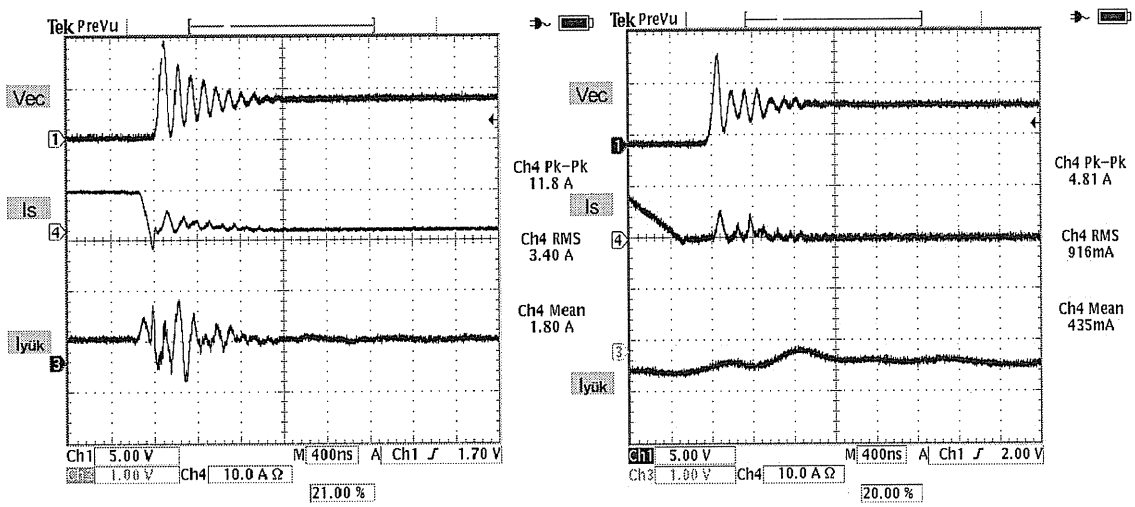
Şekil 6.15. 40µs'de A10 anahtarının Vec gerilimi, Is akımı ve Iyük akımı,
a) SA'lı yapı b) YA'lı yapı



(a) (b)

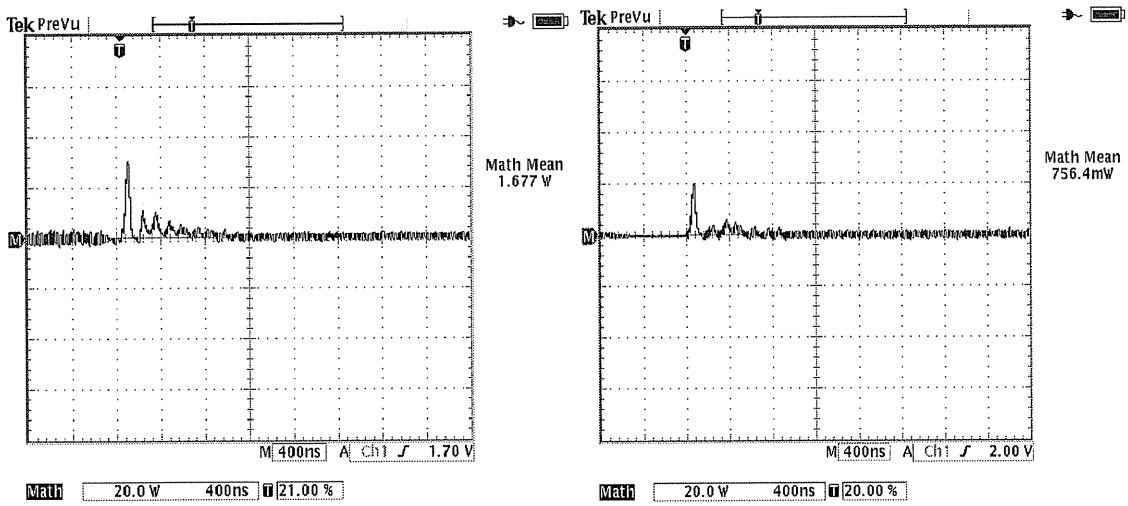
Şekil 6.16. 40µs'de anahtar güç kaybı a) SA'lı yapı b) YA'lı yapı

40µs'de anahtar üzerindeki Vec gerilimi , anahtar akımı ve yük akımı ölçümleri SA için Şekil 6.15 (a)'da ve YA yapı için (b)'de gösterilmektedir. Anahtarlama esnasında oluşan toplam kayıplar ise Şekil 6.16'da her iki tür evirici yapısı için gösterilmektedir. Şekil 6.15'deki eğriler incelendiğinde YA yapıda anahtardan geçen akımın etkin ve ortalama değeri SA'lı yapıdakinden daha büyüktür. Buna rağmen SA'lı yapıda ölçülen güç kaybı 34,7W (0,694x50) YA'lı yapıda ise güç kaybı 11,7W (0,234x50) olarak bulunmuştur. Buna göre önerilen YA'lı yapıyla anahtar kayıplarında %66'lık bir iyileştirme sağlandığı görülmektedir. YA'lı yapıda akım eğrilerinde, anahtar kesime giderken gözlenen yükselmeler devreye eklenen rezonans kol nedeniyle gerçekleşmekte ve anahtarın minimum kayıpla kesime götürülmesini sağlamaktadır. Şekil 6.15'de Ch3 ile ölçülmüş bulunan yük akımı incelendiğinde her iki yapıda yük akımı pozitif değerlidir. Yük akımı 10mV/1A'lik probe ile ölçülmüştür, bu akım incelendiğinde iki yapıda da yük akımının pozitif ve 5 A seviyesinde olduğu anlaşılmaktadır.



(a) (b)

Şekil 6.17. 400ns kesim geçişinde Vec gerilimi, Is akımı ve Iyük akımı, a) SA'lı yapı b) YA'lı yapı



(a) (b)

Şekil 6.18. 400ns kesim geçişinde anahtar güç kaybı a) SA'lı yapı b) YA'lı yapı

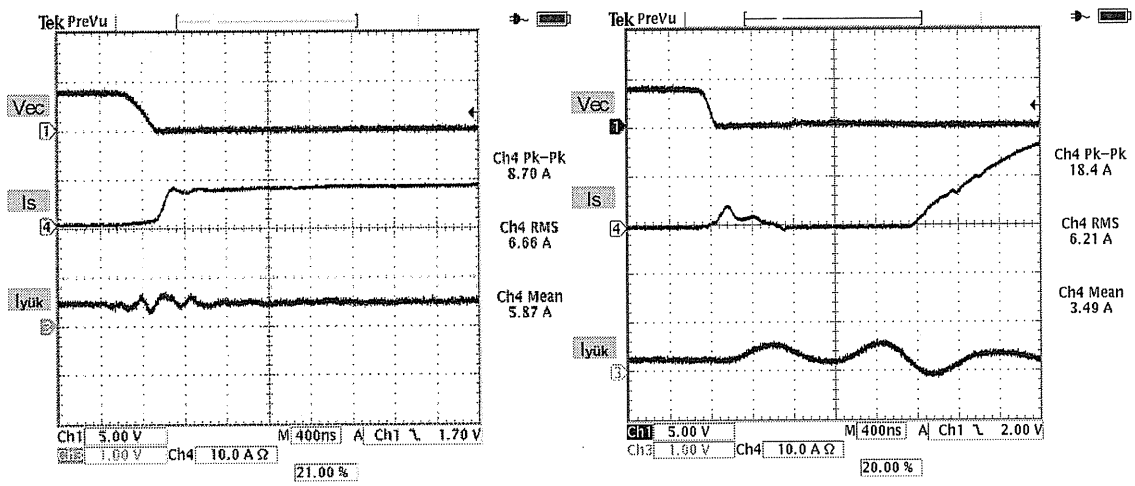
SA ile geliştirilen YA anahtarlamalı yapılar arasındaki anahtar kesim geçişlerinin ayrıntılı bir şekilde görülmesi için zaman ölçeği 400ns kademesine getirilerek ölçümler yapılmıştır. Şekil 6.17'de gösterilen 400ns kesim geçişlerinde SA'lı yapıda, anahtar kesime gitme esnasında, oldukça büyük bir enerji kaybı meydana gelmektedir, bu durum Şekil 6.18'deki kayıp eğrilerinden görülmektedir. Aynı zamanda SA yapıda anahtar üzerindeki gerilimin yaklaşık 1.2μs'de kararlı duruma

geldiği ve gerilimin tepe değerinin DA bara gerilimin yaklaşık 2,25 katı olduğu Şekil 6.17(a)'daki eğriden görülmektedir. Şekil 6.17(b)'deki YA yapıda ise anahtar geriliminin oturma süresi 820ns ve tepe değeri ise DA bara gerilimin 1,5 katıdır. Önerilen YA yöntemi ile yarıiletken anahtar üzerindeki gerilim baskısı %33 azaltılmış aynı zamanda kesime gitme esnasındaki osilasyon süresi %31 oranında kısaltılmıştır.

Şekil 6.17'deki Ch4 ile ölçülen akım eğrilerinden görüldüğü gibi SA yapıda anahtar akımı kesim sinyali uygulanmasından sonra azalmaya başladığından akım eğrisi keskin bir şekilde azalırken anahtar üzerindeki gerilimde hızlı bir şekilde yükselmektedir. Bu esnada oluşan güç kaybı oldukça büyük olmaktadır. Akım ve gerilimdeki bu keskin azalmalar ve artmalar güç kaybı ile beraber EMI'ninde kaynağıdır, aynı zamanda oluşan osilasyonlar yük akımında da osilasyonlar oluşmasına neden olmaktadır. YA evirici yapısında ise anahtarın kesime götürülmesinden hemen önce rezonans kol devreye alındığından anahtar üzerinden geçen akım yaklaşık 300ns öncesinden sıfıra inmektedir. Kesim esnasında anahtar geriliminde oluşan osilasyonlardan akım etkilendiğinden çok kısa bir süre akımda osilasyon oluşturmaktadır.

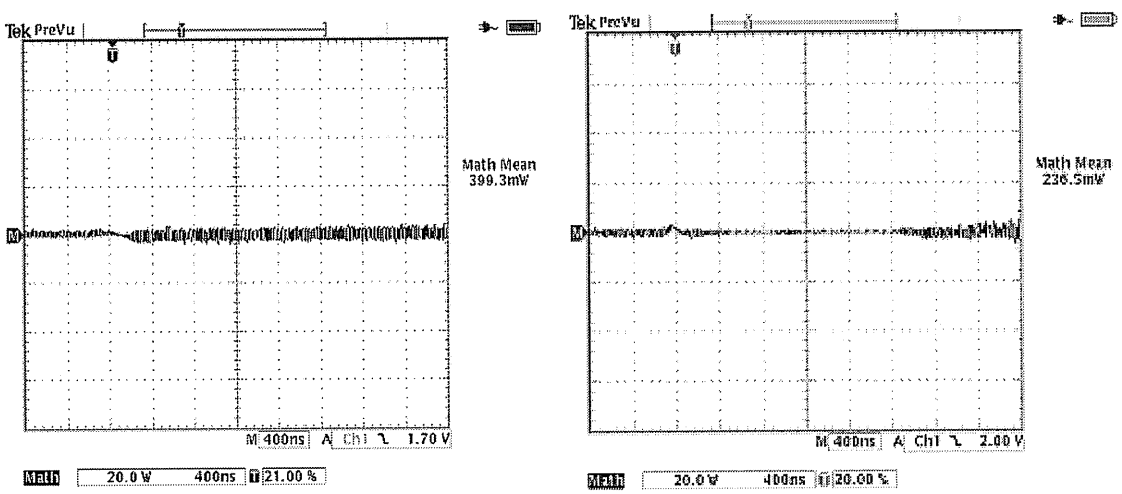
Şekil 6.18'de verilen 400ns'de oluşan anahtarlama kayıpları incelendiğinde; SA'lı yapıda kayıp 83,85W (1,677x50), YA'lı yapıda ise kayıp 37,8W (0,756x50) olmaktadır. Buna göre kesim geçişinde önerilen YA yöntemi ile %55 oranında bir iyileştirme yapıldığı anlaşılmaktadır.

İletim geçişinde, SA ile geliştirilen YA anahtarlamalı yapılar arasındaki anahtar akım, gerilim ve kayıplarının ayrıntılı bir şekilde görülmesi için zaman ölçeği 400ns kademesine getirilerek ölçümler yapılmıştır. Şekil 6.19 verilen 400ns iletim geçişlerinde her iki yapıda da anahtar kaybı, kesim geçişi kadar yüksek enerji kaybı meydana getirmemektedir. Bu durum Şekil 6.20'deki kayıp eğrilerinden de anlaşılmaktadır. SA yapıda anahtardan geçen akım sürme sinyali ile beraber artmaya başlamakta ve çok az bir osilasyon yaparak yük akımı seviyesine yükselmektedir.



(a) (b)

Şekil 6.19. 400ns iletim geçişinde Vec gerilimi, Is akımı ve Iyük akımı, a) SA'lı yapı b) YA'lı yapı



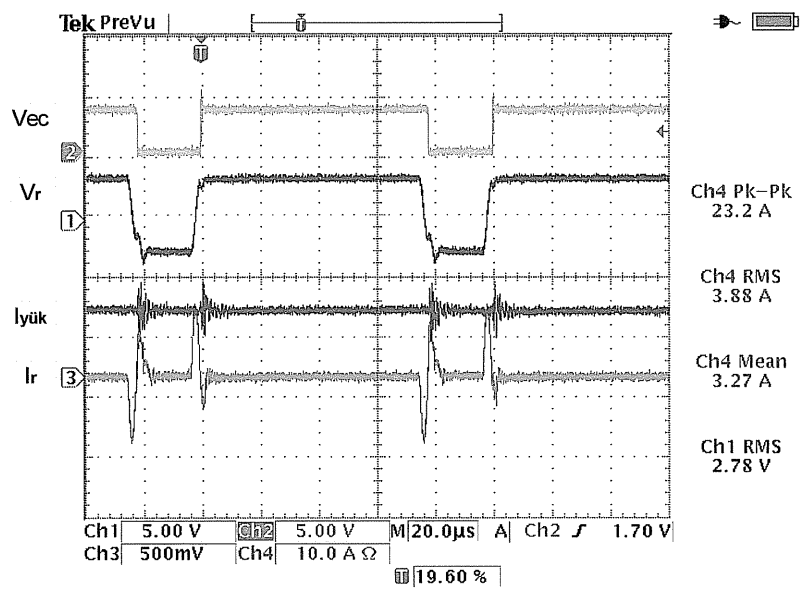
(a) (b)

Şekil 6.20. 400ns iletim geçişinde anahtar güç kaybı a) SA'lı yapı b) YA'lı yapı

SA'lı yapıda anahtar üzerindeki gerilim yaklaşık 400ns'de sıfıra ulaşırken, YA'lı yapıda ise anahtar üzerindeki gerilim düşüm yaklaşık 150ns'de değerine ulaşmaktadır. Önerilen YA yöntemi ile yarıiletken anahtarın tamamen iletime girme süresi %60 oranında hızlandırılmıştır. YA eviricide anahtar üzerinden geçen akım anahtarın iletime girmesinden hemen sonra başladığından anahtar kayıpları minimize edilmektedir. Şekil-6.19(b)'de YA evirici yapısındaki Ch4 ile ölçümü yapılmış akım

eğrisinde göze çarpan bir nokta, akımda oluşan osilasyondan sonra yani anahtarın tamamen iletime girmesinden hemen sonra oluşan akımdaki yükselmedir. A10 anahtarın minimum kayıp ile iletime girmesiyle Y2 yardımcı anahtarı görevini tamamlayarak kesime gider. Bu durumda rezonans endüktansta depolanan akım A10 anahtarının iletime girmesiyle devresini tamamlamaktadır.

Şekil 6.20'de verilen 400ns'de oluşan anahtarlama kayıpları incelendiğinde SA'lı yapıda kayıp 19,96W (0,399x50), YA'lı yapıda ise kayıp 11,8W (0,236x50) olmaktadır. Buna göre kesim geçişinde önerilen YA yöntemi ile %41 oranında bir iyileştirme yapıldığı anlaşılmaktadır.



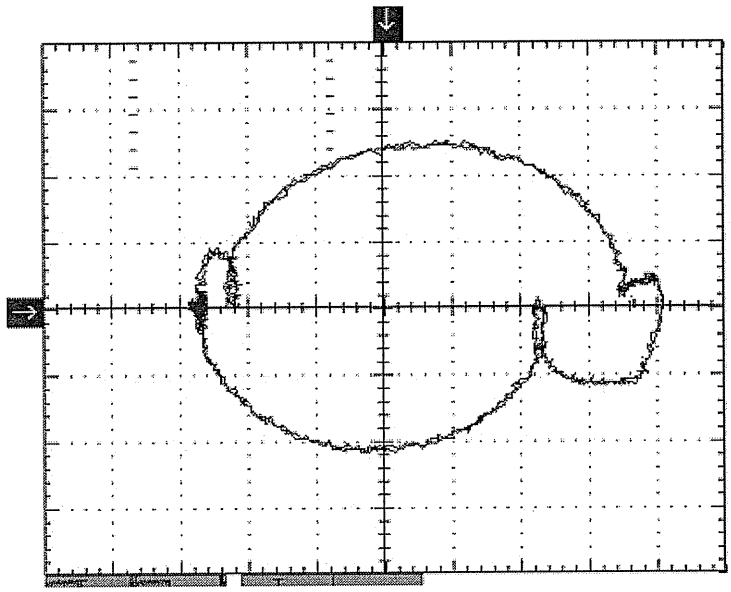
Şekil 6.21. YA eviricide; anahtar gerilimi *Vec*, rezonans kondansatör gerilimi *Vr*, yük akımı *Iyük* ve rezonans endüktans akımı *Ir*

Rezonans koldan alınan ölçüm Şekil 6.21'de verilmektedir. Bu eğride Ch1 Rezonans kondansatör gerilimi *Vrc*'yi, Ch2 A10 anahtarı üzerindeki gerilim düşümünü, Ch3 yük akımını, Ch4 ise rezonans endüktanstan geçen akımı göstermektedir. Ch3 ile Ch4 üst üste bindirildiğinden Ch4 şekilde görülmemektedir. Ana anahtar kesime gitmeden önce, yardımcı Y1 anahtarı devreye alınarak bu ana kadar ana devre ile bağlantısı olmayan rezonans kol devreye alınır. Bu aynı zamanda rezonans kolda gerilim düşümüne ve akım geçişi başlatılmasına da neden olmaktadır. Rezonans

kondansatör gerilimi *Vrc*, önceki periyotlardan kalan negatif tepe değer ile yüklü iken Y1 anahtarının devreye alınması ile pozitif yönde artmaya başlayacaktır. A10 ana anahtarının kesime gittiği anda *Vrc* gerilimi sıfırdan geçer. Kondansatör gerilimi, bara gerilimi *Vda* ile eşit oluncaya kadar artmaya devam edecektir. Bu eşitlik sağlandığında rezonans kolun ana devre ile ilişkisi kalmaz. Kondansatör üzerinden yani rezonans koldan akım geçişi olmadığından kondansatör gerilimi bu noktadan sonra sabit kalır. Bu durum Şekil 6.21'deki Ch1 ile ölçülmüş eğriden açıkça görülmektedir. A10 anahtarı kesimde olduğu sürece, *Vrc* gerilimi pozitif değerinde kalacaktır. A10 anahtarı iletime girmeden önce yardımcı Y2 anahtarının devreye alınması ile tekrar rezonans başlatılır, oluşan rezonans akımı kondansatör gerilimini hızla sıfıra doğru düşürmektedir. Rezonans geçişin tamamlanmasıyla, kondansatör gerilimi yaklaşık $-Vda$ değerinde sabit kalmaktadır.

Şekil 6.21'de bir diğer önemli husus, üst üste bindirilmiş halde verilen Ch3 ile ölçülen yük akımı ile Ch4 ile ölçülmüş olan rezonans endüktans akımıdır. Rezonans kol, ana anahtar A10'un iletime veya kesime girmesinden önce devreye alınır. Bu akım kısa sürede yük akımı seviyesine çıkarılarak ana anahtardan geçen akımın rezonans kol üzerine saptırılmasını gerçekleştirir. Böylece ana anahtarın üzerinde akım yokken iletim veya kesime gitmesine yardımcı olmaktadır. Verilen şekilde de anahtarın iletime girme ve kesime geçme esnasında rezonans kol akımının yük akımına ulaştığı görülmektedir.

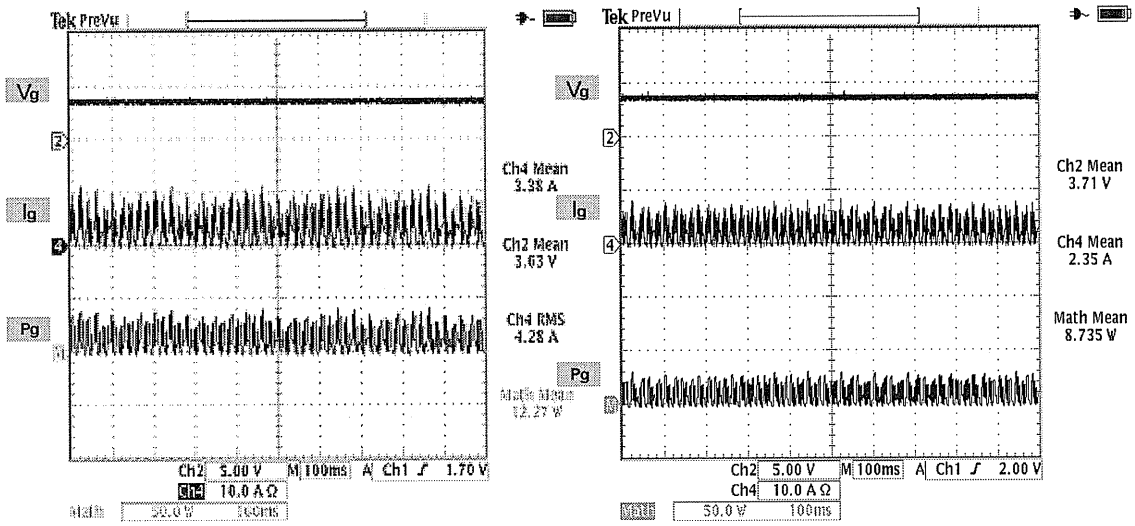
Şekil 6.21'de ölçülen rezonans kolun kondansatör gerilimi *Vcr* ile endüktans akımı kullanılarak gerçekleştirilen YA eviricinin faz düzlem yörüngesi elde edilmiştir. Bu eğriden de anlaşılacağı gibi, enerji depo eden elemanlar üzerindeki değerlere göre faz düzlem eğrisi başlatılır ve bir periyottaki anahtarlama alt modlarına göre yeni başlangıç noktaları ile merkez meydana gelmektedir. Farklı yarıçap ve merkezli bu eğrilerin bir anahtarlama periyodunda birleşmesi sonucu faz düzlem yörüngesi elde edilmektedir. Önerilen YA eviricinin faz düzlem yörüngesi Şekil 6.22'de verilmiştir.



Şekil 6.22. YA evirici faz düzlem yörüngesi

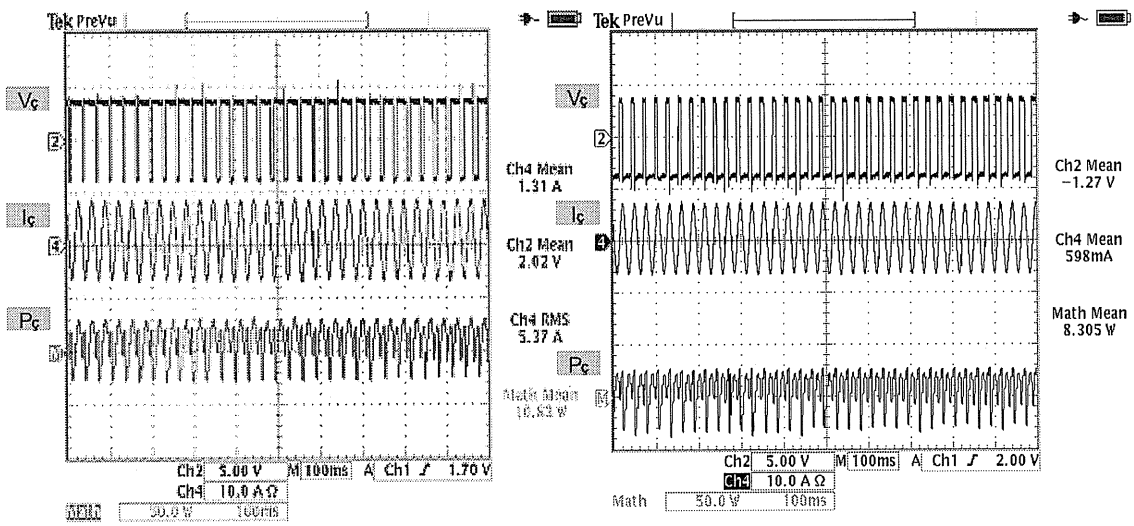
Bir periyot içinde anahtarlama durumlarının değişikliğinden dolayı rezonans kol elemanlarında farklı başlangıç ve farklı merkezler oluşmaktadır. Şekilde verilen bir periyotluk düzlemde bu eğrilerin periyot sonunda periyot başındaki değerlerine ulaştığı görülmektedir. Buradan geliştirilen YA evirici sisteminin kararlı olduğu sonucuna varılabilir [78,79].

Şekil 6.23'te SA evirici ile geliştirilen YA evirici yapısını giriş güçleri, Şekil 6.24'te ise çıkış güçleri verilmektedir. Deneysel çalışmada güç ölçümleri, TDS 3014 osiloskobu vasıtasıyla yapılmıştır. Her iki evirici yapısı da aynı gerilim, aynı yük ve aynı anahtarlama frekanslarında çalıştırılarak ölçümler yapılmıştır. Her iki evirici yapısında da giriş gerilimi ile giriş akımı osiloskobun Math fonksiyonu yardımı ile çarptırılarak ortalama güç değerleri elde edilmiştir. Çıkış gücü ölçülmesinde ise yük üzerindeki gerilim ile yük üzerinden geçen akım çarptırılarak ortalama çıkış gücü elde edilmiştir. Ölçülen çıkış gücü ile giriş gücü oranlanarak her iki tür evirici yapısının verimleri bulunmuştur. Eğrilerin değerlendirilmesinde, gerilim ölçümünde kullanılan yalıtımlı probun çarpanı 50 olduğundan gerek güç, gerekse gerilimlerde bu durumun göz önünde bulundurulması gerekmektedir.



(a) (b)

Şekil 6.23. Eviricilerin giriş güçlerinin ölçülmesi, a) SA'lı yapı b) YA'lı yapı



(a) (b)

Şekil 6.24. Eviricilerin çıkış güçlerinin ölçülmesi a) SA'lı yapı b) YA'lı yapı

SA evirici yapısında, giriş akımının ortalama değeri 3,38A. ve gerilimin ortalama değeri ise 182V olarak bulunmuştur. Bu iki değerin çarpımı sonucu giriş gücü 615W'olur. Eviricinin çıkış gücü de aynı şekilde hesaplandığında 542W olarak bulunmaktadır. Çıkış gücü ile giriş gücünün oranlanması ile SA eviricinin toplam verimi %88 olarak bulunmaktadır.

Önerilen YA evirici yapısında, giriş akımının ortalama değeri 2,35A ve gerilimin ortalama değeri ise 186V olarak bulunmuştur. Bu iki değerin çarpımı sonucu giriş gücü 437 W olur. Eviricinin çıkış gücüde aynı şekilde hesaplandığında 415W olarak bulunmaktadır. Çıkış gücü ile giriş gücünün oranlanması ile YA eviricinin toplam verimi %95 olarak bulunmaktadır. Buna göre önerilen YA yöntemi ile toplam evirici veriminde %7'lik bir iyileştirme sağlanmaktadır.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, sert anahtarlamalı ve yumuşak anahtarlamalı evirici tarafından beslenen alan yönlendirmeli ASM hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Eviricinin anahtarlama kayıplarını azaltmak için sıfır akım anahtarlama yöntemi geliştirilmiş ve uygulanmıştır.

İlk olarak ASM'un yapısı ve çalışma şekli incelenmiştir. ASM'un üç faz modeli oluşturulmuştur. Bu modele en uygun denetim yapısı olarak vektör denetim yöntemi seçilmiştir Alan yönlendirmeli denetim yapısı ile diğer denetim yöntemlerinden kaynaklanan, denetleyicinin karmaşıklığı, motor parametre değişimlerinin etkisinin azaltılması, denetleyicinin tepki süresinin hızlandırılması, sürücünün gürbüzlüğü ve performansının geliştirmesi sağlanmıştır.

Alan yönlendirmeli denetimde, giriş olarak ASM referans hızı girilmekte motordan pozisyon algılayıcı (enkoder) vasıtasıyla ölçülen gerçek hız ile karşılaştırılarak hata sinyali elde edilmektedir. Bu hata sinyali PI denetleyicisine uygulanmaktadır. PI denetleyicinin çıkışı ise akımın referans hız bileşeni i_{sq}^{e*} olmaktadır. Motor geri beslemesinden alınan hız bilgisi akı zayıflatma bloğundan geçirilerek motorun referans momentini temsil eden akım bileşeni i_{sd}^{s*} elde edilmektedir. Elde edilen bu değerler Clark transformasyonuna uygulanarak üç faz bileşenleri elde edilmektedir. Üç faz bileşenlerinden de sinüsoidal DGM üretilmektedir. DGM modülatörünün çıkışları yumuşak anahtarlamalı eviriciye uygulanmaktadır.

Sert anahtarlamalı eviricide oluşan anahtarlama kayıplarını önlemek için altı adet yardımcı anahtardan ve üç adet rezonans banktan oluşan yardımcı devre tasarlanmış ve sert anahtarlamalı evirici yapısına eklenmiştir. Sert anahtarlamalı evirici için üretilen DGM sinyalleri çoğullanarak toplam on iki adet sürücü sinyali elde edilmiş ve bu sinyaller de yumuşak anahtarlamalı evirici devresine uygulanmıştır. Yumuşak anahtarlamalı evirici yapısı için ortaya konulan mantık, sert anahtarlamalı evirici için üretilen DGM sinyallerinde herhangi bir kısıtlama veya düzeltme yapılmasını

gerektirmemektedir. Yumuşak anahtarlamalı çalışan devre istenirse sert anahtarlamalı yapıya kolaylıkla dönüştürülebilir. Bu özellik tasarlanan devrenin kullanım alanını arttırmaktadır.

Tasarlanan yumuşak anahtarlamalı eviricide tüm ana ve yardımcı güç elemanları nerdeyse sıfır akım altında kesime götürülmekte ve yine nerdeyse sıfır akımda iletime geçirilmektedir. Gerçekleştirilen uygulama devresinden alınan ölçümler sonucu anahtarlama kayıplarında %84'e varan bir iyileştirme yapıldığı görülmektedir. Anahtar kayıplarında azalma sistemin performansını arttırmıştır. Evirici sistemin toplam veriminde %7'lik bir iyileştirme sağlanmıştır.

Önerilen yöntem sayesinde anahtarların kesime götürülmesi esnasında anahtar üzerinde oluşan gerilim osilasyonlarında %33 bir azalma sağlanmıştır. Kesim geçişinde anahtar geriliminin kararlı olma süresi %31 daha kısaltılmıştır. İletim geçişinde ise anahtar geriliminin sıfıra inme süresi %41 kısaltılmıştır.

ASM'un hız denetimi amacıyla tasarlanan vektör denetim ve Yumuşak anahtarlamalı yapının test edilmesi için benzetim ve uygulama çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmalarında C/C++ ve Matlab programları kullanılmıştır. Yumuşak anahtarlama için Orcad 9.1 programı kullanılmıştır. Uygulamada TMS320F243 Sİİ ile hem denetim gerçekleştirilmiş hem de eviricideki yarıiletken anahtarların anahtarlanması için gerekli olan 6 adet DGM sinyali üretilmiştir. Uygulama verilerinin elde edilmesinde motor hız tepkisi için takogeneratör çıkışı, faz akımı için akım algılayıcı çıkışı ve fazlar arası gerilim için motorun sargı uçları kullanılmıştır.

Alan yönlendirmeli denetimde hız bloğuna yapay zeka teknikleri eklenerek denetleyicinin tepki hızı arttırılabilir. Sert anahtarlamalı eviriciye eklenen Yumuşak anahtarlamalı evirici anahtarlama kayıplarını büyük ölçüde azaltmaktadır. Önerilen yumuşak anahtarlama yöntemi ile sistemin toplam veriminde büyük artış olduğu uygulama çalışmaları sonucu görülmektedir.

Geliştirilen YA yönteminde; rezonans kol ana güç yolu üzerinden taşınarak, rezonans koldan dolayı oluşan ek kayıplar giderilmiştir. Rezonans kol sadece anahtar iletim ve kesim geçişlerinde devreye alındığından, yük akımına bozucu bir etki göstermemektedir. Bu geçişlerden sonra rezonans kolun, ana devre ile bağlantısı kalmamaktadır. Ana ve yardımcı anahtarlar üzerindeki maksimum gerilim baskısı, kaynak gerilimi seviyesindedir. Bu baskı birçok YA yönteminde daha büyük değerdedir. Ayrıca ana anahtar akımının sıfırdan geçişinin algılanması için harici sensörlere ihtiyaç duyulmamaktadır. Önerilen yöntemin avantajlarından biri de, ana anahtar sürme sinyalinin yardımcı anahtarın sürme sinyalinden bağımsız olmasıdır. Bundan dolayı, önerilen şema DGM eviricilere uygun anahtarlama yapısı kurularak uygulanabilir.

Önerilen YA yönteminde, altı adet yardımcı anahtar, rezonans elemanlar ve ek anahtarlama elemanları kullanılması bir olumsuzluktur. Yöntemin en büyük zorluğu rezonans elemanların doğru bir şekilde devreye alınıp çıkarılmasıdır. Yardımcı anahtarlar doğru bir şekilde devreye alınmazlar ise sistemden beklenen iyileştirme yerine sistem performansında kötüleşme olacağı açıktır. Çalışma daha büyük yük ve akım seviyelerinde tekrarlandığında anahtar kayıplarında iyileştirmenin artacağı tahmin edilmektedir. Önerilen yöntemin değişik yük şartlarında denenmesi, yöntemin endüstriyel uygulamalarda kabul görmesine imkan sağlayacaktır. Aynı zamanda yönteme yapay zeka tekniklerinin, ASM denetim bloğuna veya yardımcı anahtarların iletim ve kesime götürülmesini denetlemek maksadıyla kullanılması önerilen yöntemin geliştirilmesine katkı sağlayacaktır.

KAYNAKLAR

1. Sefa, İ., "Sliding Mode yaklaşımı ile anahtarlamalı relüktans motorun hız kontrolü", Doktora Tezi, ***Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, Kayseri, 1-10 (1997).

2. Sen, P.C., "Electric motor drives and control past, present and future", ***IEEE Transactions on Industrial Electronics,*** 37 (6): 562-575 (1990).

3. Bottura, C., P. and al "Robust speed control of an induction motor: an H& control theory approach with field orientation and mu-analysis", ***IEEE Transactions on Power Electronics,*** 15 (5): 908-915 (2000).

4. Lorenz, R.D., Lipo, T.A. and Novotny D.W., "Motion control with induction motors", ***Proceeding of the IEEE,*** 8(8):1215-1240 (1994).

5. Vas, P., "Artifical-Intelligence-Based electrical machines and drives", ***Oxford University Press***, New York, 100-101 (1999).

6. Kamiyoma, K., Ohmac, T. and Sukegawa, T., "Application trends in AC motor drives", ***IEEE Transaction on Power Electronic*** ,7(3): 31-36 (1992).

7. G., Bal., "Doğru Akım Makinaları ve Sürücüleri", ***Seçkin Yayınevi***, Ankara, 25-35 (2001).

8. G., Bal., "Özel Elektrik Makinaları", ***Seçkin Yayınevi,*** Ankara, 77-79,127-146 (2004).

9. Demirbaş, Ş., "Sürekli mıknatıslı senkron motorun konum algılayıcısız denetimi", Doktora Tezi, ***Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü,*** Ankara, 72-80 (2001).

10. Çolak, İ., "Asenkron Motorlar", ***Nobel Yayın***, Ankara, 18-33 (2001).

11. Vas, P., "Vector Control of AC Machines", ***Oxford Science Publications***, 14-34 (1990).

12. Lai, Y.S., Chen, J.H. and Liu,C.H., "Universal vector controller for induction motor drives fed by voltage-controlled voltage source inverter", ***Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE***, 4: 2493 -2498 (2000).

13. Sarıoğlu M.K., ve diğerleri, "Asenkron makinalar ve Kontrolü", ***Birsen Yayınevi***, İstanbul, 273-274 (2003).

14. Santisteban, J.A. and Stephan, R.M., "Vector control methods for induction machines: an overview", ***IEEE Transactions on Education,*** 44(2):170–175 (2001).

15. Andrade D.A. et al, "A soft switched current controlled converter for induction machine drives", ***IEEE Transaction on Power Electronics,*** 16(1):64-71 (2001).

16. Kazimierczuk M.K. and Czarkowski D., "Resonant Power Converters", ***John Wiley&Sons, Inc.,*** New York, 3-7 (1996).

17. R. Akkaya ve R. Gülgün, "İnverter anahtarlama kayıplarını minimize eden yeni bir uzay vektör PWM metodunun tasarımı ve gerçekleştirilmesi" ***Elk.-Elekt. Bil. Müh. 6. Ulusal Kongresi*** , Bursa, 327-330 (1995).

18. Bellar M.D., Wu T.S., Tchamdjou A., Mahdavi J. and Ehsani M., "A review of soft switched DC-AC converters", ***IEEE Transaction on Industry Applications,*** 34(4):847-860 (1998).

19. Jovanovic M.M., "Resonant, quasi-resonant, multi- resonant and soft-switching techniques merits and limitations" ***International Journal of Electronics***, 77(5):537-554 (1994).

20. Chan C.C., Chau K.T., Chan D.T.W., Yao J., Lai J.S. and Li Y., "Switching characteristics and efficiency improvement with auxiliary resonant snubber based soft switching inverters", ***Power Electronics Specialist Conference, PESC'98 Record 29th Annual IEEE,*** 1: 429-435, 17-22 (1998).

21. Steigerwald R.L.,"Power Electronic Converter Technology" ***Proceeding of The IEEE***, 89(6): 890-897 (2001).

22. Çolak İ., Elmas Ç., Bal G. and Coşkun İ. "High frequency resonant DC link PWM inverter" ***Proceedings of IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference MELECON***, Antalya, 1251-1254 (1994).

23. Pickert V. and Johnson C.M., "Three phase soft switching voltage source converters for motor drives. Part 1:Overview and analysis", ***IEE Proc. Electr. Power Appl.***, 146(2): 147-154 (1999).

24. Hua G., Yang E.X.,Jiang Y. and Lee F.C.,"Novel zero current transition PWM converters", ***Power Electronics Specialist Conference, PESC'93 Record 24th Annual IEEE,***. 538-544 (1993).

25. Hua G., Leu C.S.,Jiang Y. and Lee F.C.,"Novel zero voltage transition PWM converters", ***Power Electronics Specialist Conference, PESC'92 Record 23rd Annual IEEE,*** 55-61 (1992).

26. Li Y., Lee F.C. and Boroyevich D., "A tree phase soft transition inverter with a novel control strategy for zero current and near zero voltage switching" ***IEEE Transaction on Power Electronics,*** 16(5):710-723 (2001).

27. Sheng K., Finney S.J., Williams B.W., He X.N. and Quian Z.M., "IGBT switching losses" ***Proceeding of 2th International Conference on Power Electronics and Motion Control,*** Chine, 1:274-277 (1997).

28. Petterteig A.,Lode J. and Undeland T.M., "IGBT turn off losses for hard switching and capacitive snubbers" ***Industry Applications Society Annual Meeting Conference Record of the 1991 IEEE***, 2:1501-1507 (1991).

29. Bodur H. and Bakan A.F., "An improved ZCT-PWM DC-DC converter for high-power and frequency applications", ***IEEE Transaction on Industrial Electronics,*** 51(1): 89-85 (2004).

30. Bodur H. and Bakan A.F., "A new ZVT-ZCT-PWM DC-DC converter", ***IEEE Transactions on Power Electronics,*** 19(3): 676-684 (2004).

31. Lee D.Y., Lee M.K., Hyun D.S. and Choy I., "New zero-current-transition PWM DC/DC converters without current stres", ***IEEE Transaction on Power Electronics,*** 18(1): 95-104 (2004).

32. Liu K.W. and Lee F.C., "Zero-voltage switching technique in DC/DC converters", ***IEEE Transactions on Power Electronics,*** 5(3): 293-304 (1990).

33. Canesin C.A. and Barbi I., "Novel zero-current-switching PWM converters" ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, 44(3): 372-381 (1997).

34. Venkataraman G., Divan D.M., "Control of pulse width modulated resonant DC link inverter" ***Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1992 IEEE,*** 1: 737-743 (1992).

35. Lipo T.A., "Recent progress in the development of solid state AC motor drives", ***IEEE Transaction on Power Electronics,*** 3(2): 105-117 (1998).

36. Aydın K., "Asenkron motorlarda vektör kontrol ve SRDCL evirici", Yüksek Lisans Tezi, ***Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü,*** 12-21 Ankara (2001).

37. Cho J.G., Hu D.Y. and Cho G.H., "Three phase sine wave voltage source inverter using the soft switched resonant poles" ***Industrial Electronics Society 1989, IECON '89, 15th Annual Conference of IEEE,*** 6-10 (1989).

38. Jung Y.C., Liu H.L., Cho G.C. and Cho G.H., "Soft switching space vector PWM inverter using a new quasi-parallel resonant DC link", ***IEEE Transactions on Power Electronics,*** 11(3): 503-510 (1996).

39. Obdan H., Bodur H., Aksoy I., Bekiroğlu N. and Yıldırmaz G., "A new paralel resonant DC link for soft switching inverters", ***Electric Power Components and Systems,*** 33(2): 159-169 (2005).

40. Divan D.M., "Zero-switching loss inverters for high power applications", ***IEEE Transactions on Industry Applications,*** 25(4): 634-643 (1989).

41. Tymerski R., Vorperian V. And Lee F.C.Y., "DC to AC inversion using quasi resonant techniques" ***IEEE Transactions on Power Electronics,*** 4(4): 381-390 (1989).

42. Trzynadlowski A.M., "Control of Induction Motors", ***Academic Pres***, London, 119-134 (2001).

43. Saygın A., "Asenkron motor hız kontrolünün matris konverter ile hızının denetlenmesi", Doktora Tezi, ***Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü,*** Ankara, 5-7 (2004).

44. Bingöl O.,"Yapay sinir ağı ile modellenen alan yönlendirmeli bir asenkron motorun üç seviyeli evirici ile hız denetimi", Doktora Tezi, ***Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü,*** Ankara, 7-23 (2005).

45. Novotny D.W. and Lipo T.A., "Vector Control and Dynamics of AC Drives", ***Oxford Science Publications,*** New York, 43-77, 257-288, 317-344 (2000).

46. Krause Paul C., "Analysis of Electric Machinery", ***McGraw-Hill Book Company,*** New York, 133-150 (1986).

47. Öztürk N. ve Bal G., "Bulanık mantık ve PI denetimli asenkron motorda parametre etkisinin incelenmesi", Bilimde ***Modern Yöntemler Sempozyumu BMYS'2005,*** Kocaeli, 131-138 (2005).

48. Öztürk N., "Bulanık mantık tabanlı asenkron motorun vektör denetimi", Yüksek Lisans Tezi, ***Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü,*** Ankara, 17-50 (2000).

49. BAL G., , "Performance analysis of field-orientation controlled induction motor with parameter adaptation", ***Elektrik-Elektronik Mühendisliği Doktora Tezi, Strathclyde Üniversitesi***, Glasgow, İngiltere, 35-48 (1993).

50. Ong Chee-Mun, "Dynamic Simulation of Electric Machinery", ***Prentice Hall Ptr,*** New Jersey, 432-440 (1997).

51. Yen-Shin Lai; Juo-Chiun Lin; Jennshing Wang; "Self-commission of induction motor drives based on direct torque control", ***Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE***, 4: 2481-2486 (2000).

52. Krishnan R., "Electric Motor Drives Modeling, Analysis and Control", ***Prentice Hall,*** New Jersey, 20-213, 412-420 (2001).

53. Finch J.W., Atkinson D.J. and Acarnley P.P., "Scalar to vector : general principles of modern induction motor control", ***IEE 4.int.conf. on power electronic and variable speed drives***, London, 364-369 (1990).

54. Bose B.K., "Modern Power Electronics and AC Drives" ***Prentice Hall,*** New Jersey, 56-74, 191-200 (2002).

55. Murpy J.M.D. and Turnbull F.G., "Power Electronic Control of AC Motors", ***Pergamon Press,*** 110-187 (1988).

56. Gürdal O., "Güç Elektroniği", ***Nobel Yayın Dağıtım,*** Ankara, 55-80 (2000).

57. Mohan N., Undeland T.M. and Robbins W.P., "Güç Elektroniği", Tuncay N., Gökaşan M. ve Boğosyan S., ***Literatür yayıncılık,*** İstanbul,19-26, 214-239, 268-310 (2003).

58. Vithayathil J., "Power Electronics Principles and Applications", ***McGrawhill Press,*** Newyork, 218-255 (1995).

59. Acharya B.S., Gascoigne R.W. and Divan D.M., "Active power filters using resonant pole inverters", ***Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE,*** 1: 967-973 (1989).

60. Rashid M. H., "Power Electronics Handbook", ***Academic Pres***, San Diego, 8-30 (2001).

61. Tanrıöven K., "Pspice ile DA/DA rezonans çeviricilerin analizi", Yüksek Lisans Tezi, ***İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü,*** İstanbul, 93-104 (1997).

62. Hua G., and Lee F.C., "Soft switching techniques in PWM converters", ***IEEE Transaction on Industial Electronics,*** 42(6): 595-603 (1995).

63. Sood P.K. and Lipo T.A., "Power conversion distribution system using a high frequency AC link", ***IEEE Transactions on Industry App.,*** 24(2): 288-300 (1998).

64. Sul S.K. and Lipo T.A., "Design and performance of a high frequency link induction motor drive operating at unity power factor", ***IEEE Transactions on Industry App.,*** 26(3): 434-440 (1990).

65. Divan D.M., Venkataramanan G. and De Doncker R.W., "Design methodologies for soft switched inverters" ***Industry Applications Society Annual Meeting 1988 , Conference Record of the 1988 IEEE,*** 1:758-766 (1988).

66. Pickert V. and Johnson C.M., "Three phase soft switching voltage source converters for motor drives. Part 2: Fundamental limitations and critical assesment", ***IEE Proc. Electr. Power Appl,.*** 146(2): 155-162 (1999).

67. Obdan Hülya, "Asenkron motor kontrolü için yeni bir rezonans DC hatlı inverterin geliştirilmesi ve bir uygulama devresinin gerçekleştirilmesi", Doktora Tezi, ***Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü,*** 13-30 (2000).

68. Chen S. And Lipo T.A., "Soft switched inverters for electric vehicle drives" ***Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual Issue,*** 2(2): 5-9 (1995).

69. Agelidis V.G., Ziogas P.D. and Joos G., "An optimum modulation strategy for a novel notch commutated 3-phase PWM inverter", ***IEEE Transactions on Industry Appl.,*** 30(1): 52-61 (1994).

70. Filho B.J.C. and Lipo T. A, "Space vector analysis and modulation issues of passively clamped quasi resonant inverters", ***Industry Applications Conference, Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE,*** 2: 6-10 (1996).

71. Shetler R.E. and Stuart T.A., "A 2.5kW cascaded schwarz converter for 20kHz power distribution", ***IEEE Transactions on Power Electronics,*** 5(4): 381-388 (1990).

72. Li Y., Lee F.C., Lai J. and Boroyevich D., "A novel three phase zero current transition and quasi zero voltage transition inverter/rectifier with reduced stresses on devices and components" ***Applied Power Electronics Conference and Exposition 2000, APEC 2000, Fifteenth Annual IEEE***, 2:1030-1036 (2000).

73. Li Yong, "Unified zero current transition techniques for high power tree phase PWM inverters" Phd Thesis, ***Virgine Polytechnic Institute and State University,*** , Blacksburg Virginia, 22-52 (2002).

74. Mao H., Lee F.C.Y., Zhou X., Dai H., Cosan M. and Boroyevich D. "Improved zero current transition converters for high power applications", ***IEEE Transactions on Industry Appl.***, 33(5): 1220-1232 (1997).

75. Öztürk N., "Sıfır Akım Anahtarlama Yöntemi ile IGBT'deki Kesim Kayıplarının Azaltılması" ***1.Uluslararası Mesleki ve Teknik Eğitim Teknolojileri Kongresi***, İstanbul, Basımda (2005).

76. Rajapakse A.D., Gole A.M. and Wilson P.L., "Electromagnetic transient's simulation models for accurate representation of switching losses and thermal performance in power electronic systems" ***IEEE Transactions on Power Delivery***, 20(1): 319-327 (2005).

77. Üstün, O., "Sürekli mıknatıslı bir senkron motor hızının bulanık sinirsel ve kayma kipli denetleyicilerle dönüşümlü denetimi", Doktora Tezi, ***Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü,*** Ankara, 2-8 (2004).

78. Oruganti R. And Lee F.C., "Resonant power processors, part I state plane analysis" ***IEEE Transactions on Industry App.***, IA-21(6): 860-867 (1985).

79. Oruganti R. And Lee F.C., "Resonant power processors, part II methods of control" ***IEEE Transactions on Industry App.,*** IA-21(6): 868-878 (1985).

80. Brod, M. B. and Novotny, D. W., "Current control of VSI-PWM inverters", ***IEEE Transactions On Industry Applications***, IA-21(4): 562-570 (1985).

81. Kazmierkowski M. P. and Malesani M., "Current Control Techniques for Three Phase Voltage Source PWM Converters: A Survey", ***IEEE Transactions on Industrial Electronics,*** 45(5): 691-703 (1998).

82. Rowan, T.M. and Kerkman R.J., "A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters", ***IEEE Transactions on Industry Applications,*** IA-22(4):678-690 (1986).

83 Kazmierkowski, M. P., Krishnan, R. and Blaabjerg. F., "Control in power electronic selected problems", ***Academic Press, An imprint of Elsevier Science***, California, 126-129 (2002).

84. Texas Instruments, "Implementation of a Speed Field Oriented Control of Three Phase AC Induction Motor Using TMS320F240", BPRA076, ***Texas Instruments Incorporated Tarrant Dallas Printing,*** 1-5 (1998).

85. Texas Instruments, "TMS320F243 Evaluation Module Technical Reference", ***Texas Instruments Incorporated Tarrant Dallas Printing,*** 15-60 (2001).

86. Rashid M.H., "Introduction to PSpice using Orcad for circuits and electronics 3th edition***", Prentice Hall***, New Jersey, 14-32, 84-119 (2004).

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı	: ÖZTÜRK, Nihat
Uyruğu	: T.C.
Doğum tarihi ve yeri	: 28.09.1974, Haskova
Medeni hali	: Evli
Telefon	: 0 (312) 212 39 62
Faks	: 0 (312) 212 00 59
e-mail	: ozturk@gazi.edu.tr

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Yüksek lisans	G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü	
	Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı	2000
Lisans	G.Ü. Teknik Eğitim Fakültesi	
	Elektrik Eğitimi Bölümü	1997
Lise	İnönü endüstri meslek lisesi	1992

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
1998-2006	Gazi Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
2006-	Gazi Üniversitesi	Öğretim Görevlisi

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

1. Bal G., ve **Öztürk N.**, "Alan Yönlendirmeli Asenkron Motora Bulanık Kontrolün Uygulanması" Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi, 15(1):57-71, 2002.
2. **Öztürk N.**, "Sıfır Akım Anahtarlamalı Bir Fazlı Evirici Benzetimi", Gazi Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Politeknik Dergisi, 9(3):153-160, 2006.

3. **Öztürk N.** "Sıfır Akım Anahtarlama Yöntemi ile IGBT'deki Kesim Kayıplarının Azaltılması" 1.Uluslararası Mesleki ve Teknik Eğitim Teknolojileri Kongresi, MTET-2005, 5-7 Eylül 2005, İstanbul.
4. **Öztürk N.** ve Bal G., "Asenkron Motor Vektör Denetimi için Vektör Düzeneği", 6th International Educational Technology Conference, IETC2006, Eastern Mediterranean University, 3:1397-1405, Gazimağusa,Kuzey Kıbrıs Türk Cumhuriyeti, 19-21 April 2006.
5. **Öztürk N.**, Bilgiç M. ve Arslan C., "Hidrojen enerjisi ve Türkiye'deki Hidrojen Potansiyeli", III. Yenilenebilir Enerji Kaynakları Sempozyumu ve Sergisi, 266-269, 19-21 Ekim 2005, Çiftlikköy, Mersin 2005.
6. **Öztürk N.** ve Bal G., "Bulanık Mantık ve PI Denetimli Asenkron Motorda Parametre Etkisinin İncelenmesi", Bilimde Modern Yöntemler Sempozyumu, BMYS-2005, 131-138, Grand-Yükseliş, Kocaeli, 16-18 Kasım 2005.

Hobiler

Satranç, Bilgisayar teknolojileri, Basketbol,