

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

FİRÇASIZ DA MOTORLARININ SİMÜLASYONU VE ANALİZİ

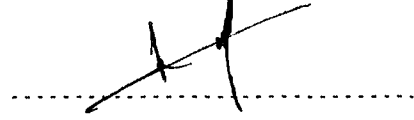
Şevki DEMİRBAŞ

36077

YÜKSEK LİSANS TEZİ
(ELEKTRİK EĞİTİMİ)

1995
ANKARA

Bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.



Danışman

Yrd. Doç. Dr. Güngör BAL

Bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarız.

Sınav Jürisi

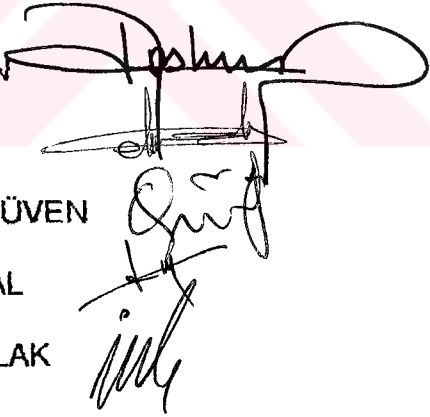
Başkan : Doç. Dr. İsmail COŞKUN

Üye : Doç. Dr. Çetin ELMAS

Üye : Yrd. Doç. Dr. M. Emin GÜVEN

Üye : Yrd. Doç. Dr. Güngör BAL

Üye : Yrd. Doç. Dr. İlhami ÇOLAK



Bu Tez Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım
Esaslarına Uygundur. 

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	I
ABSTRACT	II
TEŞEKKÜR	III
SEMBOLLERİN LİSTESİ	IV
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	VI
1. GİRİŞ	1
1.1. Literatür Özeti	4
2. FIRÇASIZ DA MOTORLARI	7
2.1. Fırçasız DA Motorlarının Yapısı	8
2.1.1. Stator Yapısı	8
2.1.2. Rotor Yapısı	8
2.1.2.1. Kullanılan Mıknatıs Türleri	8
2.1.2.2. Mıknatısların Yerleştirilişi	10
2.1.3. Pozisyon Sensörleri	10
2.1.3.1. Hall Effect Sensörler	11
2.1.4. Fototransistörler	13
2.2. Fırçasız DA Motorlarının Çalışma Prensipleri	13
3. FIRÇASIZ DA MOTOR KONTROLÜ	17

3.1. Fırçasız DA Motorunun Pozisyon Kontrolü	18
3.1.1. Hall Element ile Fırçasız DA Motorunun Pozisyon Bilgisinin Ölçülmesi	18
3.2. Üzerinde Çalışılan Sistemin Tanıtımı	20
3.3. Oransal+Integral Kontrol	21
3.4. Gerilim Kaynaklı Evirici	22
3.5. Akım Kontrolü	23
3.5.1. Histerisiz Akım Kontrolü	23
3.5.2. PWM Akım Kontrolü	25
4. SİSTEMİN MODELLENMESİ VE SİMÜLASYONU	27
4.1. Fırçasız DA Motor Modellemesi	27
4.2. Dış Kontrol Devresi Modellemesi	34
4.3. İç Kontrol Devresi Modellemesi	37
4.4. Simülasyonda Kullanılan Programın Tanıtılması	42
4.4.1. Simulink Menüleri	42
4.4.2. Programda Kullanılan Bloklar	45
4.5. Simulink Programı ile Sistemin Modellenmesi ve Simülasyonu	46
4.5.1. Sistemin Modellenmesi	46
4.5.1.1. Referans Pozisyon Devresi	47
4.5.1.2. Oransal+Integral (PI) Devresi	48

4.5.1.3. Ters Park Dönüştürücü Devresi	49
4.5.1.4. Akım Kontrol Devresi	50
4.5.1.5. Gerilim Kaynaklı Evirici Devresi	50
4.5.1.6. Fırçasız DA Motor Devresi	51
4.5.1.7. Yük Devresi	53
4.5.1.8. Grup Bloklarının Oluşturulması	54
4.5.2. Simulink ile Simülasyonun Yapılması	54
5. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME	57
5.1. Simülasyon Sonuçları	58
5.2. Çalışmanın Değerlendirilmesi	59
KAYNAKLAR	70
ÖZGEÇMİŞ	

FIRÇASIZ DA MOTORLARININ SİMÜLASYONU VE ANALİZİ

(Yüksek Lisans Tezi)

Şevki DEMİRBAŞ

GAZİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Aralık 1995

ÖZET

Günümüzde, çok hızlı tepki gerektiren yüksek performanslı servo uygulamalarda fırçasız DA motor kontrolü çok önemli bir yere gelmiştir. Bu tezde, fırçasız DA motorun pozisyon ve akım kontrolleri için sırasıyla PI ve histerisiz akım beslemesi kullanılmıştır. Simülasyon için, motor üç faz dinamik denklem ile modellenmiştir. Bu çalışmada simülasyon için Matlab-Simulink hazır paket program tercih edilmiştir. Çünkü, bu program içinde bulunan fonksiyonlar ile hızlı program yazılmakta ve sonuçlar daha hassas olmaktadır. Matlab-Simulink paket programından elde edilen simülasyon sonuçları fırçasız DA motorların izleme ve robotlar gibi yüksek performanslı uygulamalarda başarılı olarak uygulanabileceğini göstermiştir.

Anahtar Kelimeler : Fırçasız DA motor, PI kontrol, pozisyon kontrol,
histerisis akım kontrol, Simulink

Bilim Kodu : 225.09.01

Sayfa Adedi : 72

Tez Yöneticisi : Yrd. Doç. Dr. Güngör BAL

SIMULATION AND ANALYSIS OF BRUSHLESS DC MOTORS

(M. Sc. Thesis)

Şevki DEMİRBAŞ

GAZI UNIVERSITY**INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY****December 1995****ABSTRACT**

Recently, the control of brushless dc motor has become very important in high performance servo applications, which require very fast responses. In this thesis, the position and phase currents of brushless dc motor were controlled by PI and hysteresis current feedback respectively. Three phase dynamic equations of the motor model were used. In this study, Matlab-Simulink package program was preferred to simulate all systems. The package program offers faster program preparations and gives high accurate results. The simulation results proved that the PI controlled brushless dc motor can be used successfully in high performance servo applications such as tracking and robots.

Key Words : Brushless dc motor, PI controller, position control,
hysteresis current controller, simulink

Science Code : 225.09.01

Page Number : 72

Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Güngör BAL

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca yakın ilgi ve yardımını esirgemeyen kıymetli hocam sayın Yrd. Doç. Dr. Güngör BAL' a ve beni böyle bir çalışmaya teşvik eden bütün arkadaşlarıma teşekkür eder, şükranlarımı sunarım.



SEMBOLLERİN LİSTESİ

R_a, R_b, R_c	: Stator faz dirençleri(Ω)
L_a, L_b, L_c	: Stator faz endüktansları(H)
L_{ab}, L_{ac}, L_{bc}	: Stator sargıları arasındaki ortak endüktans(H)
V_{AS}, V_{BS}, V_{CS}	: Stator faz gerilimleri(V)
V_{da}	: Evirici DA gerilimi(V)
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	: Stator faz akımları(A)
$i_{as}^*, i_{bs}^*, i_{cs}^*$	: Stator referans faz akımları(A)
i_{qs}^*, i_{ds}^*	: İki faz stator referans faz akımları(A)
e_a, e_b, e_c	: Zıt elektromotor kuvveti(V)
ω_r^*	: Rotor referans açısal hızı(rad/s)
ω_r	: Rotor açısal hızı(rad/s)
n_{rs}	: Rotor mekanik senkron hızı(d/d)
n_r	: Rotor mekanik hızı(d/d)
θ_r^*	: Referans rotor pozisyonu(rad)
θ_r	: Gerçek rotor pozisyonu(rad)
λ_m	: Rotor sabit manyetik akısı(weber)
M_e	: Motor elektromanyetik momenti(Nm)
M_y	: Yük momenti(Nm)
M_{max}	: Motorun maksimum momenti(Nm)
M_c	: Yük sabit momenti(Nm)
J_m, J_y	: Motor ve yük atalet momentleri(kg / m ²)

- B_m : Mekanik sönüm katsayısı
- k_1 : Sürtünme katsayısı
- k_2 : Moment katsayısı
- s_p : İstenilen pozisyon değeri(rad)
- t : Zaman(s)
- t_1, t_2, t_3 : İstenilen pozisyon değerine ulaşmak için geçen süre(s)
- k_{pp} : Pozisyon oransal kazancı
- k_{pi} : Pozisyon integral kazancı
- $k_{\omega p}$: Hız oransal kazancı
- $k_{\omega i}$: Hız integral kazancı

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1. Bazı manyetik malzemelerin karakteristik eğrileri	10
Şekil 2. 2. Elektrik alanı içine bırakılan bir metalde potansiyel farkın oluşumu	11
Şekil 2. 3. Hall elementin eşdeğer devresi	12
Şekil 2. 4. Fototransistörün eşdeğer devresi	13
Şekil 2. 5. Fırçasız DA servo motorun basit sürücü devresi	14
Şekil 2. 6. Fırçasız DA servomotorunda transistör tetikleme sırasına göre sargılardaki manyetik alanın yönü	15
Şekil 2. 7. Fırçasız DA servomotorda bileşke manyetik alanına göre rotor pozisyonu	16
Şekil 3. 1. Fırçasız DA servomotorlarda hall element ile rotor pozisyon bilgisinin ölçülmesi ve rotor pozisyonları	19
Şekil 3. 2. Bir evirici tarafından beslenen fırçasız DA servomotorun pozisyon kontrolü	20
Şekil 3. 3. Oransal+Integral kontrol devresi	22
Şekil 3. 4. Gerilim kaynaklı evirici devresi	23
Şekil 3. 5. Bir faz için histerisiz akım kontrol devresi	24
Şekil 3. 6. Bir faz için PWM akım kontrol devresi	26
Şekil 4. 1. Fırçasız DA servomotorun kontrol yapısı	27
Şekil 4. 2. Fırçasız DA motorunun eşdeğer devresi	28
Şekil 4. 3. Fırçasız DA motorunun blok diyagramı	34
Şekil 4. 4. Kontrol devresine uygulanan referans pozisyon sinyali	35

Şekil 4. 5. Akım kontrollu PWM gerilim kaynaklı evirici devresi	38
Şekil 4. 6. Evirici güç devresi	40
Şekil 4. 7. Simülasyonu yapılan sistemin simulink ile modellemesi	47
Şekil 4. 8. Referans pozisyon devresinin simulink ile modellemesi	48
Şekil 4. 9. PI devresinin simulink ile modellemesi	48
Şekil 4.10 Ters Park dönüştürücü devresinin simulink ile modellemesi	49
Şekil 4. 11. Akım kontrol devresinin simulink ile modellemesi	50
Şekil 4. 12. PWM gerilim kaynaklı eviricinin simulink ile modellemesi	51
Şekil 4. 13. Fırçasız DA motorun simulink ile modellemesi	52
Şekil 4.14. Yük devresinin simulink ile modellemesi	53
Şekil 4.15. Program akış diyağramı	56
Şekil 5. 1. Boşta çalışmada fırçasız DA motorun pozisyon, hız, elektromanyetik moment ve yük moment grafikleri	62
Şekil 5. 2. Boşta çalışmada fırçasız DA motorun gerilim, akım ve zıt EMK grafikleri	63
Şekil 5. 3. Yarı yükte fırçasız DA motorun pozisyon, hız, elektromanyetik moment ve yük moment grafikleri	64
Şekil 5. 4. Yarı yükte fırçasız DA motorun gerilim, akım ve zıt EMK grafikleri	65
Şekil 5. 5. Tam yükte fırçasız DA motorun pozisyon, hız, elektromanyetik moment ve yük moment grafikleri	66
Şekil 5. 6. Tam yükte fırçasız DA motorun gerilim, akım ve zıt EMK grafikleri	67

Şekil 5. 7. Darbeli yüklerde fırçasız DA motorun pozisyon, hız, elektromanyetik moment ve yük moment grafikleri	68
Şekil 5. 8. Darbeli yüklerde fırçasız DA motorun gerilim, akım ve zıt EMK grafikleri	69



1. GİRİŞ

Klasik elektrik makinalarından alternatif akım (AA) asenkron motorlar, AA senkron motorlar ve doğru akım (DA) motorları üzerine yapılan araştırmaların belirli bir doyum aşamasına gelmesinden sonra araştırmalar özel elektrik makinaları konusunda yoğunlaşmıştır. Fırçasız DA motorları, anahtarlama relüktans motorlar ve adım motorları özel elektrik makinalarından bazılarıdır.

Fırçalı tip elektrik makinaları (AA senkron motor, DA motor) maliyetinin yüksek olmasına rağmen bazı endüstriyel bağlantılarda fırçasız elektrik makinalarına (AA asenkron motor) tercih edilmiştir. Bunun nedeni dinamiklerinin basit ve bağımsız olmasıdır. Fırçasız tip elektrik makinalarının çok değişken, yüksek bağımlı ve doğrusal olmayan dinamikleri düzenlenerek sabit hız elde edilmesi ile meydana gelen motorlara günümüzde fırçasız DA motorları denilmektedir[Carroll 1993]. Fırçasız DA motoru aslında sürekli mıknatıslı bir senkron motordur. Sürekli mıknatıslı senkron motor DA kaynaktan beslenen bir evirici tarafından sürüldüğü zaman evirici-makina kombinasyonunun karakteristiği DA şönt motorun karakteristiğine benzediğinden dolayı fırçasız DA motor olarak adlandırılmıştır[Kenjo 1991],[Krause1986], [Krause1987].

Sürekli mıknatıslar 100 yılı aşkın bir süreden beri elektrik makinalarında kullanılmaktadır. Örneğin Gramme' nin 1870 yılında

dinamoelektrik makinasında uyarımı çelik şeritlerle sağladığı, 1900 yılında Edison' un sürekli mıknatıslı motor yaptığı bilinmektedir. Ancak o tarihlerde elde edilen sürekli mıknatıslar motor içinde gerekli akı yoğunluğunu sağlayamadığından dolayı bu konudaki çalışmalara bir süre ara verilmiştir. 1930' larda Alnico ve onu izleyen daha iyi özellikli mıknatıs türlerinin ortaya çıkması ile bu motorlar üzerine yapılan araştırmalar ivme kazanmıştır[Sezgin,1993]. Günümüzde, akı yoğunluğu ve zorlayıcı kuvvetleri yüksek olan Samaryum-Kobalt sürekli mıknatıslar fırçasız DA motorun rotorunda kullanılmaktadır.

Servomotorlar, özellikle hareket kontrolü gereken bağlantılarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Servomotor, aslında bir motor kontrol yöntemidir. Pozisyon ve hız kontrolü gereken uygulamalarda, pozisyon ve hız geri beslemesi kullanılarak sistemin davranışı ayarlanmaktadır. DA motorlarının verimi yüksek olup karakteristikleri servomotor olarak kullanıma uygundur[Kenjo1985]. Ancak bu motorlarda uyarımın fırça ve kollektörlerle sağlanması bir takım problemlerde beraberinde getirmektedir. Rotor kayıpları artmakta, sürekli bakım gerekmekte ve motorun ömrü az olmaktadır. Yarıiletken teknolojisinin gelişmesi ile birlikte AA servomotorlar DA servomotorlara ciddi rakip olmuşlardır[Pillay 1989], [Matsui1992]. AA servomotorlarda fırçasız DA motorların kullanılması aynı kapasitedeki fırçalı DA motorlarına göre bir çok üstünlüklere sahiptir. Bunlar; daha yüksek moment/ağırlık oranı, daha düşük rotor atalet momenti, daha az ısı kayıpları, daha iyi verim, daha küçük boyut, daha

basit yapı, daha sessiz çalışma, daha düşük imalat maliyeti, daha güvenilir ve uzun ömürlü olması olarak sayılabilir[Özdamar 1995]. Bu üstünlüklerinden dolayı yazıcılar (printerler), bilgisayarlarda sabit disk sürücüler ve floppy disk sürücüler, taşıtlarda hava sıcaklığı kontrolü, robotlar, nümerik kontrollü tezgahlar ve uzay aracı elemanları gibi yüksek performans uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır [Hashimoto1988], [Muir1985], [Hemati1992], [El-samahy1994], [Graham 1985]. Bu üstünlüklerinin yanında doğrusal olmayan karakteristiklerinden dolayı kontrollerinin daha karmaşık olması gibi dezavantajları vardır. Fırçasız DA motor kontrolünde yapısının basit ve sade olması nedeniyle genellikle oransal-integral (PI) kontrol yöntemi kullanılmaktadır [Ko1994].

Bu çalışmada PI kullanarak fırçasız DA motorun pozisyon kontrolünün simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Simülasyonda dinamik sistemlerin simülasyonu için hazırlanan "Simulink" paket programı Matlab programlama dili ile birlikte kullanılmıştır. Simulink ile yapılan modelleme, simülasyonu yapılan sistemin blok diyagramına benzediğinden dolayı modellenmesi çok kolaydır. Bununla birlikte diferansiyel denklemlerin çözümü, integral alma, türev alma gibi matematik işlemleri program içinde hazır olduğundan dolayı, kullanıcının yapabileceği muhtemel matematik hatalarında giderilmiştir. Modellemesi yapılan sistem bilgisayar ekranında görüldüğü için eğitim ve öğretimde kullanılması yararlı olacaktır.

Bu çalışmanın 1. bölümünde fırçasız DA motorları üzerine yapılan çalışmaların özeti verilmiştir. 2. bölümde ise fırçasız DA motorlarının

yapısı ve çalışma prensipleri anlatılmıştır. Simülasyonu yapılan sistemin kontrol yapısı 3. bölümde verilmiştir. 4. bölümde simülasyonu yapılan sistemin matematik modellemesi ve simulink ile modellemesi verilmiştir. Simülasyon çalışmasının sonuçları ve simülasyonda kullanılan motorun parametreleri 5. bölümde verilmiştir.

Fırçasız DA motor kontrolunda yüksek performanslı sürücülere ihtiyaç olduğundan dolayı sürücü devresinde hızlı anahtarlama yapan güç yarıiletkenlerinin kullanılması gerekmektedir. Bu da sistemin maliyetini artırmaktadır. Bu simülasyon çalışması ile sistem hakkında ön bilgi edinilmesi amaçlanmıştır.

1.1. Litaratür Özeti

Fırçasız DA motorları üzerine yapılan çalışmalar, motorda kullanılan sürekli mıknatıslar ve motorun kontrolu üzerinedir.

1983' de Demerdash iki farklı malzeme (Samaryum-Kobalt ve Ferrit) kullanarak aynı güçlü iki fırçasız DA motor gerçekleştirmiştir. Bu iki motoru aynı şartlar altında bir evirici ile sürerek motorların çalışmasını analiz etmiştir. Demerdash, yaptığı çalışmada rotorunda Samaryum-Kobalt sürekli mıknatıs kullanılan fırçasız DA motorun Ferrit rotorlu motora göre performansının daha iyi olduğu sonucuna varmıştır [Demerdash 1983].

1985' de Ilzuka evirici devresindeki güç yarıiletkenlerini bir bilgisayar ile tetikleyerek geri besleme kullanmadan fırçasız DA motorunun hız kontrolunu yapmıştır[Ilzuka 1985].

Muir 1985' te fırçasız DA motorlarının pozisyon kontrolunu gerçekleştirmiştir. Muir motor sürücüsü olarak PWM ve kontrol birimi olarak oransal kontrol yöntemini kullanmıştır[Muir 1985].

1989' da Pillay ve Krishnan yaptığı simülasyon çalışmasında sürekli mıknatıslı senkron motorları sürme devrelerine göre ikiye ayırmıştır. Pillay akımı ve zıt EMK' sı sinüsoidal olan motorları sürekli mıknatıslı senkron motor, akımı dikdörtgen ve zıt EMK' sı yamuk biçimli olan motorları da fırçasız DA motor olarak adlandırmıştır. Pillay sürekli mıknatıslı senkron motoru iki fazda modellerken, fırçasız DA motorlarını da üç fazda modellemiştir[Pillay 1989].

Matsui 1992' de sayısal sinyal işlemcilerini(DSP) kullanarak Ilzuka' nın yaptığı çalışmaya benzer bir çalışma yapmıştır. Matsui motora uygulanan üç faz akım sinyallerini aynı zamanda DSP' ye de uygulamış ve bu sinyalleri DSP ile gerçek hız sinyaline dönüştürmüştür. Referans hız sinyali ile gerçek hız sinyallerini karşılaştırarak bir hata sinyali üretmiş ve bu hata sinyalini PI' dan oluşan bir kontrol devresinden geçirmek suretiyle referans akımı bulmuştur[Matsui 1992].

Low sinüsoidal akım kontroluna alternatif olarak fırçasız DA motor kontrolunda moment kontrol yöntemini kullanmıştır. Low, moment kontrol

yöntemini pozisyon kontrolu ve hız kontrolunda denemiştir. Low, pozisyon kontrolunda değişken yapı yaklaşım yöntemini kullanmış ve hız kontrolunda da PI kullanmıştır[Low 1992].

1992' de Carlson fırçasız DA motorlarında faz dönüşümü sırasında momentde meydana gelen salınımları analiz etmiştir. Carlson, DA hattından sezilen akım ve motorun gerçek akımlarının sezilmesi olarak akım kontrollerini iki şekilde analiz etmiştir. Carlson' a göre DA hattından sezilen akımın kontrol yapısı basittir. Ancak, motor akımlarını sezerek yapılan kontrollarda momentteki salınımlar azaltılmaktadır[Carlson 1992].

1995' te Tezduyar ve bir grup bilim adamı Arçelik Araştırma Bölümünde değişik tahrik sistemleri üzerine araştırmalar yapmışlar ve çamaşır makinalarında en uygun tahrik sistemlerinden birinin fırçasız DA motorlu tahrik sistemi olduğunu saptanmışlardır[Tezduyar 1995].

2. FIRÇASIZ DA MOTORLARI

Klasik DA motorlarının verimi ve momentleri yüksek, karakteristikleride servomotor olarak kullanıma uygundur. Bu motorların en büyük dezavantajları; fırça ve kollektör gibi mekanik malzemelere ihtiyaç göstermeleridir. Motorun çalışması esnasında, fırçalar aşınmakta ve sık sık değiştirilmesi gerekmektedir. Ayrıca komütasyon esnasında meydana gelen arktan dolayı fırça ve kollektör bozulmaktadır. Bu yüzden motor çok sık bakım gerektirir.

Fırçasız DA motorları, karakteristik özellikleri bakımından tıpkı bir klasik DA motoru gibi çalışır. Rotoru sabit mıknatıstan yapılmış olup, uyarım sağlanması için fırça ve kollektör gibi yardımcı elemanlara ihtiyaç göstermez. Yüksek enerjili sabit mıknatısların bulunuşu, fırçasız DA motorlarının avantajları ile birleşince pekçok güç elektroniği uygulamalarında fırçasız DA motorlarının kullanımı hızla artmıştır[Öztura 1995]. Fırçasız DA motorlarında devir, DA kaynaktan beslenen evirici yardımıyla stator sargılarına akım vermek suretiyle ayarlanır. Motorun pozisyon bilgileri, pozisyon sensörleri tarafından sürücü devresine aktarılır. Sürücü devresindeki yarıiletken malzemeler, pozisyon bilgilerine göre tetiklenmek suretiyle motor, servomotor olarak kullanılır.

Çalışmanın bu bölümünde fırçasız DA motorlarının yapısı ve çalışma prensibi incelenecektir.

2.1. Fırçasız DA Motorlarının Yapısı

Fırçasız DA motorları, bir stator ve sürekli mıknatıslı bir rotordan meydana gelmiştir. Servomotorlarda pozisyon geri beslemesi pozisyon sensörleri tarafından yapılmaktadır.

2.1.1. Stator Yapısı

Fırçasız DA motorlarının stator yapıları, bir AA motoru gibidir. Stator çok oluklu olup, statorda dağıtılmış sargı çeşidi kullanılmaktadır. Klasik DA motorlarında olduğu gibi sargılar, bir diş etrafına sarılmak suretiyle gerçekleştirilen fırçasız DA motorları da vardır. Ancak rotor uygun şekilde tasarlanmadığı takdirde bu motorlardan düzgün devir elde edilemez.

2.1.2. Rotor Yapısı

Fırçasız DA motorlar da genellikle bir veya daha fazla mıknatıstan meydana gelen, sürekli mıknatıslı rotorlar kullanılmaktadır. Fakat anahtarlama relüktans motor olarak bilinen motor çeşidinde, sürekli mıknatıs kullanılmamaktadır[Kenjo 1991].

2.1.2.1. Kullanılan Mıknatıs Türleri

Bu çalışmanın asıl konusunu oluşturan, sürekli mıknatıslı fırçasız DA motorlarında kullanılan mıknatıs türleri:

- AlNiCo mıknatıslar
- Ferrit yada Seramik mıknatıslar
- Samaryum-Kobalt mıknatıslar

- **Alnico Mıknatıslar**

Alnico mıknatısların yüksek akı yoğunluğuna karşılık zorlayıcı kuvvetleri düşüktür. Bu sebepten dolayı mıknatısiyet özelliklerini kısa zamanda kaybetme riskleri vardır. Bu sakıncasından dolayı sürekli mıknatıslı rotor yapımında fazla kullanım alanına sahip değildir.

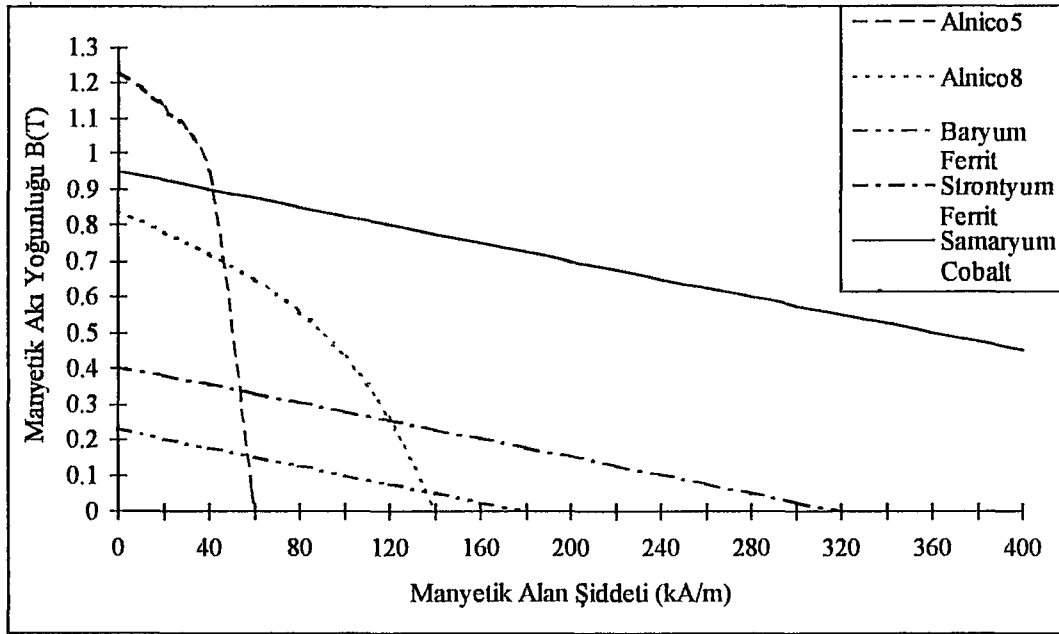
- **Ferrit yada Seramik Mıknatıslar**

Ferrit mıknatısların akı yoğunlukları ve zorlayıcı kuvvetleri yüksektir. Mıknatısiyet özelliklerini kaybetme riski yoktur. Maliyetlerinin düşük olması ve çok bulunan mıknatıs türü olması nedeniyle, sürekli mıknatıslı rotor yapımında yaygın olarak kullanılmaktadır.

- **Samaryum-Kobalt Mıknatıslar**

Manyetik özellikleri bakımından en iyi özelliğe sahip mıknatıslardır. Akı yoğunluğu ve zorlayıcı kuvveti çok fazladır. Tek dezavantajı ise az bulunan bir mıknatıs türü olması dolayısıyla maliyetinin yüksekliğidir.

Bazı manyetik malzemelerin karakteristik eğrileri şekil 2.1' de gösterilmiştir[Kenjo 1985].



Şekil 2.1. Bazı Manyetik Malzemelerin Karakteristik Eğrileri

2.1.2.2. Mıknatısların Yerleştirilişi

Sürekli mıknatıslı rotorlarda mıknatıslar, rotora değişik şekillerde yerleştirilir.

- Rotor yüzeyine yerleştirilebilir.
- Değişik yönlerde rotora yerleştirilebilir.
- Rotor tamamen mıknatıstan oluşabilir. Bu tip motorlarda akı yolunu belirlemek amacıyla kutup başlarına demir malzemeler yerleştirilir.

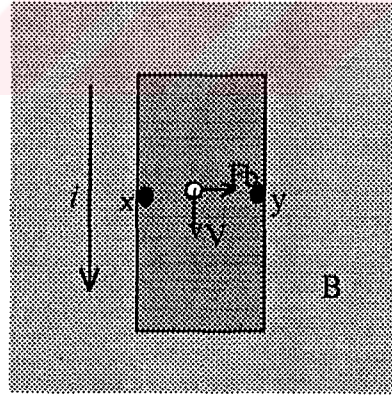
2.1.3. Pozisyon Sensörleri

Günümüzde fırçasız DA motorlarında kullanılan pozisyon sensörleri:

- Hall Elementler
- Fototransistörler yada fotodiyotlar
- Endüktans değişimine duyarlı endüktörler.

2.1.3.1. Hall Effect Sensörler

i.) **Hall Olayı:** Hall olayı, 1879 yılında Amerikan araştırmacı E.H.Hall tarafından bulunmuştur. İçinden i akımı geçen bakır bir tabakanın, yüzeyini B manyetik alanına dik gelecek şekilde yerleştirdiğimizde plakaya F_b saptırıcı kuvveti uygulanacaktır. Bu saptırıcı kuvvet plaka üzerindeki her bir yüke uygulanan kuvvetlerin bileşkesidir. Bu kuvvet plaka uçlarında bir potansiyel farkı meydana getirir. Şekil 2.2' de manyetik alan içerisine bırakılan bir metalde, potansiyel farkın oluşması gösterilmektedir.

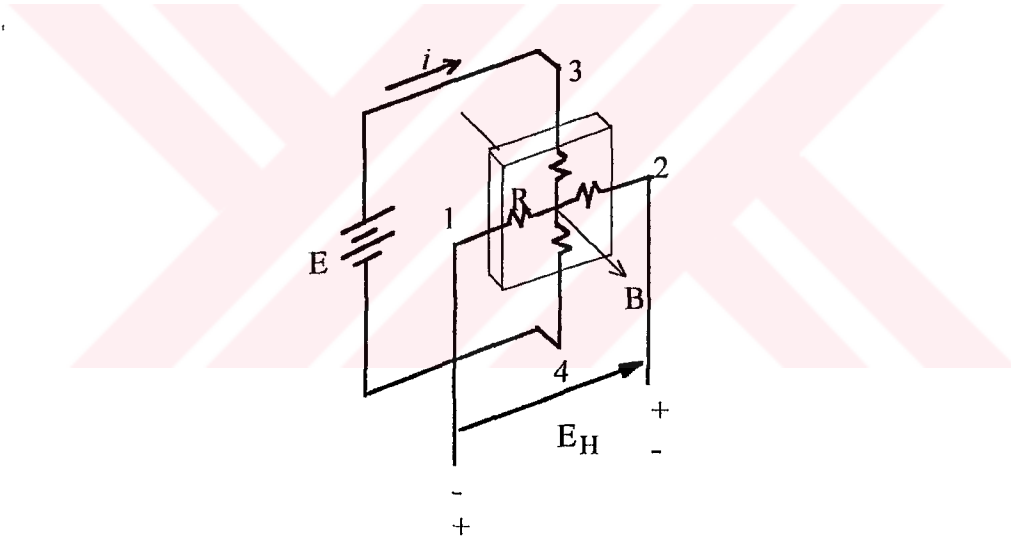


Şekil 2.2. Elektrik alanı içerisine bırakılan bir metalde potansiyel farkın meydana gelmesi.

Şekilde x-y noktaları arasında meydana gelen potansiyel farkı ile bir güç yarı iletkeni tetiklenebilir. Hall olayı yarıiletken malzemeler ile iletken malzemelerde kullanılmaktadır.

ii.) Hall Elementin Prensipleri

Hall elementler p tipi ve n tipi olmak üzere ikiye ayrılırlar. P tipi hall elementlerde boşluklar fazla iken, n tipi hall elementlerde de elektronlar fazladır. Şekil 2.3' de pozisyon ayarlamada kullanılan dört uçlu bir hall elementin eşdeğer devresi görülmektedir. Hall element, yüzeyi manyetik alana dik gelecek şekilde yerleştirilmiş ve içinden bir akım geçmektedir. 4 nolu uç referans alındığında 1 ve 2 nolu uçlarda sırası ile $E_H/2$ ve $-E_H/2$ potansiyel farkı meydana gelecektir. Manyetik alanın yönü değiştiğinde, potansiyel farkların polaritesi de değişecektir.

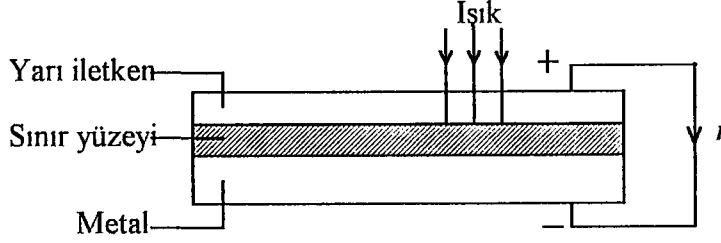


Şekil 2.3. Hall elementin eşdeğer devresi

Şekilde gösterilen hall element sabit mıknatıslı bir rotor yüzeyine yerleştirildiğinde, 1 ve 2 nolu uçlarda E_H hall gerilimi meydana gelir. Bu gerilim motor sürücüsündeki güç yarı iletkenlere uygulanmak suretiyle güç yarıiletkenler iletime geçirilirler.

2.1.4. Fototransistör

Fototransistörler, yüzeyine bir ışık temas ettiği zaman, gerilim meydana getiren elemanlardır. Şekil 2.4' de bir fototransistörün basit prensip şeması görülmektedir.



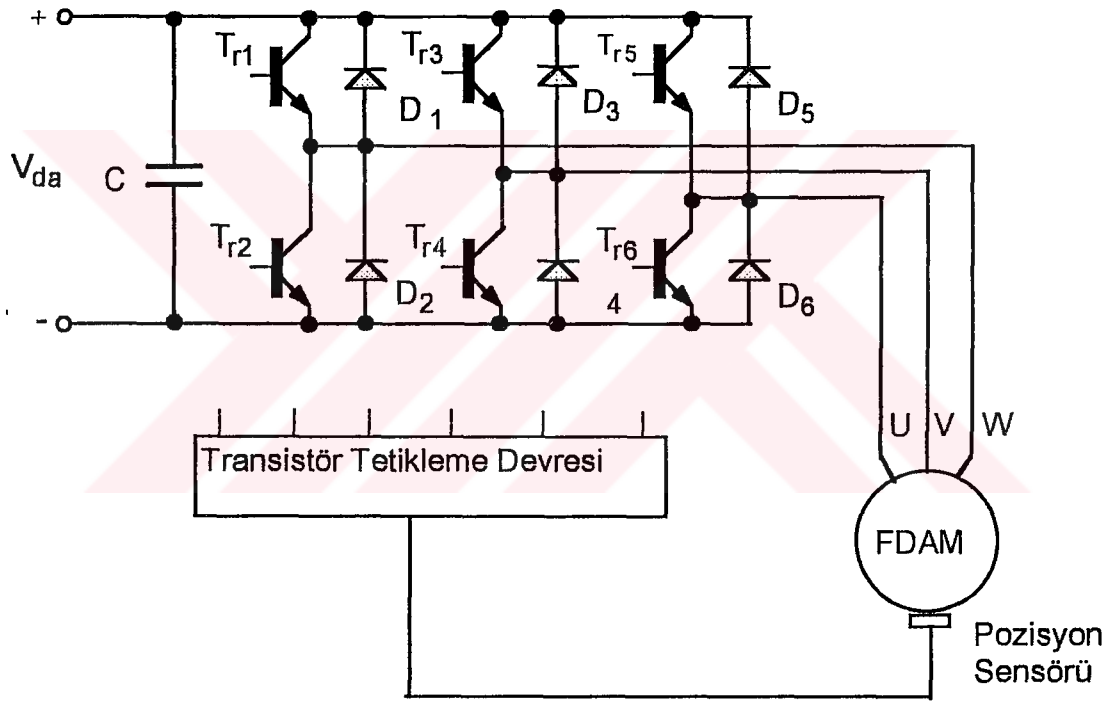
Şekil 2.4. Fototransistörün prensip şeması

Şekildeki devrede yarıiletken yüzeye temas eden ışık, yarıiletken üzerindeki elektronları metal yüzeye doğru iter. Bundan dolayı metal yüzeyde bir negatif potansiyel meydana gelir. Böylece metal yüzey ile yarıiletken arasında bir potansiyel farkı (EMK) meydana gelir. Bu potansiyel farkı 0.3 veya 0.5 volttan daha büyük olamaz. Fototransistörden elde edilen bu gerilim Fırçasız DA motor sürücüsündeki güç yarı iletkenleri tetiklemede kullanılır.

2.2. Fırçasız DA Motorlarının Çalışma Prensipleri

Fırçasız DA motorlarında devir, sargılara uygulanan akımın meydana getirdiği manyetik alanın sabit mıknatıslı rotoru etkilemesi sonucu elde edilir. Motor sargılarından sırası ile akım geçirmek suretiyle rotorun sürekli devri sağlanır. Bir evirici tarafından sürülen Fırçasız DA

motorlarında, güç yarı iletkenlerinin sırası ile tetiklenmesi sonucu sargılara akım verilir. Servomotorlarda pozisyon bilgileri, pozisyon sensörleri tarafından transistör tetikleme devresine gönderilir. Transistör tetikleme devresi pozisyon bilgilerine göre güç yarıiletkenlerini sırası ile tetikler. Fırçasız DA motorlarında güç yarıiletkenleri mikroişlemcilerle de tetiklenebilir. Bir servomotora ait sürücü devresi ve motorun devreye bağlanması şekil 2.5' de verilmiştir.

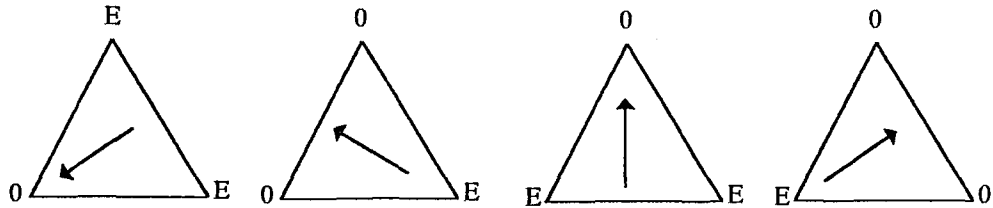


Şekil 2.5. Fırçasız DA servomotorun basit sürücü devresi

Şekilde T_{r1} , T_{r4} ve T_{r5} nolu transistörlerin iletimde olduğu kabul edilirse; bu durumda U-V ve W-V yönünde motor sargılarından bir akım geçecektir. Geçen bu akım sargılarda bir manyetik alan meydana getirir.

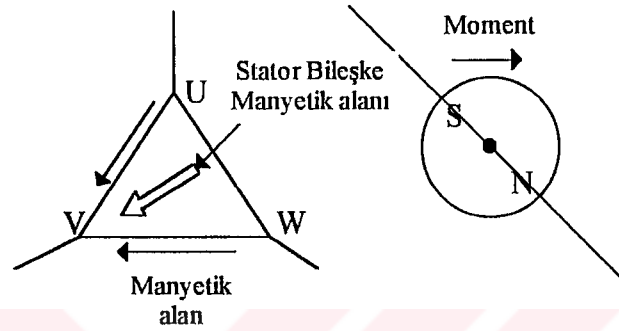
Stator sargılarında meydana gelen bileşke manyetik alan, rotor manyetik alanına 90° lik açıyla nüfuz etmektedir. Rotor manyetik alanına 90° lik açıyla nüfuz eden stator bileşke manyetik alanı, rotorda saat yönünde bir moment oluşmasına neden olacaktır. Bu momentten dolayı rotor 30° döner. Bu esnada pozisyon sensörü, rotor bilgilerini sürücü devresine iletir. T_{r5} transistörü kesime gider ve T_{r6} transistörü ilettime geçer. Böylece stator bileşke manyetik alanı saat yönünde 60° lik bir açıyla döner. Buna bağlı olarak rotorda 60° döner. Pozisyon sensörü rotorun pozisyonunu tekrar sürücüye aktarmak suretiyle T_{r4} transistörünü kesime götürür ve T_{r3} transistörünü ilettime geçirir. Transistörler bu şekilde ilettime ve kesime götürülmek suretiyle motorun sürekli hareketi sağlanır. Transistörlerin iletim ve kesim durumlarına göre stator bileşke manyetik alanının yönü Şekil 2.6' da gösterilmiştir.

Transistör / sıralama	1	2	3	4	5	6
Tr1	1	1	1	0	0	0
Tr2	0	0	0	1	1	1
Tr3	0	0	1	1	1	0
Tr4	1	1	0	0	0	1
Tr5	1	0	0	0	1	1
Tr6	0	1	1	1	0	0



Şekil 2.6. Transistör iletim-kesim durumlarına göre stator bileşke manyetik alanının değişimi.

Şekil 2.7' de sargılarda meydana gelen manyetik alanın yönü, stator bileşke manyetik alanının yönü ve rotor pozisyonu gösterilmektedir. Şekilde ince ok sargılardaki manyetik alanın yönünü, kalın ok ise stator bileşke alanının yönünü göstermektedir.



Şekil 2.7. Manyetik alan ile birlikte rotorun hareketi

Şekilde U ve W sargılarında bir gerilim vardır. V ucunda ise gerilim sıfırdır. Bu durumda devreden U-V ve W-V yönünde bir akım geçer ve bir manyetik alan meydana getirir. Meydana gelen manyetik alan, rotoru saat yönünde 30° civarında döndürür. Bu esnada U ve V sargılarının enerjisi kesilir, W sargısınada bir gerilim uygulanırsa stator bileşke manyetik alanı saat yönünde 60° dönecektir. Sargıların bu şekilde sırası ile enerjilenmesi ile rotorun sürekli hareketi sağlanır.

3. FIRÇASIZ DA MOTOR KONTROLU

Fırçasız DA motorları, daha fazla hareket gerektiren küçük ebatlı, endüstriyel bağlantılarda klasik DA motorlarına tercih edilmektedirler. Fırçasız DA motorlarının, klasik DA motorlara göre moment-hız karakteristiğinin kontrol edilmesi, atalet momentinin düşük olması, gücün sese oranının büyük olması ve sessiz çalışma gibi üstünlükleri vardır. Bununla birlikte; kontrol devresinde hızlı güç yarıiletkenlerine ihtiyaç gösterdiğinden dolayı tesis maliyetinin yüksek olması ve nonlineer karakteristiklerinden dolayı kontrollerinin zor olması gibi sakıncaları vardır.

Fırçasız DA servo motorları, yüksek performanslı sürücülere ihtiyaç gösterirler. Son günlerde fırçasız DA motorların performansını artırmak için çeşitli kontrol yöntemleri denenmiştir. Ancak fırçasız DA motor kontrolünde, yapısının basit ve sade olması nedeniyle genellikle oransal+integral (PI) kontrol kullanılmaktadır. Bu kontrol yöntemi servosistemlerde kullanıldığı zaman sistemin tepkisi hızlıdır. Ancak çok yüksek performans gerektiren izleme bağlantılarında kullanıldığı zaman büyük yüklerde izleme hatası bulunmaktadır[Ko 1994].

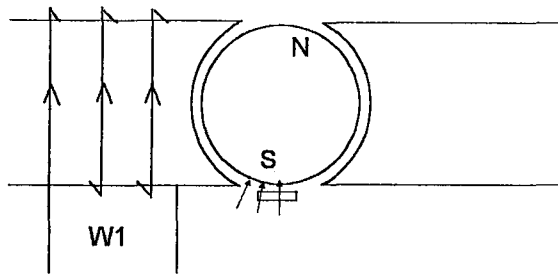
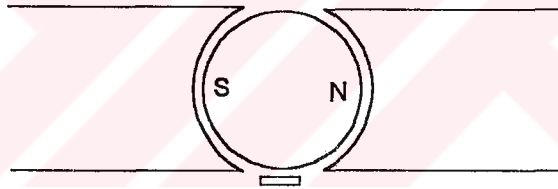
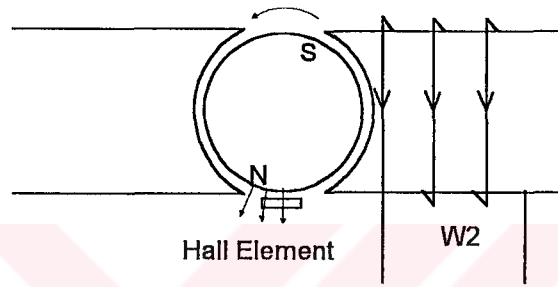
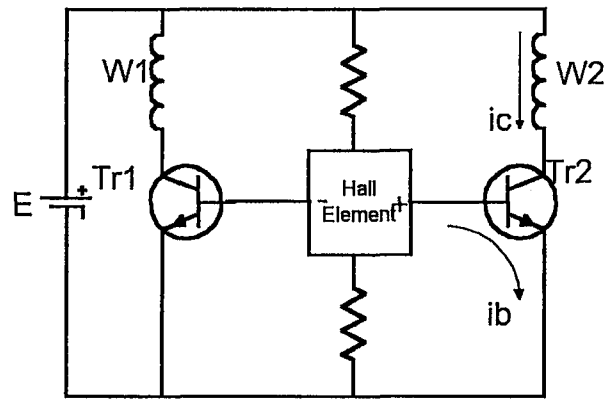
Bu bölümde PI kontrollu bir fırçasız DA servo motorun pozisyon kontrolu üzerinde durulacaktır.

3.1. Fırçasız DA Motorun Pozisyon Kontrolu

Pozisyon kontrolu yapılan sistemlerde pozisyon kontrolunun yapılabilmesi için sistem girişine bir referans pozisyon sinyali uygulanır. Bu referans pozisyon sinyali ile gerçek pozisyon sinyallerinin farkı alınarak elde edilen hata sinyali bir pozisyon kontrol edici devreye uygulanır.

3.1.1. Hall Element ile Pozisyon Bilgisinin Ölçülmesi

Pozisyon kontrolu için pozisyon bilgisine ihtiyaç vardır. Fırçasız DA motorlarında pozisyon bilgisi genellikle hall elementler ile ölçülür. Şekil 3.1' de iki sargılı basit fırçasız DA motorunda hall element ile pozisyon bilgisinin ölçülmesi ve rotor pozisyonları gösterilmiştir[Kenjo 1985]. Şekilde hall element, sürekli mıknatısın N kutbunu algıladığında T_{r2} transistörü ilettime geçer. Transistörün ilettime geçmesi ile W_2 sargısı enerjilenir ve rotor saat yönünün tersine döner. Hall Element manyetik alan dışında kaldığında sargılarda gerilim olmayacaktır. Ancak rotor momentten dolayı bir miktar ileriye gider ve hall element S kutbunu algılar. Bu durumda T_{r1} transistörü ilettime geçer ve W_1 sargısı enerjilenir.



Şekil 3.1. Fırçasız DA motorlarında hall element ile pozisyon bilgisinin ölçülmesi ve rotor pozisyonları

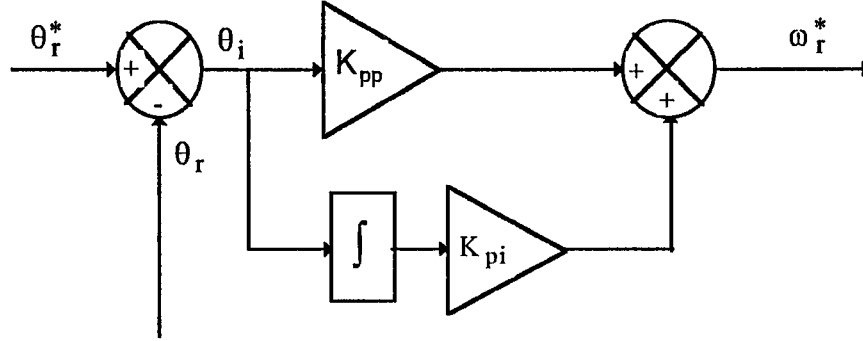
elde edilen hata sinyali, tekrar bir PI' dan oluşan kontrol devresine uygulanır.

Evirici frekansının değişmesi ile hızda meydana gelen salınımlar, PI ile giderilmektedir. Kontrol devresinin çıkışından, referans akımın moment bileşeni (i_{qs}^*) elde edilir. Sürekli mıknatıslı fırçasız DA motorlarında uyarım sürekli mıknatıslar tarafından karşılandığından dolayı sabit manyetik akıda çalışmada, akımın mıknatıslama bileşeni $i_{ds}^*=0$ kabul edilmektedir. i_{qs}^* ve i_{ds}^* akımlarına ters Park dönüşümü uygulanarak i_{as}^* , i_{bs}^* ve i_{cs}^* referans akımları bulunur. Ters Park dönüşümünün uygulanabilmesi için pozisyon bilgisine ihtiyaç vardır. Histerisiz akım kontrol edici, gerçek akım geri beslemesi kullanarak, stator akımını referans akıma yakın olmaya zorlar. Akım kontrolü, şekil 3.4' deki evirici devresinde bulunan T_{r1} - T_{r6} güç yarıiletkenlerinin anahtarlanması ile sağlanır.

3.3. Oransal+Integral Kontrol

Bu kontrol prensibinde, oransal ve integral kontrol prensibi birleştirilmiştir. Oransal (P) kontrol prensibinde "kararlı hal hatası" denilen bir kayma söz konusudur. Bu hata istenmeyen bir durumdur. Çünkü, sistem kararlı halde çalışırken, bir dış etki sonucunda kararsız hale gelebilir. PI kontrol sisteminde ise sistem başlangıçta bir salınım yapmakta ve kararlı hale gelmektedir.

Şekil 3.3' de oransal+integral kontrol sisteminin blok şeması verilmiştir.



Şekil 3.3. Oransal+Integral kontrol devresi

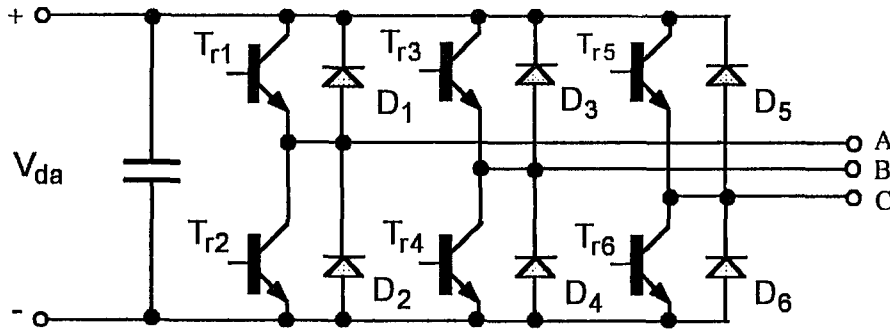
Bu kontrol prensibinde, kontrol birimi olarak elektronik bir integral alıcı bulunmakta ve hata sinyalinin zamana göre integrali alınarak, hata sinyaline eklenmektedir. Buna göre sistemin çıkışı:

$$\omega_r^* = K_{pp}(\theta_r^* - \theta_r) + K_{pi} \int_0^t (\theta_r^* - \theta_r) dt \quad (3.1)$$

olur.

3.4. Gerilim Kaynaklı Evirici

Fırçasız DA motorunu sürmek için tasarlanan sürücü güç devresi, şekil 3.4' de verilmiştir. 6 transistörden oluşan evirici devresi, yeteri kadar filitre edilmiş bir DA kaynaktan beslenmektedir. T_{r1} - T_{r6} güç yarı iletkenleri kullanılarak stator faz akımları kontrol edilmektedir.



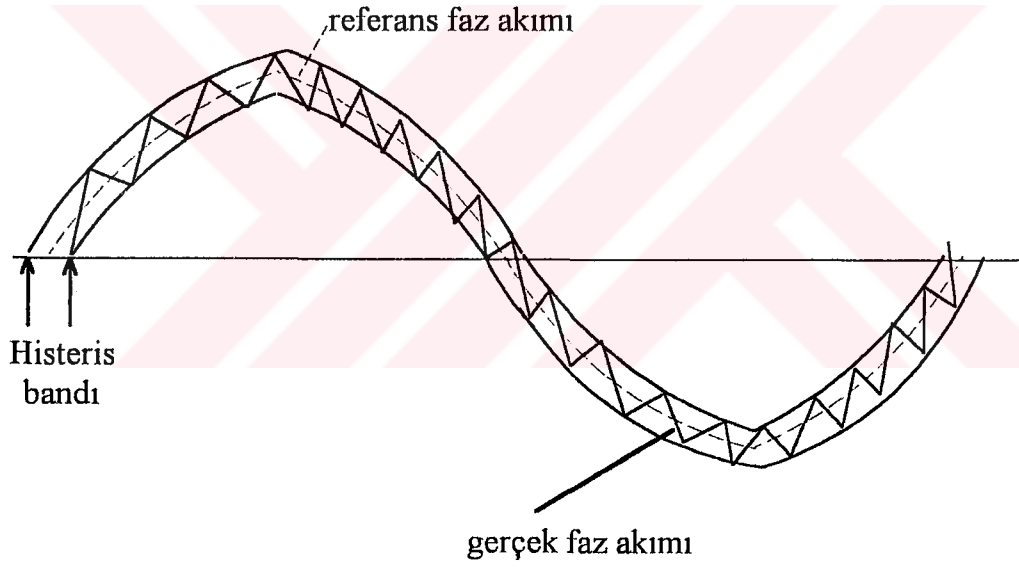
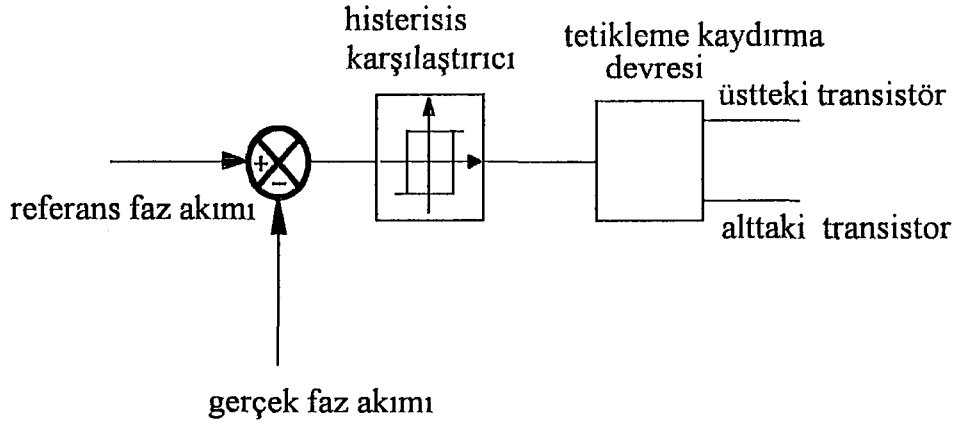
Şekil 3.4. Gerilim kaynaklı evirici devresi

3.5. Akım Kontrolü

3.4.1. Histerisiz Akım Kontrolü

Fırçasız DA motorlarında akım kontrolü şu şekilde yapılır. Motorun çektiği gerçek a, b ve c faz akımları ölçülür. Gerçek ve referans akımlar karşılaştırılarak bir hata sinyali üretilir. Bu karşılaştırma şekil 3.5' de gösterilmiştir[Bal 1993].

Şekilde a-fazı referans akımı i_{as}^* , $i_{as}^* + \Delta i$ ve $i_{as}^* - \Delta i$ eğrileri verilmiştir. Δi histerisiz aralığını temsil etmektedir. Histerisiz aralığı, gerçek akım değerinin, referans akımdan en fazla $\pm \Delta i$ kadar farklı olmasına müsaade eder. Şekil 3.4' deki evirici devresinde T_{r1} kapalı olduğu zaman, i_{as} faz akımı b ve c faz sargıları üzerinden geçerek, pozitif yönde artar.



Şekil 3.5. Bir faz için histerisiz akım kontrol devresi

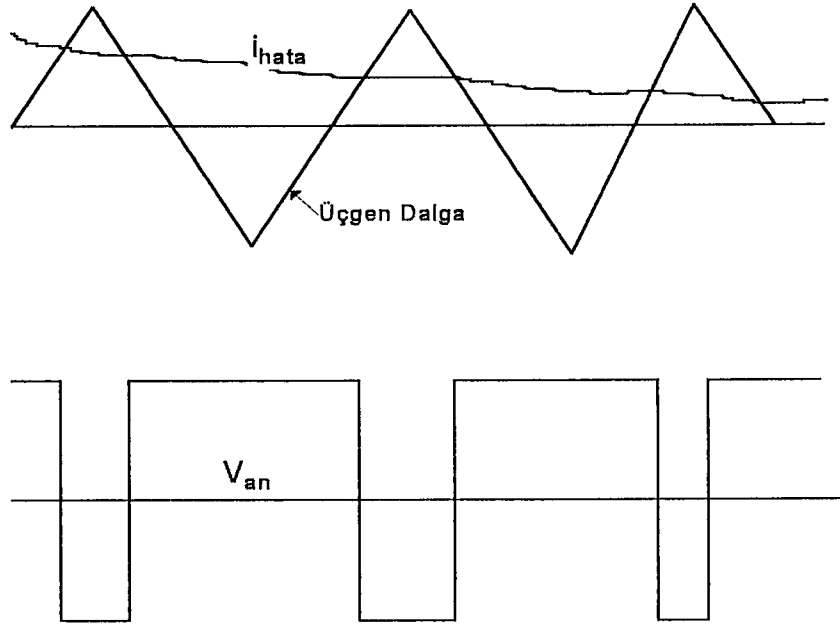
T_{r1} açıldığı anda akım aniden sıfır olamayacağı için, a faz akımı T_{r4} transistörüne paralel bağlı D_4 diyotu üzerinden geçmeye başlar. Bu işlem devam ederken a fazı gerilimi $+V_{da}/2$ den $-V_{da}/2$ ye geçer. Benzer işlem kapalı T_{r4} transistörü açıldığında da olur. Diğer iki fazda da aynı olaylar gerçekleşir.

Evirici devresindeki güç yarıiletkenlerini anahtarlama suretiyle faz akımları histerisiz aralığında tutulduğundan dolayı bu kontrol prensibine histerisiz akım kontrolü denilmektedir. Histerisiz aralığını dar tutmak suretiyle akım sinüs eğrisine daha yakın bir hale getirilebilir. Ancak bu durumda evirici anahtarlama frekansı artar. Bu da hızlı anahtarlama yapan yarıiletken güç elemanları gerektirmekte ve evirici kayıplarını artırmaktadır.

Sistemin kontrolü yönünden bakıldığında, histerisiz kontrolün PWM kontrole göre tepkisi hızlıdır, gecikme söz konusu değildir.

3.4.2. PWM Akım Kontrolü

Faz akımının kontrol edilmesinde kullanılan ikinci bir yöntem de darbe genişlik modülasyonu (PWM) ile akım kontrolüdür. Bu yöntemde stator fazlarına uygulanan gerçek akım ölçülerek, referans akımla karşılaştırılır. Böylece bir hata sinyali oluşturulur. Bu hata sinyali, üçgen dalga ile kare dalganın farkına benzer. Şekil 3.6' da dalga şekilleri gösterilmiştir.



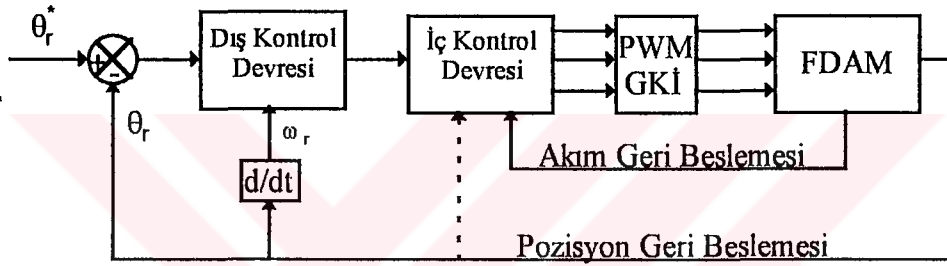
Şekil 3.6. PWM akım kontrolü

Eğer hata sinyali pozitif yönde ve üçgen dalgadan büyükse, gerilim pozitif yönde olacak şekilde güç yarıiletkenleri anahtarlama yapar. Eğer hata sinyali pozitif yönde ve üçgen dalgadan küçükse, gerilim negatif yönde olacak şekilde güç yarıiletkenleri anahtarlama yapar.

Şekil 3.4' deki yarıiletken güç devresinde, T_{r1} kapalı olduğunda V_{an} gerilim değeri $+V_{da}/2$ ye eşittir. Burada V_{da} eviriciye uygulanan gerilimi gösterir. T_{r1} açıldığı anda sargılardaki akım T_{r4} transistörüne bağlı D_4 diyotu üzerinden geçer. Bu durumda V_{an} değeri $-V_{da}/2$ olur. Aynı durum kapalı T_{r4} transistöründe de gerçekleşir. Gerilimin genliğinin pals uygulanarak ayarlanmasından dolayı bu yönteme PWM kontrol adı verilmiştir.

4. SİSTEMİN MODELLENMESİ VE SİMÜLASYONU

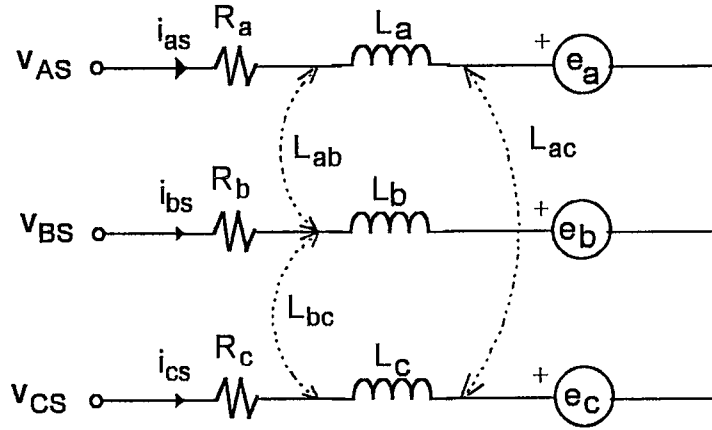
Bu bölümde, servosürücülü bir fırçasız DA motorunun dinamik simülasyonunun yapılabilmesi için gerekli matematik modelleri çıkartılacaktır. Dinamik simülasyonu yapılan sistemi üç ana bölümde incelemek mümkündür. Bu bölümler; fırçasız DA motor, dış kontrol devresi ve iç kontrol devresidir. Sistemin kontrol yapısı şekil 4.1' de gösterilmiştir[Charn 1993].



Şekil 4.1. Fırçasız DA servomotorun kontrol yapısı

4.1. Fırçasız DA Motor Modellemesi

Fırçasız DA motor modeli, yük ve motor modelini içerir. Bu çalışmada fırçasız DA motorunun üç faz matematik modeli kullanılmıştır. Motorun matematik modelinin çıkartılabilmesi için motorun eşdeğer devre şemasının bilinmesi gerekir. Şekil 4.2' de üç fazlı yıldız bağlı bir fırçasız DA motorunun eşdeğer devre şeması verilmiştir[Charlson 1992].



Şekil 4.2. Fırçasız DA motorun eşdeğer devresi

Şekilde;

R_a, R_b, R_c : Stator faz dirençleri (Ω)

L_a, L_b, L_c : Stator faz endüktansları (H)

L_{ab}, L_{bc}, L_{ca} : Stator faz sargıları arasındaki ortak endüktans (H)

e_a, e_b, e_c : Zıt elektromotor kuvveti (V)

v_{AS}, v_{BS}, v_{CS} : Stator faz gerilimleri (V)

i_{as}, i_{bs}, i_{cs} : Stator faz akımları (A)

Eşdeğer devreye göre motorun gerilim denklemi;

$$\begin{bmatrix} v_{AS} \\ v_{BS} \\ v_{CS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Bu çalışmada zıt EMK' nın sinüsoidal değiştiği kabul edilmiştir. Zıt EMK rotor hızına ve pozisyonuna bağlı bir değişkendir. Denklem 4.1' de zıt EMK;

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \omega_r \lambda_m \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

dir. Burada;

ω_r = Rotorun açısal hızı (rad/s)

θ_r = Rotorun pozisyonu (rad)

λ_m = Rotorun sabit manyetik akısı (weber).

Stator sargılarının dengeli sarıldığı kabul edilirse;

$$R_a = R_b = R_c = R$$

$$L_a = L_b = L_c = L$$

$$L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = M \quad (4.3)$$

yazılır. Bu taktirde denklem 4.1' deki gerilim denklemi;

$$\begin{bmatrix} v_{AS} \\ v_{BS} \\ v_{CS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

olur. Denklem düzenlenerek;

$$\begin{bmatrix} v_{AS} \\ v_{BS} \\ v_{CS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

halini alır.

Elektromanyetik moment;

$$M_e = (e_a \cdot i_{as} + e_b \cdot i_{bs} + e_c \cdot i_{cs}) / \omega_r \quad (4.6)$$

dir. Denklem 4.6 açısal hız cinsinden yazılırsa, elektromanyetik moment;

$$M_e = j\left(\frac{2}{P}\right) \frac{d}{dt} \omega_r + B_m \left(\frac{2}{P}\right) \omega_r + M_y \quad (4.7)$$

olur. Atalet momenti;

$$j = j_m + j_y \text{ dir.}$$

Burada;

M_e = Elektromanyetik Moment (Nm)

j_m = Motor atalet Momenti (kg/m^2)

j_y = Yük atalet Momenti (kg/m^2)

B_m = Sönüm Katsayısı

P = Çift Kutup Sayısı

M_y = Yük Momentidir.

Sönüm katsayısı (B_m) çok küçük bir değer olduğundan dolayı ihmal edilebilir. Bu taktirde denklem 4.7;

$$M_e = j\left(\frac{2}{P}\right) \frac{d}{dt} \omega_r + M_y \quad (4.8)$$

şeklinde yazılabilir. Yük momenti;

$$M_y = M_c \cdot u + k_1 \cdot n_r \frac{M_{\max}}{n_{rs}} + k_2 \cdot M_{\max} \quad (4.9)$$

eğer $\omega_r \geq M_c$ ve $\omega_r < -M_c$ ise $u=1$, diğer durumlarda ise $u=0$ olmaktadır.

Burada;

M_c : Sabit yük momenti(Nm)

k_1 : Sürtünme katsayısı

k_2 : Sabit kayıplar için moment katsayısı

$M_{\max}$: Motorun ürettiği maksimum elektromanyetik moment (Nm)

n_{rs} : Motorun senkron hızı (d/d)

n_r : Motorun mekanik hızı (d/d) dır.

Rötor pozisyonu;

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r dt \quad (4.10)$$

dir. Motorun dinamik simülasyonunun yapılabilmesi için denklem 4.5, 4.8 ve 4.10' un durum-uzayı şeklinde matematik modelinin çıkartılması gerekir. Sistemin durum-uzayı şeklindeki matematik modeli denklem 4.11' de verilmiştir.

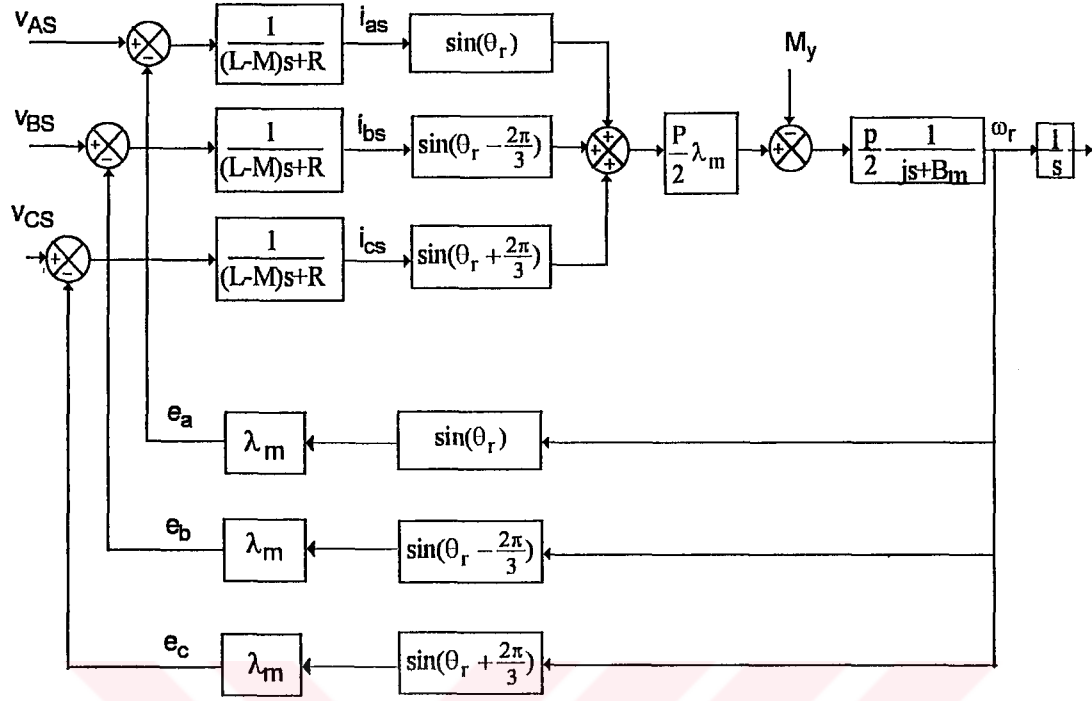
Burada;

$$M'_m = M_e - M_y \quad (4.12)$$

Durum-uzayı şeklinde matematik modellemesi yapılan motorun, dinamik simülasyonunu yapmak mümkündür. Motorun matematik modelinden yola çıkarak, fırçasız DA motorunun blok diyagramı şekil 4.3' deki gibi çizilebilir.

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L-M} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L-M} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L-M} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{p}{2j} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \\ M_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L-M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

(4.11)

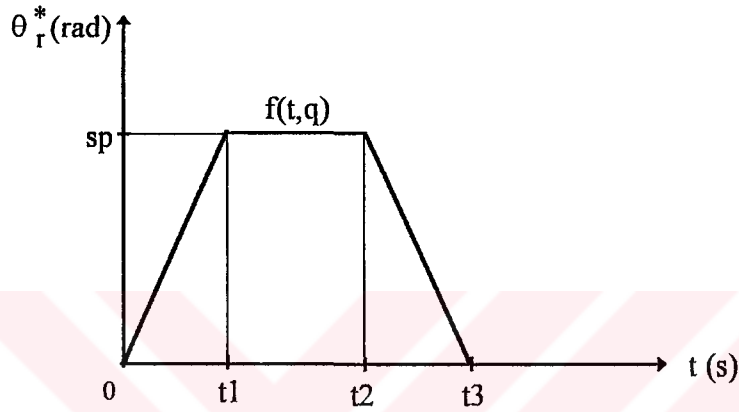


Şekil 4.3. Fırçasız DA motorun blok diyagramı

4.2. Dış Kontrol Devresinin Modellenmesi

Dış kontrol devresinde, kontrol devresine dışardan bir referans pozisyon sinyali uygulanır. Kontrol devresi referans pozisyon ile gerçek pozisyonunun farkını almak suretiyle bir hata sinyali üretir. Bu hata sinyali bir PI' dan geçirilerek referans hız üretilir. Üretilen referans hız ile gerçek hızın farkları alınarak üretilen hata sinyali tekrar bir PI' dan geçirilmek suretiyle referans akımın moment bileşeni (i_{qs}^*) bulunur.

Bu çalışmada kontrol devresi girişine zamanla doğrusal değişen, rampa biçimli bir referans pozisyon sinyali uygulanmıştır. Kontrol devresine uygulanan referans pozisyon sinyali şekil 4.4' de verilmiştir.



Şekil 4.4. Kontrol devresine uygulanan referans pozisyon sinyali

Şekilde;

θ_r^* : Referans pozisyon

sp : istenilen pozisyon değeri

t : zaman

t1, t2, t3 : istenilen pozisyon değerini elde etmek için geçen süredir.

İleri yönde referans pozisyon;

$$\theta_r^* = sp \cdot t / t \quad (4.13)$$

eğer $t > t_1$ ise $\theta_r^* = sp$ dir.

Geri yönde referans pozisyon;

$$\theta_r^* = sp + \frac{-sp(t - t_2)}{t_3 - t_2} \quad (4.14)$$

eğer $t > t_3$ ise $\theta_r^* = 0$ dir.

PI denklemleri kullanılarak referans hız;

$$\omega_r^* = K_{pp}(\theta_r^* - \theta_r) + K_{pi} \int_0^t (\theta_r^* - \theta_r) dt \quad (4.15)$$

olarak bulunur.

Burada;

ω_r^* = Referans hız

K_{pp} = Oransal kazanç

θ_r^* = Referans pozisyon

θ_r = Gerçek pozisyon

K_{pi} = Integral kazancı

Referans akımın moment bileşeni;

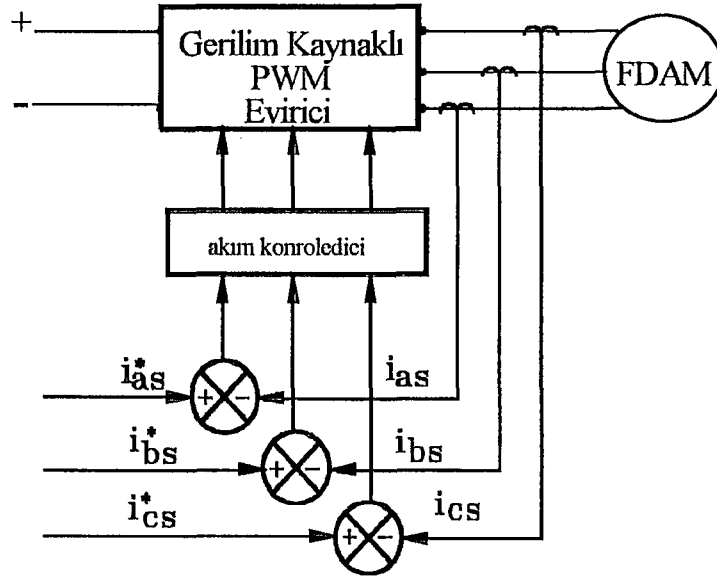
$$i_{qs}^* = K_{\omega p}(\omega_r^* - \omega_r) + K_{\omega i} \int_0^t (\omega_r^* - \omega_r) dt \quad (4.16)$$

şeklinde bulunabilir.

Düzgün manyetik akıda, referans akımın mıknatıslama bileşeni $i_{ds}^* = 0$ kabul edilmiştir.

4.3. İç Kontrol Devresi Modellemesi

İç kontrol devresi, akım kontrollerini ve gerilim kaynaklı eviriciyi kapsamaktadır. Şekil 4.5' de iç kontrol devresinin blok şeması verilmiştir. Bu bölümde, referans akımlara ters Park dönüşümü uygulanmak suretiyle üç faz referans akımları i_{as}^* , i_{bs}^* ve i_{cs}^* bulunur. Elde edilen referans akımlar ile gerçek akımların farkı alınarak bir histerisiz bandından geçirilir. Histerisiz bandı güç devresindeki yarıiletken elemanları uygun şekilde tetikleyerek gerçek akımın referans akıma yakın olmasını sağlar.



Şekil 4.5. Akım kontrollu PWM evirici devresi

i_{qs}^* ve i_{ds}^* akımlarına ters Park dönüşümü uygulanmak suretiyle bulunan üç faz referans akımları;

$$\begin{bmatrix} i_{as}^* \\ i_{bs}^* \\ i_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \\ i_{0s}^* \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

olur.

Burada, i_{ds}^* ve $i_{0s}^* = 0$ olduğundan denklem 4.17;

$$\begin{bmatrix} i_{as}^* \\ i_{bs}^* \\ i_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta_r \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^* \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

şeklinde yazılabilir.

Bu çalışmada kullanılan üç faz köprü tipi gerilim kaynaklı eviricinin eşdeğer devresi şekil 4.6' da verilmiştir[Bal 1993].

Şekilde eviricinin 0 noktası ile a, b ve c fazları arasında bir gerilim vardır. Bu gerilim kutup gerilimi olarak adlandırılır ve v_{A0} , v_{B0} ve v_{C0} ile gösterilir. Üç faz yıldız bağlı dengeli yüklerde faz akımlarının ve gerilimlerinin toplamı sıfırdır.

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (4.19)$$

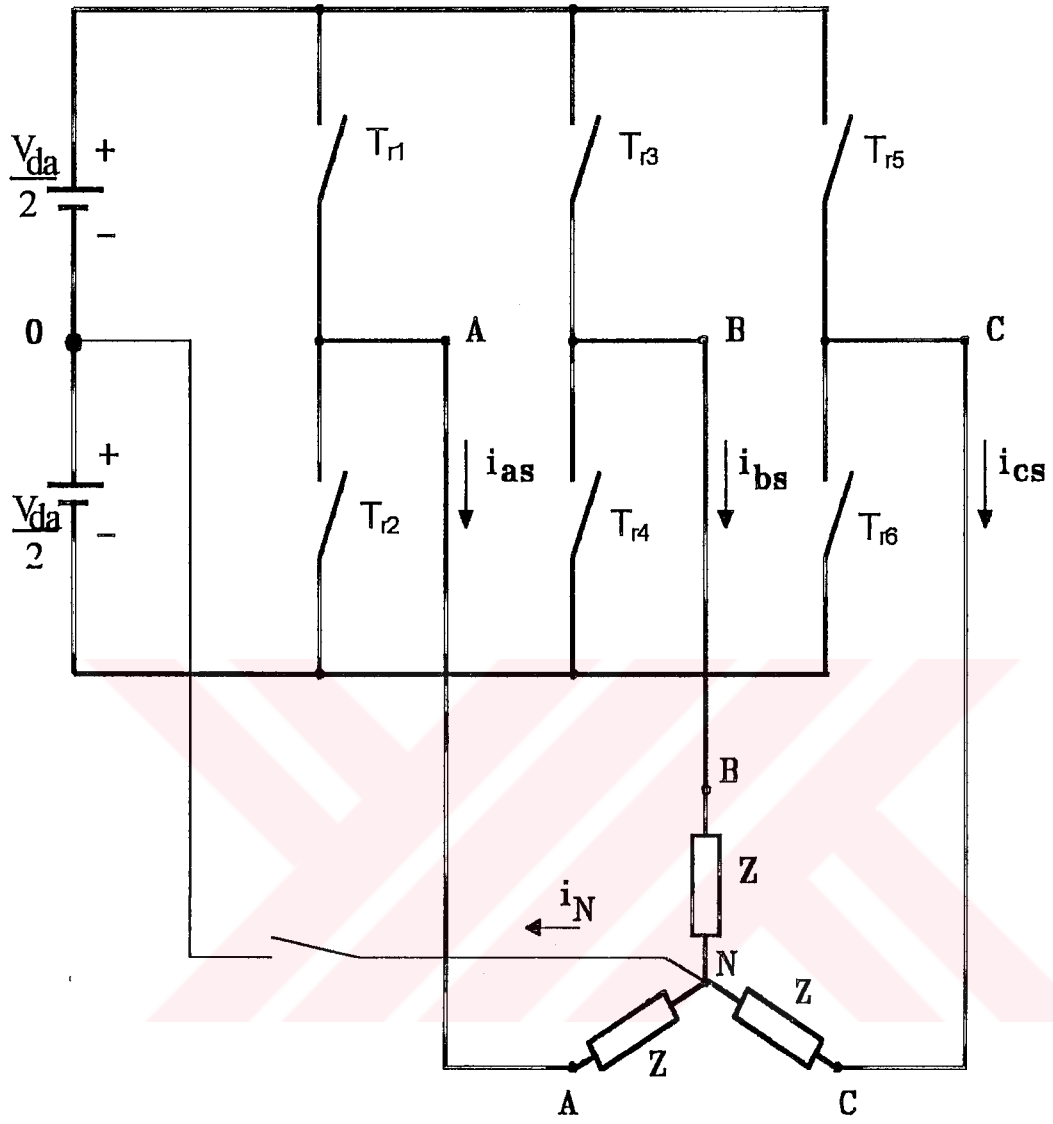
$$v_{AS} + v_{BS} + v_{CS} = 0 \quad (4.20)$$

Kutup gerilimleri;

$$v_{A0} = v_{AS} + v_{N0}$$

$$v_{B0} = v_{BS} + v_{N0}$$

$$v_{C0} = v_{CS} + v_{N0} \quad (4.21)$$



Şekil 4.6. Evirici güç devresi

Denklemler 4.20' den;

$$V_{A0} + V_{B0} + V_{C0} = (V_{AS} + V_{BS} + V_{CS}) + 3V_{N0} \quad (4.22)$$

Denklemler 3.18' den yola çıkarak;

$$V_{N0} = \frac{1}{3}(V_{A0} + V_{B0} + V_{C0}) \quad (4.23)$$

bulunur. Faz gerilimleri;

$$V_{AS} = V_{A0} - V_{N0} = \frac{1}{3}(2V_{A0} - V_{B0} - V_{C0}) \quad (4.24)$$

$$V_{BS} = V_{B0} - V_{N0} = \frac{1}{3}(-V_{A0} + 2V_{B0} - V_{C0}) \quad (4.25)$$

$$V_{CS} = V_{C0} - V_{N0} = \frac{1}{3}(-V_{A0} - V_{B0} + 2V_{C0}) \quad (4.26)$$

Hat gerilimleri;

$$V_{AB} = V_{A0} - V_{B0}$$

$$V_{BC} = V_{B0} - V_{C0}$$

$$V_{CA} = V_{C0} - V_{A0}$$

olur.

4.4. Simülasyonda Kullanılan Programın Tanıtılması

Bu çalışmada dinamik sistemlerin simülasyonu için geliştirilen "Simulink" paket programı Matlab® programlama dili ile birlikte kullanılmıştır. Simulink Windows altında çalışır ve Windows' un bütün kolaylıklarından faydalanır. Programın çalıştırılması ve kullanımı kolaydır. Program içinde bulunan blokların yeni bir çalışma alanına taşınması suretiyle sistemin blok diyagramına benzer bloklar oluşturulur. "Simulation" menüsünden "start" komutu seçilerek program çalıştırılır. Programı durdurmak istenildiği zaman "simulation" menüsünden "stop" komutu seçilir. Simülasyon sonuçları program içinde bulunan "scope" blokundan veya verileri matlab çalışma alanına aktararak çizim komutu ile grafik penceresinden görebiliriz.

4.4.1. Simulink Menüleri

Simulink menüleri, aktif durumdaki simulink penceresi üzerinde bulunur. Bu menüler içinde bulunan komutlar kullanılarak çeşitli işlemler yapmak mümkündür. Bu bölümde menüler içinde bulunan komutlar ve görevleri kısaca tanıtılacaktır.

i.) File Menüsü

New : Yeni bir çalışma alanı oluşturmak için kullanılan komuttur.

Open : Diskte kayıtlı dosyaları çağırmak için kullanılan komuttur.

Close : Aktif durumdaki simulink penceresini kapatmak için kullanılan komuttur.

Save : Üzerinde çalışılan dosyayı aynı isimle diske kaydetmek için kullanılan komuttur.

Save As : Üzerinde çalışılan dosyayı başka bir isimle diske kaydetmek için kullanılan komuttur.

Print : Üzerinde çalışılan dosyada bulunan şekillerin yazıcıdan çıktısını almak için kullanılan komuttur.

Printer Setup : Kullanılan yazıcıyı seçmek ve sayfa düzenlemesi yapmak için kullanılan komuttur.

Exit : Bağlı bulunulan sistemden çıkmak için kullanılan komuttur.

ii.) Edit Menüsü

Cut : Seçilen nesneyi başka bir ortama taşımak için kullanılan komuttur.

Copy : Seçilen nesnenin kopyalanması için kullanılan komuttur.

Paste : Kopyalanan yada taşınacak olan nesneyi yapıştırmak için kullanılan komuttur.

Clear : Seçilen nesneyi silmek için kullanılan komuttur.

Select All : Aktif durumda ki pencere içinde bulunan nesnelerin tamamını seçmek için kullanılan komuttur.

iii.) Option Menüsü

Group : Seçilen birden fazla nesneyi bir blok halinde göstermek için kullanılan komuttur.

Ungroup : Grup bloku haline getirilen blokları ayırmak için kullanılan komuttur.

Mask : Bir grup haline getirilen bloğun içinde bulunan sembolleri tanımlamak için kullanılan komuttur.

Unmask : Bir grup halindeki bloğun alt sistemlerini görmek için kullanılan komuttur.

Flip Horizontal : Seçilen bloğu aynı eksen etrafında 180° döndürmek için kullanılan komuttur.

Rotate : Seçilen bloğu 90° aralıkla döndürmek için kullanılan komuttur.

iv.) Simulation Menüsü

Start : Simülasyonu başlatmak için kullanılan komuttur. Simülasyon başladığı zaman "start" komutunun yerini "stop" komutu alır. Stop komutu simülasyonu durdurmak için kullanılan komuttur.

Restart : Devam etmekte olan simulasyonu yeniden başlatmak için kullanılan komuttur.

Pause : Simülasyonu kısa süreli durdurmak için kullanılır.

Parameters : Simülasyonda kullanılan parametreleri ayarlamak için kullanılan komuttur.

4.4.2. Programda Kullanılan Bloklar

Bu çalışmada kullanılan bloklar ve görevleri şu şekildedir [Math Works1992].

Clock : Sistemde, simülasyon zamanını belirleme de kullanılan bloktur.

Constant : Sisteme sabit sinyal uygulamak için kullanılan bloktur.

Sum : Girişteki sinyalleri toplayarak çıkış veren bloktur.

Gain : Sabit kazanç elde etmek için kullanılan bloktur.

Integrator : Girişteki sinyalin integralini alarak çıkış veren bloktur.

Fcn : Genel amaçlı kullanılan fonksiyon blokudur. Giriş sinyaline blok içinde aritmetik işlemler uygulanarak çıkıştan istenilen değerde sinyal alınır.

Saturation: Sınırlama bloğudur. Girişteki fonksiyon değerini belirli bir sınırın üstüne geçirmez.

Switch : Giriş sinyalinin değerine göre iki değer arasında anahtarlama yapar.

Backlash : Histerisiz aralığını ayarlayan bloktur.

Mux : Girişteki grup halindeki fonksiyonları tek tek sırası ile seçerek çıkışına uygulayan bloktur.

Inport : Bir grup haline getirilmiş bloklara dışardan sinyal uygulamak için kullanılan bloktur.

Outport : Bir grup haline getirilen blokların çıkış sinyalinin dışardan bağlanan bloklara iletilmesini sağlayan bloktur.

Scope : Simülasyon esnasında meydana gelen sinyalleri gösteren bloktur.

To Workspace : Bir matrise veri yazan bloktur. Simülasyon süresi sonunda, matlab çalışma alanında bu veriler okutulur ve oluşan sinyaller grafik penceresinde çizdirilir.

Relation operator: Giriş fonksiyonlarına göre çıkışı 1 veya 0 yapan bloktur.

4.5. Simulink Programı ile Sistemin Modellenmesi ve Simülasyonu

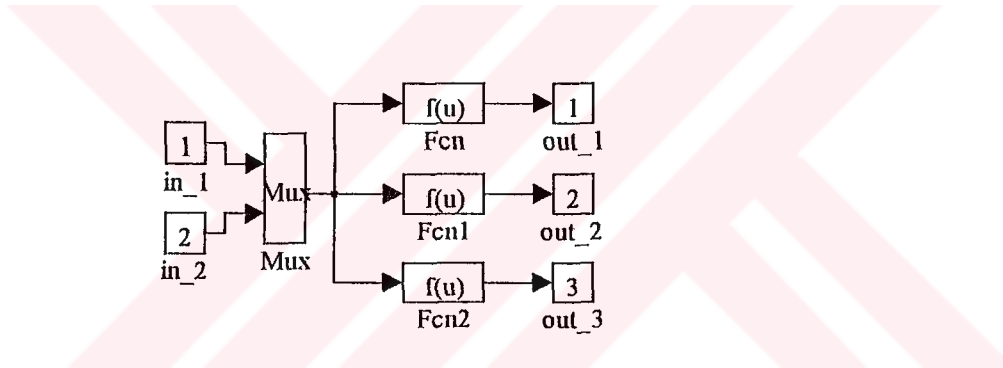
4.5.1. Sistemin Modellenmesi

Bu çalışmada simülasyonu yapılan sistemin, Simulink programı ile yapılan modellemesi şekil 4.7' de verilmiştir. Model; referans pozisyon, PI, ters Park dönüştürücü, akım kontrol devresi, evirici, yük ve fırçasız DA motor

Şekilde 1 nolu giriş ucuna referans sinyal, 2 nolu giriş ucuna gerçek sinyal uygulanır. "Sum" bloğu bu sinyallerin farkını alarak hata sinyalini üretir. Bu hata sinyali birbirine paralel bağlı bir kazanç bloğu ve integral alıcı devreden geçirilir. Daha sonra bir "sum" bloğu ile bu iki sinyal toplanarak çıkıştan yeni bir referans sinyali elde edilir.

4.5.1.3. Ters Park Dönüştürücü Devresi

Şekil 4.10' da "Simulink" ile ters Park dönüştürücünün modellenmesi verilmiştir. Modelleme denklem 4.18 kullanılarak yapılmıştır.

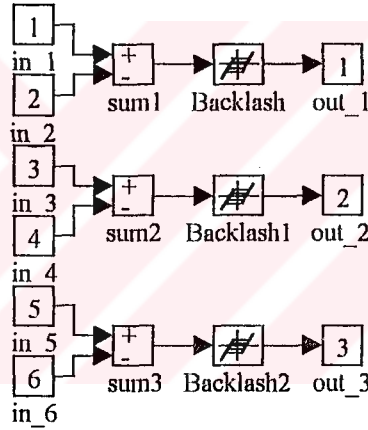


Şekil 4.10. Ters Park dönüştürücünün simulink ile modellenmesi

Şekilde 1 nolu giriş ucundan referans akımın moment bileşeni i_{qs}^* ve 2 nolu giriş ucundan gerçek pozisyon θ_r sinyalleri uygulanmıştır. Denklem 4.18 fonksiyon blokları içinde çözdürülerek çıkış uçlarından üç faz referans akımları i_{as}^* , i_{bs}^* ve i_{cs}^* elde edilmiştir.

4.5.1.4. Akım Kontrol Devresi

Akım kontrol devresinin "Simulink" ile modellenmesi şekil 4.11' de verilmiştir. Referans akım sinyalleri şekildeki 1, 3 ve 5 nolu giriş uçlarına, gerçek akım sinyalleri ise 2, 4 ve 6 nolu giriş uçlarına uygulanmaktadır. "Sum" blokları referans faz akımları ile gerçek faz akımlarının farkını alarak bir hata sinyalleri üretirler. Bu hata sinyalleri "backlash" (histerisiz) bloğundan geçirilerek, gerçek akım referans akıma yakın olmaya zorlanır.



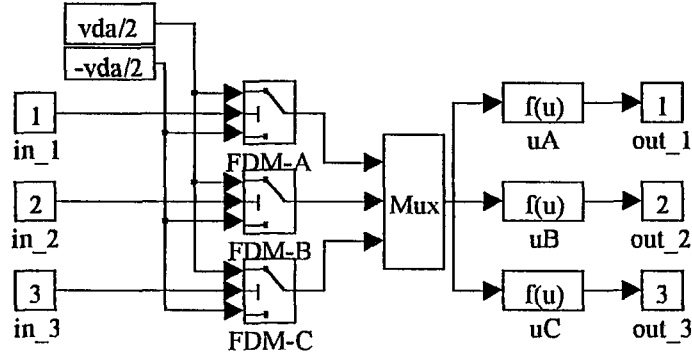
Şekil 4.11. Akım kontrol devresinin Simulink ile modellenmesi

4.5.1.5. Evirici Devresi

Şekil 4.12' de evirici devresinin "Simulink" ile yapılan modellemesi verilmiştir. Histerisiz bandından gelen sinyaller "switch" bloklarına uygulanır.

"Switch" blokları uygulanan sinyalin durumuna göre $\frac{V_{da}}{2}$ ve $-\frac{V_{da}}{2}$ değerleri arasında anahtarlama yapar. "Switch" bloğunun çıkışından elde edilen

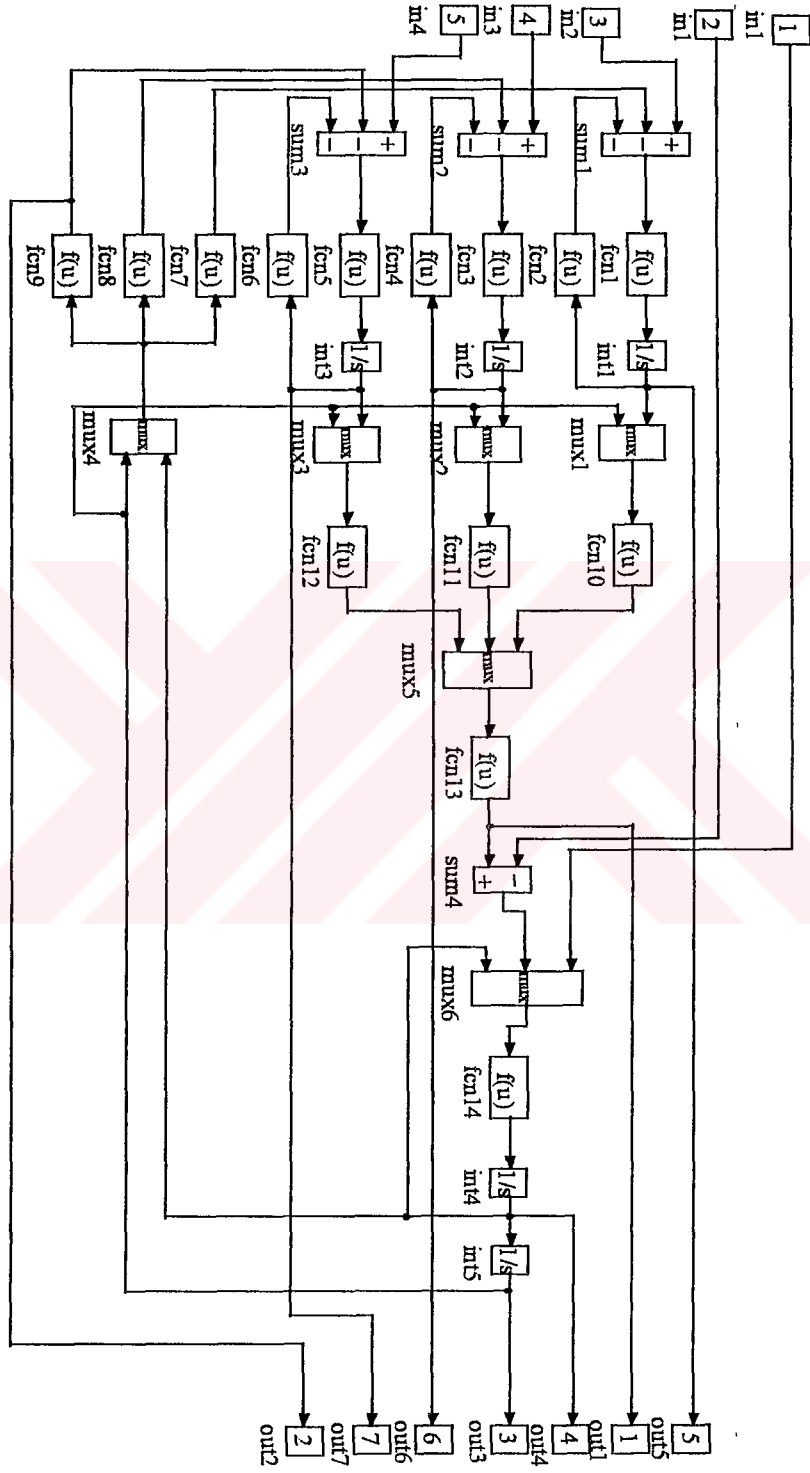
sinyaller bir "mux" bloğundan geçirilerek "fcn" bloğuna iletilir. Denklem 4.24, 4.25 ve 4.26 "fcn" bloğu içinde çözdürülerek faz gerilim sinyalleri elde edilir.



Şekil 4.12. PWM Gerilim Kaynaklı Eviricinin Simulink ile Modellenmesi

4.5.1.6. Fırçasız DA Motor Devresi

Fırçasız DA motorun "Simulink" ile modellemesi şekil 4.13' de verilmiştir. Şekilde evirici çıkışından elde edilen faz gerilim sinyalleri 3, 4 ve 5 nolu giriş uçlarından motor devresine uygulanır. 1, 2, 3, 4, 5 ve 6 nolu fonksiyon blokları kullanılarak akım denklemleri çözülür ve akım sinyalleri elde edilir. Akım sinyallerine 13 nolu fonksiyon bloğunda denklem 4.6 uygulanarak moment sinyali elde edilir. Elde edilen moment sinyali ile 2 nolu giriş ucundan uygulanan yük moment sinyalinin farkları alınarak 14 nolu fonksiyon bloğu içerisinde hız sinyaline dönüştürülür. Hızın hesaplanması için gerekli olan atalet momenti sinyali 1 nolu girişten motor modeline uygulanır. Hız sinyalinin integrali alınmak suretiyle pozisyon sinyali elde edilir.

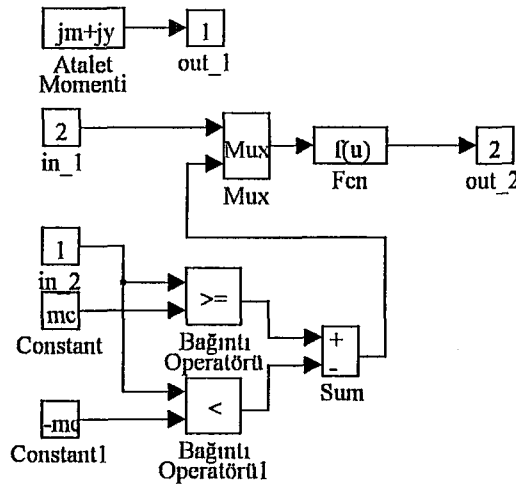


Şekil 4.13. Fırçasız DA motor modeli

7, 8 ve 9 nolu fonksiyon bloklarında ise zıt EMK hesaplanmaktadır. 5, 6 ve 7 nolu çıkış uçlarından akım sinyalleri, 4 nolu çıkış ucundan açısal hız sinyali, 1 nolu çıkış ucundan elektromanyetik moment sinyali, 3 nolu çıkış ucundan pozisyon sinyali ve 2 nolu çıkış ucundan da zıt EMK sinyali ölçülür.

4.5.1.7. Yük Devresi

Şekil 4.14' de motora uygulanan yükün simulink ile modellemesi verilmiştir. Şekilde 2 nolu girişten mekanik hız sinyali, 1 nolu girişte açısal hız sinyali uygulanmaktadır. Açısal hız sinyaline sabit yük momentine göre bağıntı operatörü uygulanarak çıkışın 1 veya 0 olması sağlanır. Fonksiyon bloku içerisinde denklem 4.9 çözdürülerek çıkış yük momenti olarak motora uygulanır. Motor atalet moment ve yük atalet moment sinyalleri "constant" bloğundan motora uygulamaktadır.



Şekil 4.14. Yük devresinin Simulink ile modellenmesi

4.5.1.8. Grup Bloklarının Oluşturulması

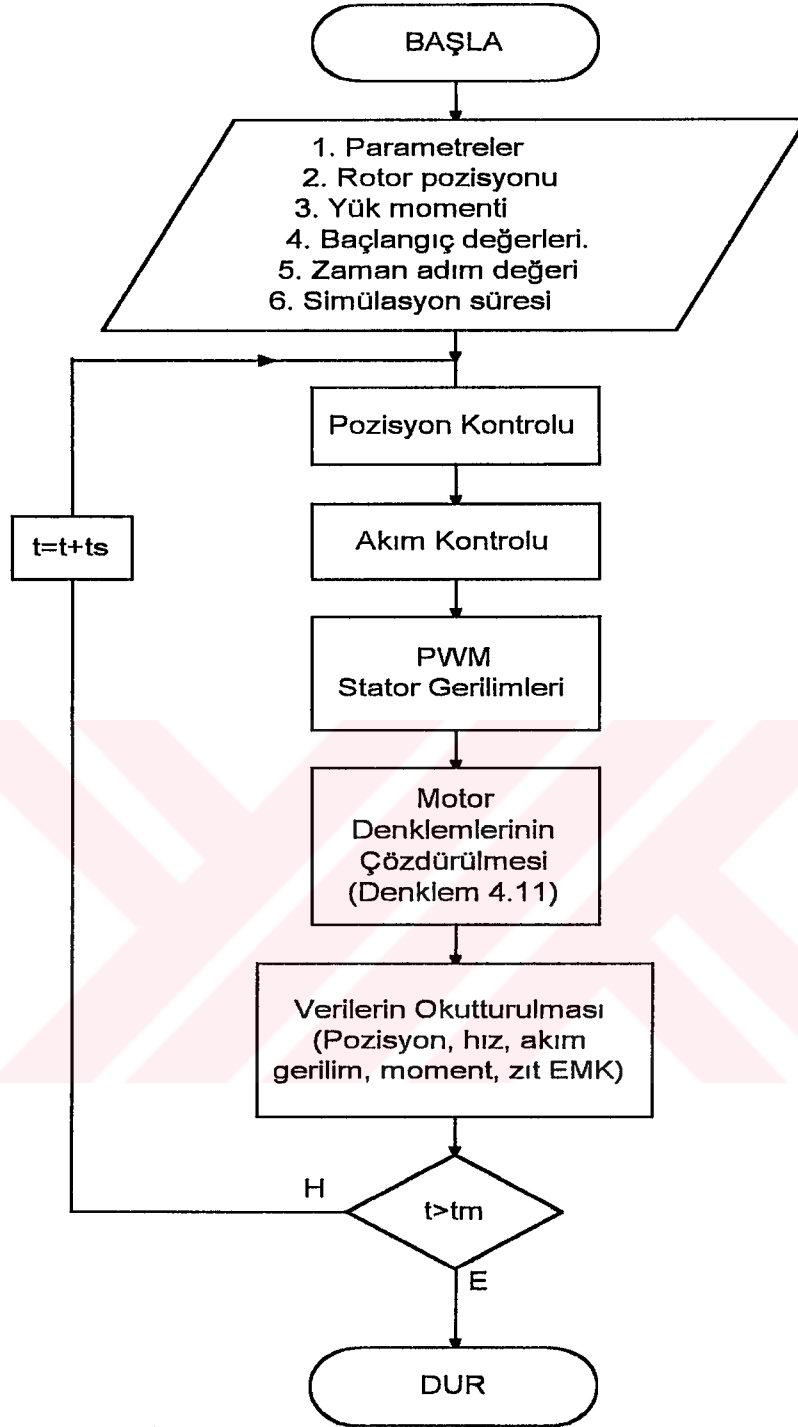
Modellemesi yapılan sistemi grup bloğu haline getirmek için "edit" menüsünden "select all" komutu seçilerek aktif durumda bulunan penceredeki bütün nesnelerin seçilmesi sağlanır. Bundan sonra "option" menüsünden "group" komutu seçilmek suretiyle modellemesi yapılan sistemin bir grup bloğu haline gelmesi sağlanır. Grup bloğu işaretlenip "option" menüsünden "mask" komutu seçildiğinde motorun parametrelerini gösteren sembollerin tanımlanacağı pencere ekrana gelir. Bu pencerede uygun Matlab® programlama dilinin komutları kullanılarak semboller tanımlanır. Farenin sol butonunu kullanarak blok üzerine iki kere kliklendiği zaman "mask" komutu kullanılarak tanımlanan semboller gösteren bir menü ekrana gelir. Sistemin parametreleri bu menüye yazılabilir. Grup haline getirilen bloğun içindeki modellemeyi görmek için "option" menüsünden "unmask" komutu seçilir. Blok üzerine iki kere kliklemek suretiyle modelin alt bloklarını görmek mümkündür.

4.5.2. Simulink ile Simülasyonun Yapılması

Sistemin modellemesi yapıldıktan sonra, parametrelerin yazılması gerekir. Parametreleri yazabilmek için parametrelerin yazılacağı blok üzerine iki kere kliklendiği zaman parametrelerin yazılacağı menü ekrana gelir. Bu menüye uygun parametreler yazılarak pencere kapatılır. "Simulation" menüsünden "parameters" komutu seçilerek "Simulink Control Panel" e girilir. Bu panoda diferansiyel denklemlerin çözüleceği yöntem,

simülasyon başlama zamanı, simülasyon bitiş zamanı, en küçük adım değeri ve en yüksek adım değerlerini gösteren menü bulunmaktadır. Bu menüden uygun parametreler seçilerek pencere kapatılır. "Simulation" menüsünden "start" komutu seçilerek simülasyon başlatılır. Simülasyondan elde edilen sinyaller "scope" blokundan veya Matlab grafik penceresinden izlenebilir. Şekil 4.15' de program akış diyagramı verilmiştir.





Şekil 4.15. Program akış diyağramı

5. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Bu çalışmada üç fazlı fırçasız DA servomotorun pozisyon kontrolünün "simulink" paket programı kullanılarak simülasyonu yapılmıştır. Simülasyonu yapılan sistemin blok diyagramı şekil 3.2' de verilmiştir. Aynı sistemin "C" programlama dili kullanılarak da simülasyonu yapıldı. İki ayrı program ile yapılan simülasyondan elde edilen sonuçlar karşılaştırılarak sonuçların aynı olduğu görüldü. Pozisyon kontrolunda kullanılan PI' ın oransal kazancı $K_{pp}=50$, integral kazancı $K_{pi}=1$ dir. Hız kontrolunda kullanılan PI' ın ise oransal kazancı $K_{\omega p}=30$ ve integral kazancı $K_{\omega i}=1$ dir. Ayrıca motor akımı $i_{base}=40$ A ile sınırlandırılmıştır. Referans akım ile gerçek akım arasındaki hata $hb=0.3$ A' lik histerisiz bant aralığında tutulmuştur. Simülasyonda kullanılan motorun parametreleri:

$$R=0.6 (\Omega)$$

$$L-M=0.0015 (H)$$

$$j_m = 2.84 \times 10^{-4} (kg / m^2)$$

$$\lambda_m=0.105 (wb.)$$

$$B_m=0$$

$$V_{da}=150 (V)$$

şeklindedir.

5.1. Simülasyon Sonuçları

Bu çalışmada fırçasız DA motorun hareketi dört ayrı yük durumu için incelenmiştir. İlk olarak yüksüz durumda çalıştırılarak motorun hareketi incelendi. Yüksüz durumda motor üzerinde sadece sürtünme ve rüzgar etkisi ile sabit kayıplardan dolayı meydana gelen bir yük vardır. Şekil 5.1' de fırçasız DA motorun yüksüz durumda referans pozisyon, gerçek pozisyon, hız, yük momenti ve elektromanyetik moment grafikleri verilmiştir. Şekil 5.2' de de yüksüz durumda motorun stator gerilimi, stator akımı ve zıt EMK grafikleri verilmiştir. İkinci olarak motor yarı yük ile yüklenerek hareketi incelendi. Bu durumda boştaki yüke ilave olarak 5 Nm değerindeki yük, motorun hızına bağlı olarak motora yüklendi ve simülasyon sonuçları alındı. Fırçasız DA motorun yarı yükte çalışmasına ait referans pozisyon, gerçek pozisyon, hız, yük momenti ve elektromanyetik moment grafikleri şekil 5.3' de, stator gerilimi, stator akımı ve zıt EMK grafikleri de şekil 5.4' de verilmiştir. Üçüncü olarak boştaki yüke ilave olarak 10 Nm değerinde bir yük motorun hızına bağlı olarak motora yüklendi ve simülasyon sonuçları alındı. Tam yükte çalışmaya ait referans pozisyon, gerçek pozisyon, hız, yük momenti ve elektromanyetik moment grafikleri şekil 5.5' de, stator gerilimi, stator akımı ve zıt EMK grafikleri de şekil 5.6' da verilmiştir. Dördüncü olarak motor senkron devirde çalışırken 10 Nm değerindeki yük, motora periyodik aralıklarla yüklendi. Darbeli yüklerde çalışmaya ait pozisyon, referans pozisyon, hız,

yük momenti ve elektromanyetik moment grafikleri şekil 5.7' de, gerilim, akım ve zıt EMK grafikleride şekil 5.8' de verilmiştir.

5.2. Çalışmanın Değerlendirilmesi

Özellikle maliyeti yüksek sistemlerin kurulmasından önce iyi bir şekilde simülasyonunun yapılması, kurulması düşünülen sistemin isteğe cevap verip veremeyeceği konusunda bilgi verir. Bu nedenle sistem kurulmadan önce bilgisayar ile simülasyonunun yapılması gereklidir.

Bu çalışmada üç fazlı fırçasız DA servomotorun PI ile pozisyon kontrolünün simülasyonu yapılmıştır. Simülasyonu yapılan sisteme zamanla doğrusal değişen rampa biçimli bir sinyal uygulanarak motorun iki yönlü hareketi dört değişik yük durumunda incelenmiştir. Sisteme uygulanan referans sinyal şekil 4.4' de verilmiştir. Motor 0.3 sn. sonunda istenilen pozisyona gelmekte ve durmaktadır. Bu durumda motor pozisyonu sabittir. 0.6 sn. ile 0.9 sn. arasında motor geri yönde hareket etmektedir. 0.9 sn. sonunda motor başlangıç konumuna gelmektedir.

Boşta çalışmada motor üzerinde sabit kayıplar ile rüzgar ve sürtünme kayıplarından dolayı 0.4 Nm değerinde bir yük momenti vardır. Motor maksimum momentle kalkınmakta ve motor senkron devire ulaştıktan sonra yük momentini karşılayacak kadar bir moment üretmektedir. Kalkınma anında motor devreden yüksek akım çekmektedir. Ancak motor kalkındıktan sonra motorun akımı çok küçük olmaktadır. Bunun nedeni, sürekli mıknatıslı fırçasız DA motorlarda uyartım sürekli mıknatıslar tarafından karşılandığından dolayı ayrıca bir mıknatıslama

akımına ihtiyaç olmamasıdır. Akımın sadece moment bileşeni etkilidir. Bu nedenle mıknatıslama akımı sıfır kabul edilebilir. Yüksüz durumda motor devreden sargı direnci ve endüktansından dolayı bir akım çekmektedir. Motorun durdurulması esnasında durdurma momentini karşılamak için motor devreden yüksek akım çekmektedir. Yüksüz durumda fırçasız DA motoru 0.1 sn de senkron devire ulaşmaktadır.

Motor yarı yükte çalışırken kalkınması anında çok küçük değerde pozisyon izleme hatası söz konusudur. Bu hata PI ile kontrol yöntemin bir özelliğidir. PI ile kontrol yönteminde sistem başlangıçta bir salınım yapmakta ve sonra kararlı hale gelmektedir. Şekil 5.3.(b)' de motorun hız grafiğinden görüldüğü gibi hız başlangıçta bir salınım yapmakta ve 0.15 sn sonunda senkron devire ulaşmaktadır. Şekil 5.3.(c)' de hızın senkron devire gelmesini sağlamak için (-) moment üretildiği görülmektedir.

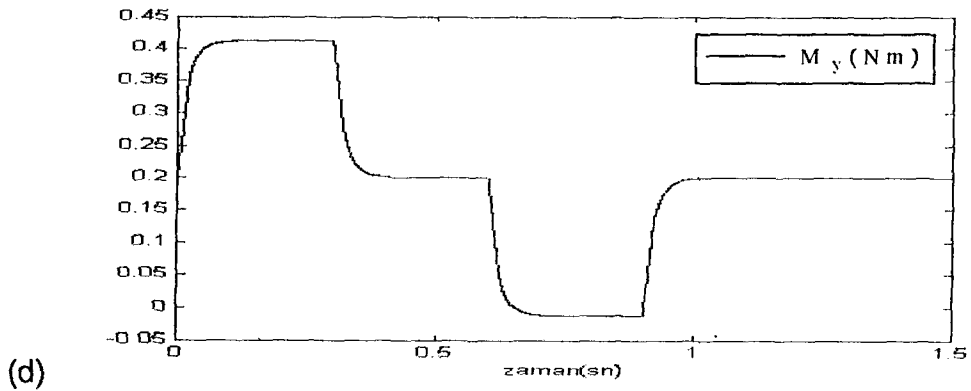
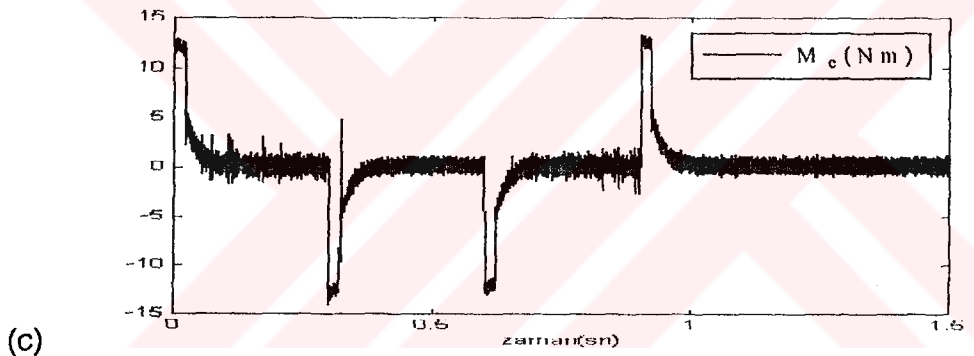
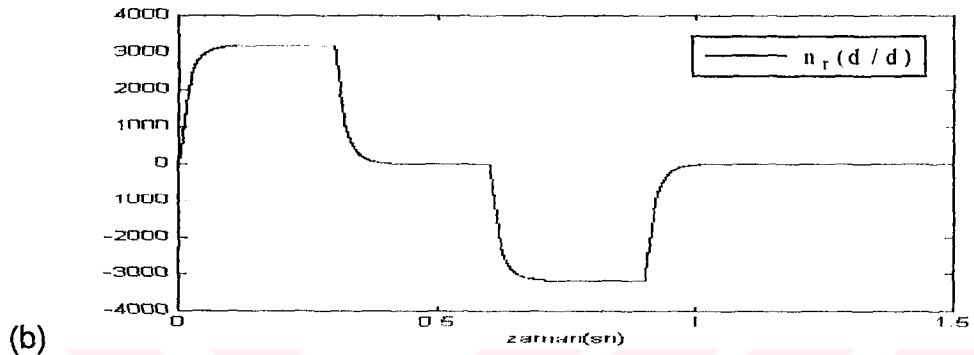
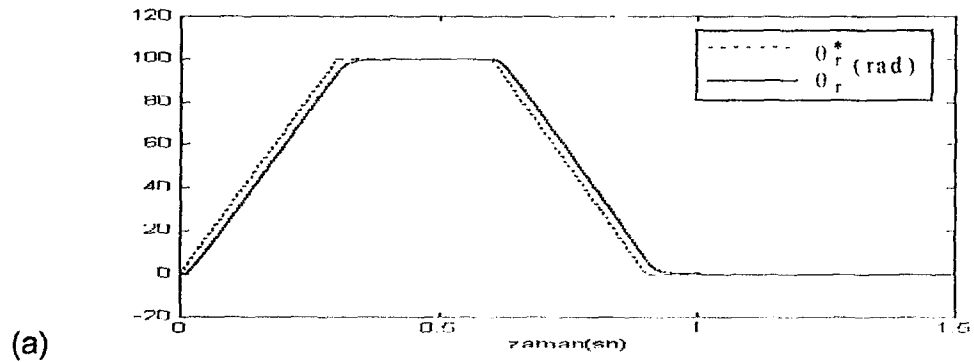
Şekil 5.5.(b)' den görüldüğü gibi, tam yük altında kalkınan fırçasız DA motor referans pozisyon değerini yüksüz duruma göre daha gecikmeli olarak izlemektedir.

Darbeli yüklerde de motor yüksek performans göstermektedir. Şekil 5.7.(a)' da görüldüğü gibi gerçek pozisyon referans pozisyonu düzgün olarak izlemektedir. Rotor hızında ise çok kısa bir zaman aralığında ve çok küçük bir değerde değişme olmaktadır.

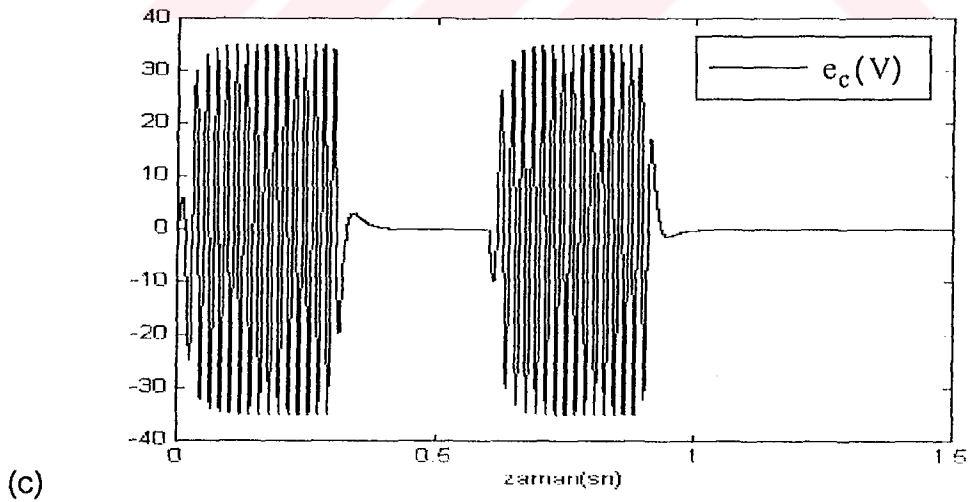
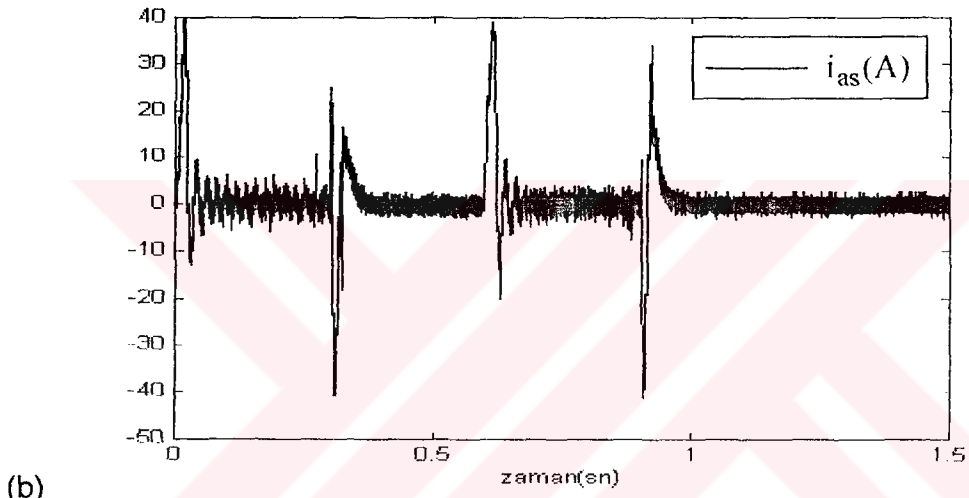
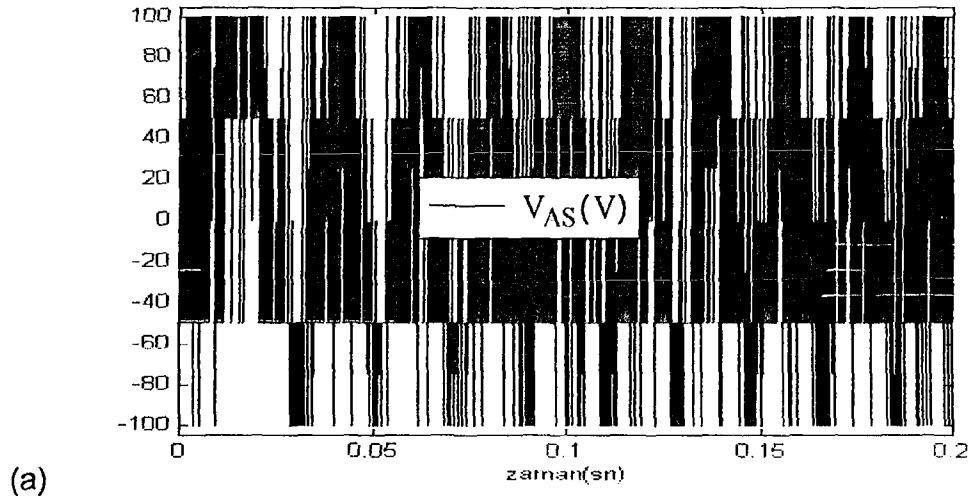
Bu simülasyon çalışmasında sistem ideal şartlarda incelenmiştir. Oysa sistem modellenirken yapılan kabuller ve ihmaller ile devredeki yarıiletken güç elemanlarının açma-kapama sırasındaki zaman

gecikmelerinin de sistem davranışına etki edeceği doğaldır. Bu nedenle sistemin birde deneysel olarak incelenip sonuçlarının görülmesi daha yararlı olacaktır.

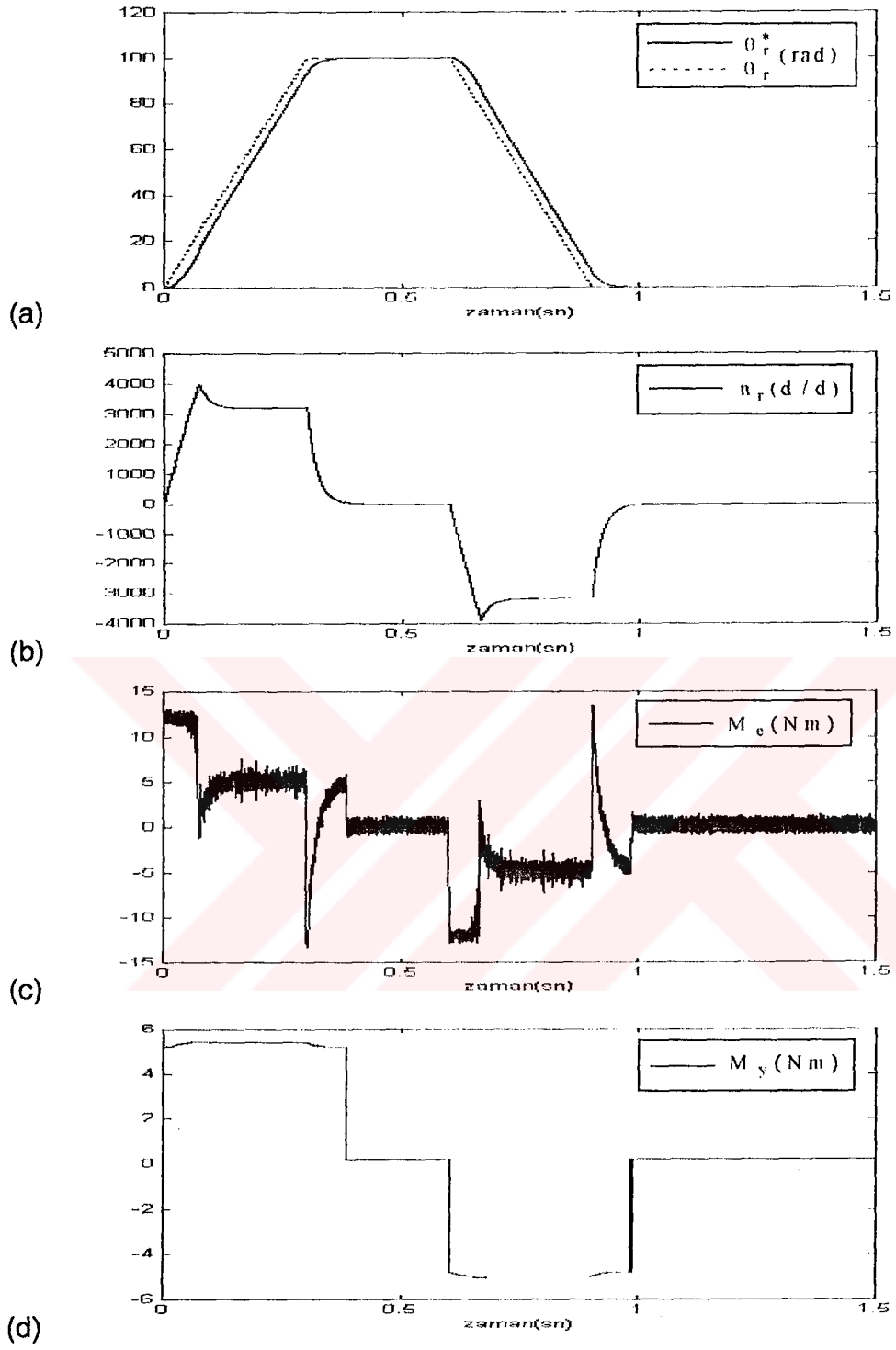




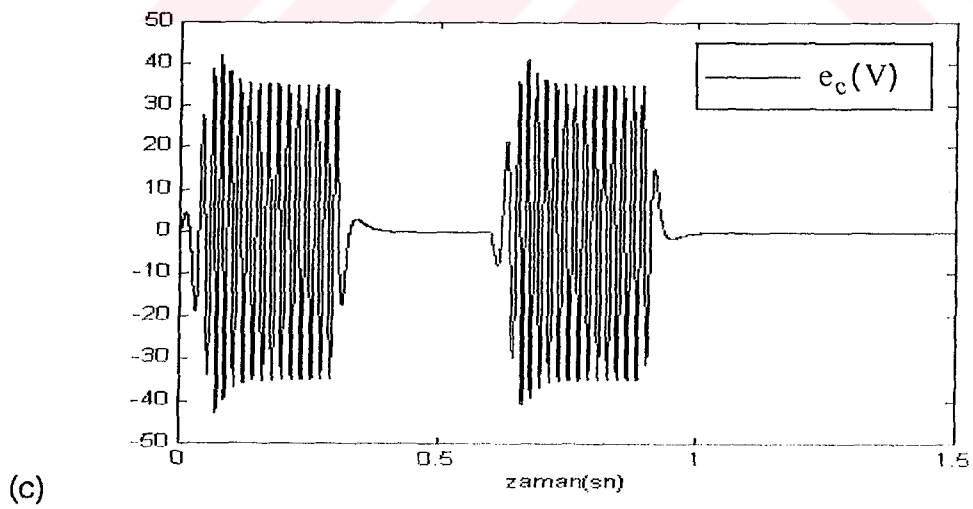
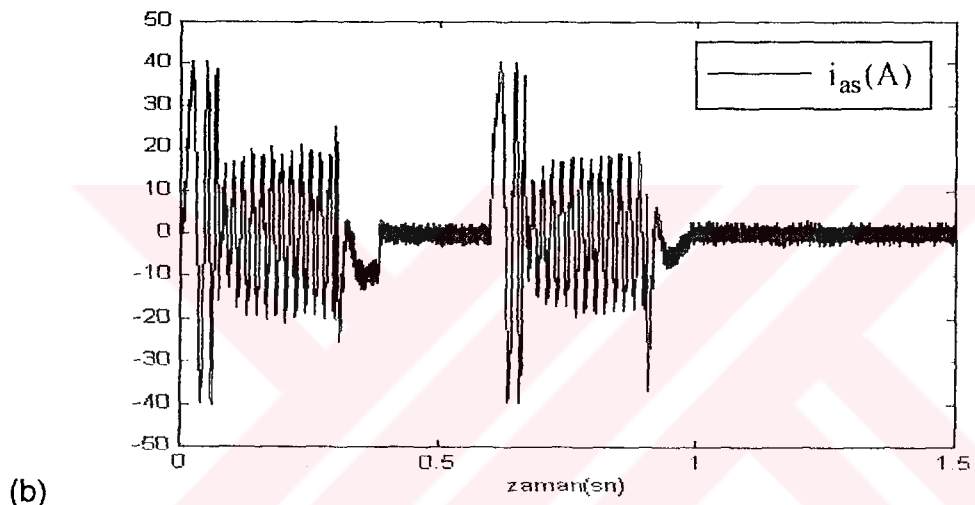
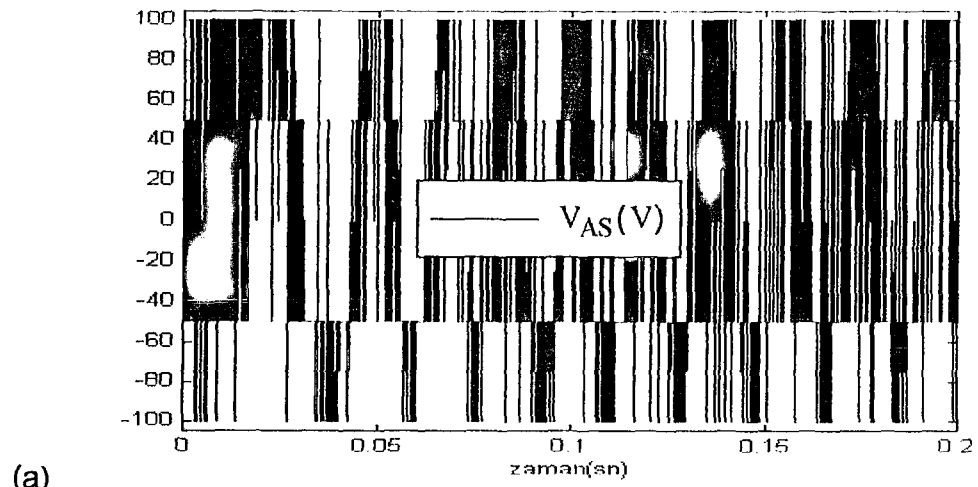
Şekil 5.1. Yüksüz çalışmada motorun pozisyon, hız ve moment grafikleri



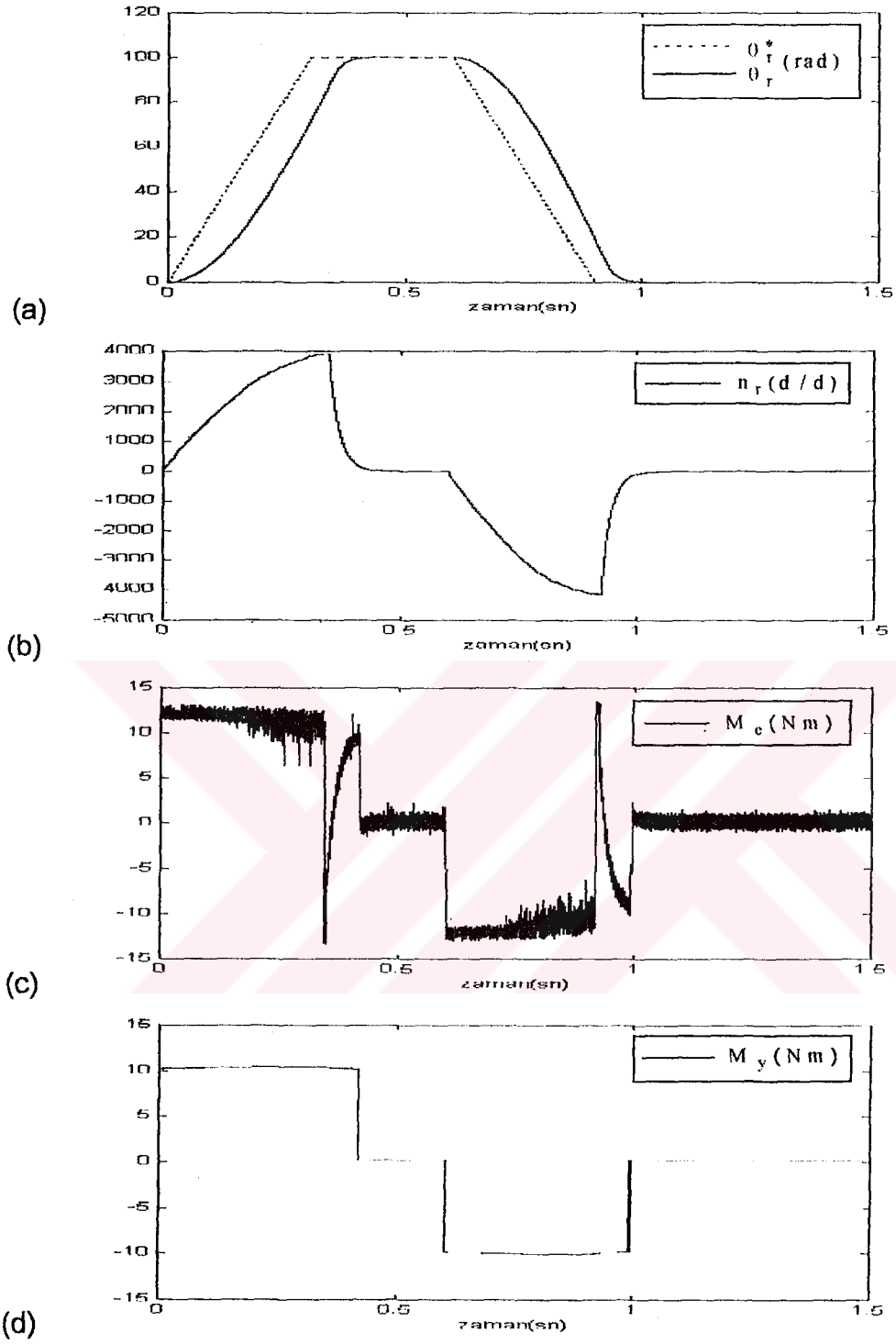
Şekil 5.2. Yüksüz çalışmada motorun gerilim, akım ve zıt EMK grafikleri

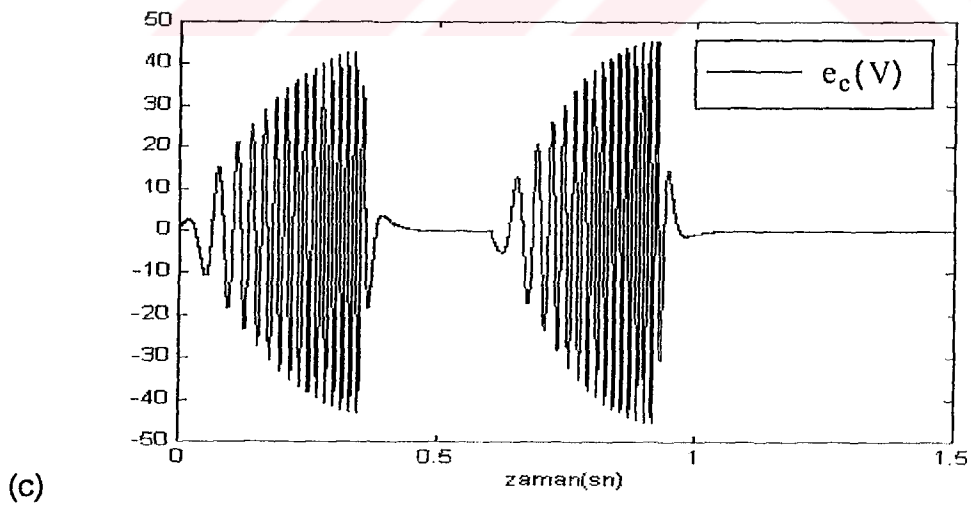
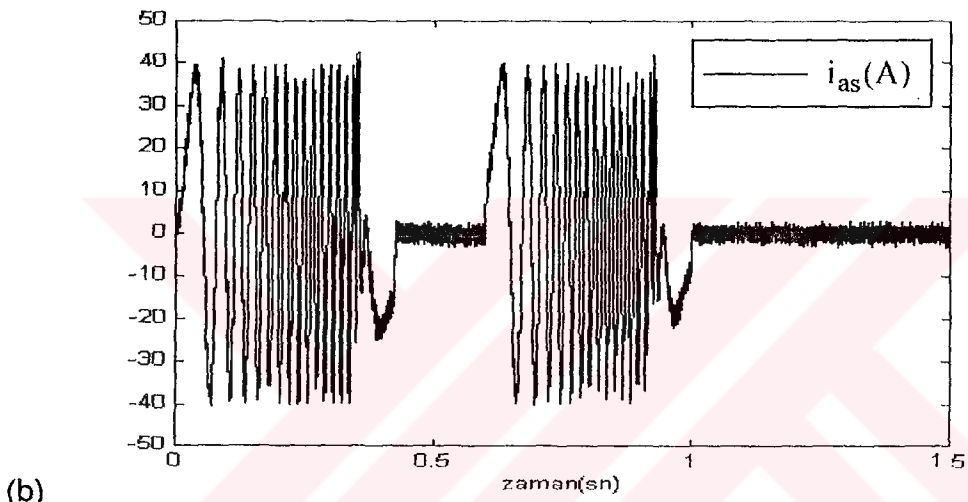
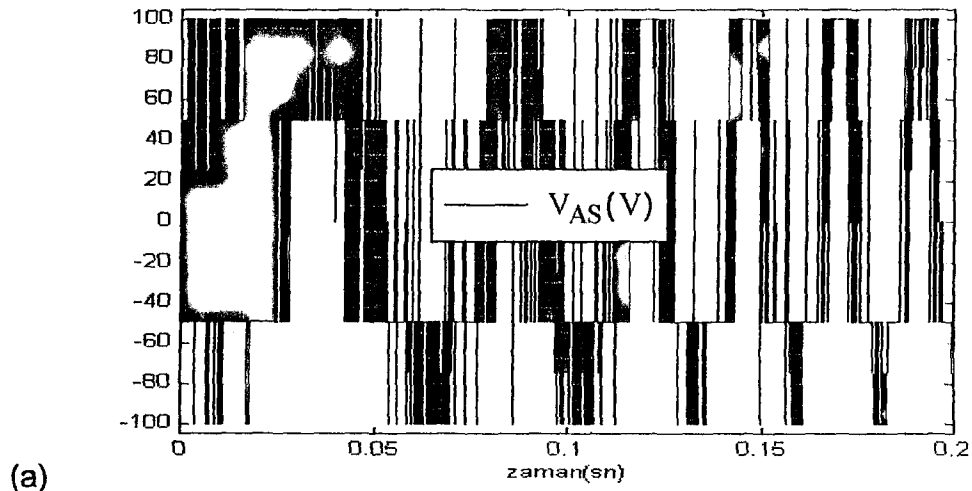


Şekil 5.3. Yarı yükte motorun pozisyon, hız ve moment grafikleri

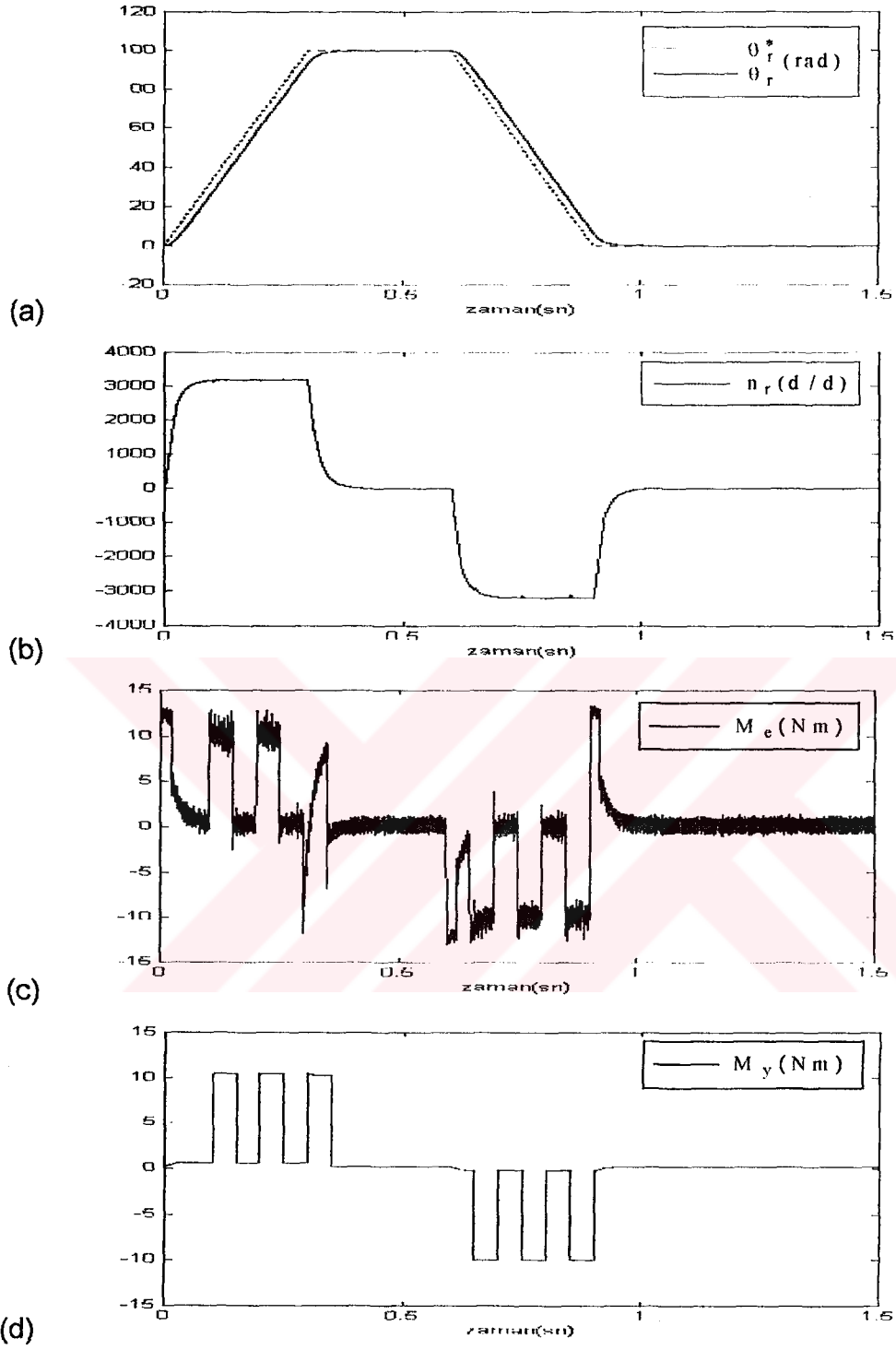


Şekil 5.4. Yarı yükte motorun gerilim, akım ve zıt EMK grafikleri

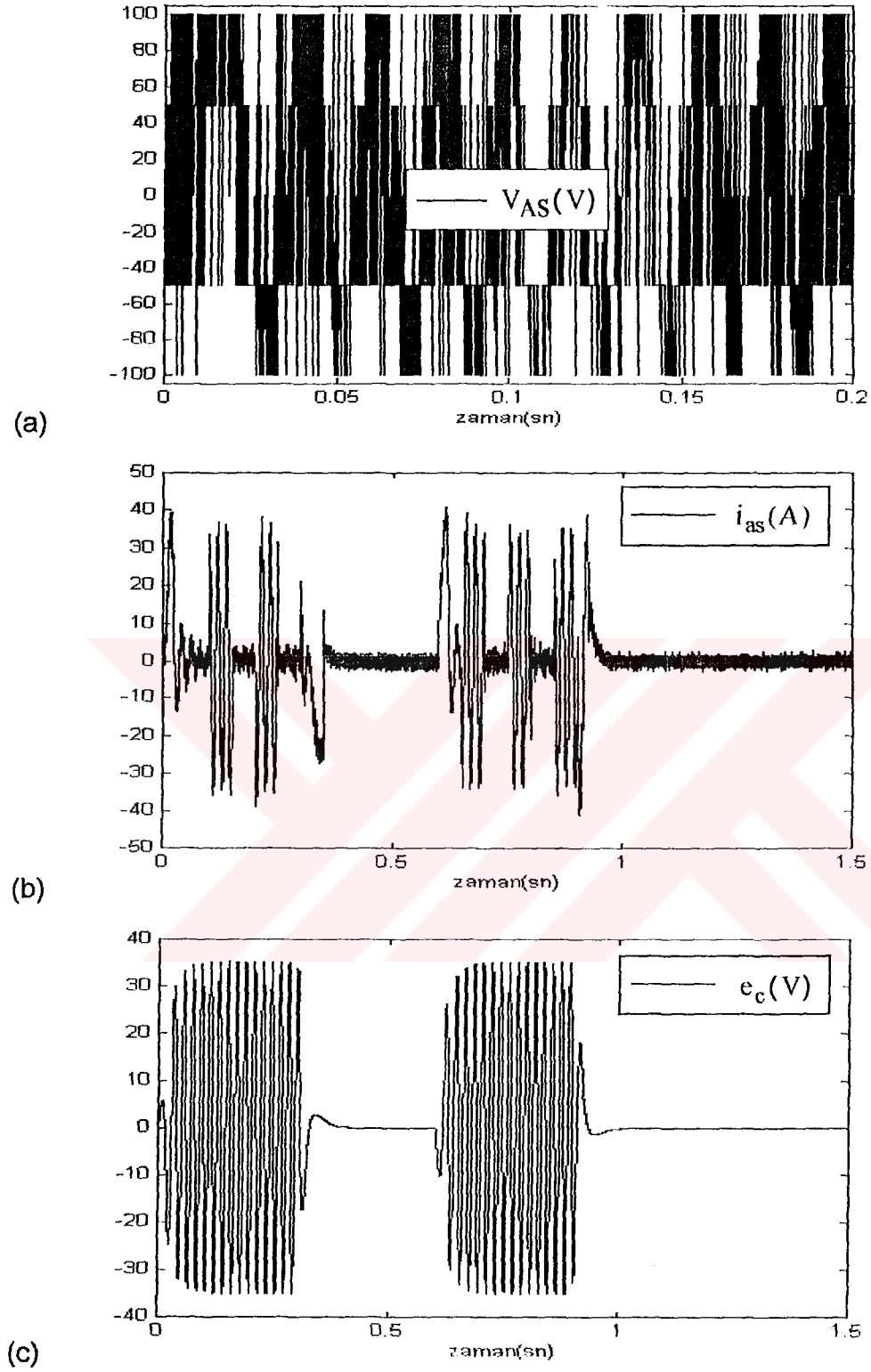




Şekil 5.6. Tam yükte motorun gerilim, akım ve zıt EMK grafikleri



Şekil 5.7. Darbeli yüklerde motorun pozisyon, hız ve moment grafikleri



Şekil 5.8. Darbeli yüklerde motorun gerilim, akım ve zıt EMK grafikleri

KAYNAKLAR

BAL G. (1993), "Performance Analysis of Field-Orientation Controlled Induction Motor with Parameter Adaptation", A thesis submitted to The Department of Electronic and Electrical Engineering University of Strathclyde for the degree of Doctor of Philosophy, October

CARROLL J: J. (1993), "Nonlinear Control of Electrical Machines", In Partial Fulfillment of the Requirement for the Degree Doctor of Philosophy Electrical Engineering

CARLSON N, LOJOIE-MAZENC M. and JOAO C.(1992), "Analysis of Torque Ripple Phase Commutation in Brushless DC Machines", IEEE Trans. on Ind. Application, vol. 28, no. 3, May/June

CHARN T. L. and WU Y.C. (1993), "Design of brushless DC position servo systems using integral variable structure approach", IEE proc.-B, vol. 140, no.1, January

DEMERDASH N. A, MILLER R. H, NEHL T. W, OVERTON B. P and FORD C. J. (1983), " Comparison Between Features and Performance Characteristics of Fifteen HP Samarium Cobalt and Ferrite Based Brushless DC Motors Operated by Same Power Conditioner", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-102, no. 1, January

EL-SAMAHY A. A, EL-SAHARKAWI M. A, SHARAF S. M. (1994), "Adaptive MultiLayer Self-Tuning High Performance Tracking Control for DC Brushless Motor", IEEE Trans. on Energy Conversation, vol. 90, no. 2, June

GRAHAM D. E. and SAVAGE J. W(1985), "Brushless DC Motor technology", Int. J. of Vehicle Design, vol. 6, no. 6

HOSHIMOTO H, YAMAMOTO H, YANAGISAWA S. and HARASHIMA F. (1988), "Brushless Servomotor Control Using Variable Structure Approach", IEEE Trans. on Ind. Application, vol. 24, no. 1 Jan/Feb.

HEMATI N. and LEU M.C(1992), "A Complete Model Characterization of Brushless DC Motors", IEEE Trans. on Ind. Application, vol. 28, no.1, Jan./Feb.

IIZUKA K, UZUHASHI H, KANO M, ENDO T. and MOHRI K. (1985), "Microcomputer Control of Sensorless Brushless Motor", IEEE Trans. on Ind. Application, vol. IA-21, No.24, May/June

KENJO T. and NAGAMORI S. (1985), "Permanent Magnet and Brushless DC Motors", Oxford Science Publications

KENJO T. (1991), "Electrical Motors and Their Controls", Oxford Science Publications

KRAUSE P. C. (1986), "Analysis of Electrical Machines", McGraw-Hill

KRAUSE P. C, NUCERRA R. R, KREFTA R. J. and WASYNCZUK O. (1987), "Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machine Supplied from a 180° Inverter with Phase Control", IEEE trans. on Energy Conversation, vol. EC-2, no. 3, September

KO J. S, LEE J. H. and YOUN M. J(1994), "Robust digital position control of brushless dc motor with adaptive load torque observer", IEE proc. elect. power application, vol. 141, no. 2, March

LOW T.S, LEE T.H, TSENG K. J. and LOCK K. S. (1994), "Servo Performance of a BLDC Drive with Instantaneous Torque Control", IEEE trans. on Ind. Application", vol. 28, no. 2, March/April

The MATH WORKS Inc. (1992), "Simulink User's Guide", March

MATSUI N. and OHASHI H. (1992), "DSP- Based Adaptive Control of a Brushless Motor", IEEE trans. on Ind. Application, vol. 28, no. 2, March/April

MATSUI N. and SHIGYO M. (1990), "Brushless DC Motor Control without Position and Speed Sensor", IEEE trans. on Ind. Application, vol. 28, no. 1, Jan./Feb.

MUIR P. F. and NEUMAN C. P. (1985), "Pulsewidth Modulation Control of Brushless DC Motors for Robotics Application", IEEE trans. on Ind. Electronics, vol. IE-32, no. 3, August

ÖZDAMAR S., ŞENLİK İ. ve ÖNBİLGİN G. (1995), "Fırçasız Doğru Akım Motoru Dinamik Modeli", Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal Kongresi, 11-17 Eylül 1995, BURSA

ÖZTURA H. ve BAYINDIR S.H. (1995), "Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Sonlu Elemanlar Yöntemiyle Analizi", Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal Kongresi, 11-17 Eylül 1995, BURSA

PILLAY P. and KRISHNAN R. (1989), "Modeling, Simulation and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives: Part 1,2", IEEE trans. on Ind. Application, vol. 25, no. 2, March/April

SEZGİN A. ve ÖNBİLGİN G.(1993), " Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar:Yapısal İnceleme", Elektrik Mühendisliği 5. Ulusal Kongresi

TEZDUYAR L., SÖNMEZÖZ F., DİRİL O., ÇİPRUT İ., ÇİRPANLI G., TACER M.E., TUNÇAY R.N.(1995), "Bir Fırçasız Doğru Akım Motor Tahrik Sisteminin Geliştirilmesi", Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal Kongresi, 11-17 Eylül 1995, BURSA



ÖZGEÇMİŞ

ÖZGEÇMİŞ

Şevki DEMİRBAŞ, 1970 yılında Adana' da doğdu. İlk ve orta öğrenimini Adana' da tamamladı. 1993 yılında G.Ü. Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümünden mezun oldu. Mart 1994' te aynı bölüme Araştırma Görevlisi olarak atandı. Halen bu görevine devam etmektedir.

