

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN DENETİMİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Hayati ÜNSAL
(101131105)

Anabilim Dalı: Elektronik-Bilgisayar Eğitimi

Programı: Elektronik

Danışman: Doç. Dr. Mehmet GEDİKPINAR

OCAK-2015

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN DENETİMİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Hayati Ünsal
(101131105)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 26 Ocak 2015

Tezin Savunulduğu Tarih :

Tez Danışmanı :

Doç. Dr. Mehmet GEDİKPINAR (F.Ü.)

Diğer Jüri Üyeleri :

Doç. Dr. Engin AVCI (F.Ü.)

Doç. Dr. Ömür AYDOĞMUŞ (F.Ü.)

OCAK-2015

ÖNSÖZ

Yapılan çalışmada, Anahtarlamaalı Relüktans Motor'un (ARM) denetimi irdelenmiştir. ARM'nin yapısı, çalışması, komütasyonu, sürücü devreleri gibi temel hususlar gözden geçirilmiştir. ARM'de torkta meydana gelen dalgalanmaların azaltılması hedeflenmiştir. ARM'ler gelişmelere ve araştırmalara açık bir alandır.

Çalışmalar sırasında bana destek olan öğretmen arkadaşım Murat DEMİRKOL'a, Doç. Dr. Ömür AYDOĞMUŞ hocam'a, yardımlarını, desteğini, sabrını ve bilgisini esirgemeyen değerli hocam Doç. Dr. Mehmet GEDİKPINAR'a teşekkürü bir borç bilirim.

Hayati ÜNSAL

ELAZIĞ - 2015

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	I
İÇİNDEKİLER	III
ÖZET	V
SUMMARY	VI
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	VII
TABLolar LİSTESİ.....	X
SEMBOLLER LİSTESİ	XI
1. GİRİŞ	1
1.1. Geçmiş Çalışmalar	1
1.2. Çalışmanın Ana Hat ve Hedefi	2
2. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTOR	4
2.1. ARM'nin Yapısı ve Çalışması.....	4
2.2. Rotor Pozisyonu ile İndüktansın Değişimi.....	7
2.3. ARM'de Tork Üretimi	8
2.4. ARM'de Enerji Dönüşümü ve Ko-enerji	11
2.5. ARM'de Komütasyon İşlemi.....	13
2.5.1. Ortalama Tork Kontrolü.....	15
2.5.2. Akım Regülasyonu.....	16
2.5.3. Yüksek Hızda Tek-faz Kontrolü.....	17
2.5.4. Düşük ve Orta Hızlarda Akım Regülasyonu ve PWM Gerilimi	21
3. ARM'NİN EŞDEĞER DEVRE MODELİ VE DİNAMİK EŞİTLİKLERİ....	27
3.1. ARM'nin Elektriksel Eşdeğer Devresi.....	27
3.2. ARM'nin Dinamik Eşitlikleri.....	28
3.3. ARM'de Dört Bölgeli Çalışma	29
3.4. ARM'de Tork-Hız Eğrisi	30
4. ARM'NİN SÜRÜLMESİ.....	32
4.1. ARM Sürücü Sistemi	32
4.2. ARM'de Pozisyon Algılama	33
4.2.1. Fototransistör Pozisyon Sensörleri	33
4.2.2. Hall Pozisyon Sensörleri	34

4.2.3.	Sensörsüz Pozisyon Algılayıcılar	34
4.2.4	ARM İçin Sürücü Devreleri ve Özellikleri	35
4.2.5.	Klasik Köprü Tipi Sürücü Devresi	36
4.2.6.	ARM’de Kullanılan Diğer Sürücü Devreleri	38
5.	DA MOTOR’UNUN VE ARM’NİN BENZETİM ÇALIŞMALARI	42
5.1.	DA Motor’unun eşdeğer devre modeli ve dinamik eşitlikleri.....	42
5.2.	DA Motor’unun Matlab Simulink’de Benzetim Çalışmaları	43
5.3.	ARM’nin Benzetim Çalışmaları	47
6.	ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN DENETİMİ	50
6.1.	ARM’nin Akım Denetleyicili Hız Denetimi	52
6.1.1.	ARM’nin PI Denetleyicili Hız Denetimi	52
6.1.2.	ARM’nin Fuzzy-Sliding Kip Denetleyicili Hız Denetimi	53
6.2.	ARM’nin Pozisyon Denetimi	56
6.2.1.	ARM’nin PD Denetleyicili Pozisyon Denetimi	56
6.2.2.	ARM’nin Fuzzy-Sliding Kip Pozisyon Denetimi.....	57
7.	SONUÇLAR VE ÖNERİLER	59
	KAYNAKLAR	60
	ÖZGEÇMİŞ	63

ÖZET

Bu çalışmada, endüstriyel uygulama alanında ve günlük hayatımızda kullanımı her geçen gün yaygınlaşmakta olan anahtarlamalı relüktans motorun (ARM) denetimi üzerinde durulmuştur. Benzetim çalışmalarında Matlab Simulink programı kullanılmıştır. 6/4 ARM'nin yük altında denetleyici kullanılarak bir referans hız ve pozisyon denetimi yapılmıştır. Hız denetimi için önce geleneksel PID denetleyici ardından Bulanık (Fuzzy) Kayma kip denetleyici kullanılmıştır. ARM'nin hız, akım ve tork değişimleri incelenerek denetleyici performansları karşılaştırılmıştır. Aynı uygulamalar pozisyon denetimi için de denenmiştir. Yapılan farklı denetimler için elde edilen benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Anahtarlamalı Relüktans Motor, Denetleyici, PID, Bulanık (Fuzzy) Kayma

SUMMARY

CONTROL OF SWITCHED RELUCTANCE MOTOR

In this study, it was focused on control of switched reluctance motors (SRM), whose usage increase day by day in industrial application and daily life. The simulations were carried out by Matlab Simulink program. The loaded 6/4 SRM was controlled by controller at a reference speed and position. For speed control, at first a conventional (PID) controller was used and then Fuzzy Sliding mode controller was considered. The speed, current and torque changes of SRM was investigated and the controller's performances were compared. Similar simulations were also carried out for position control. Finally, all simulation results were compared each other.

Key Words: Switched Reluctance Motor, Controller, PID, Fuzzy Sliding

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1 6/4 kutuplu bir ARM ve bir faz için sürücü devresi	5
Şekil 2.2 ARM' de (a) Hizalı pozisyon, (b) Hizasız pozisyon	6
Şekil 2.3 Rotor pozisyonu ile tork ve indüktansın değişimi	8
Şekil 2.4 Rotor pozisyonu ile tork, akı ve indüktans' nın değişimi; tek yönlü akım darbeleri ile.....	9
Şekil 2.5 3 faz 6/4 ARM	10
Şekil 2.6 6/4 ARM' nin dalga formları	11
Şekil 2.7 Enerji dönüşüm grafiği.....	12
Şekil 2.8 Sabit akımda ko-enerjinin değişimi ile ani torkun değişimi.....	12
Şekil 2.9 ARM' de komütasyon işlemi için (a) eşdeğer devre, (b) dalga şekilleri.....	14
Şekil 2.10 İç içe kontrol döngüleri	15
Şekil 2.11 İletim çalışma modları.....	16
Şekil 2.12 Yüksek hız motor çalışmada (a) akım, tork ve akının değişimi, (b) enerji dönüşüm grafiği.....	18
Şekil 2.13 Çok yüksek hız motor çalışmada (a) akım, tork ve akının değişimi, (b) enerji dönüşüm grafiği.....	18
Şekil 2.14 Yüksek hız generatör çalışmada (a) akım, tork ve akının değişimi, (b) enerji dönüşüm grafiği.....	19
Şekil 2.15 Yumuşak kıymada PWM gerilim	22
Şekil 2.16 Düşük hız motor çalışmada (a) akım, tork ve akının değişimi, (b) enerji dönüşüm grafiği.....	23
Şekil 2.17 Düşük hız generatör çalışmada (a) akım, tork ve akının değişimi, (b) enerji dönüşüm grafiği.....	24
Şekil 2.18 PWM gerilim kontrol' ün blok şeması	24
Şekil 2.19 Faz akımının dalga grafikleri.....	25
Şekil 3.1 ARM' nin bir fazı için eşdeğer devre	27
Şekil 3.2 ARM' nin mekanik eşitliği	28
Şekil 3.3 Motor torku (T) ve hız (ω) çalışma bölgeleri.....	31
Şekil 4.1 ARM' lerde kullanılan temel bir sürücü sistemi blok diyagramı.....	32
Şekil 4.2 Rotor pozisyonunun fototransistör sensörleri ile belirlenmesi	33

Şekil 4.3 Rotor pozisyonunun Hall sensörü ile belirlenmesi	34
Şekil 4.4 ARM' lerde kullanılan sürücülerin transistör sayısına göre sınıflandırılması	36
Şekil 4.5 Klasik köprü tipi sürücü devresi	36
Şekil 4.6 (a) Her iki transistörün kısıyıcı olduğu durum, (b) Tek transistörün kısıyıcı durum..	37
Şekil 4.7 Faz sayısı+1 transistörlü sürücü devresi	38
Şekil 4.8 Temel C-dump sürücü devresi.....	39
Şekil 4.9 Düzenlenmiş C-dump sürücü devresi	40
Şekil 4.10 Bifilar sargılı sürücü devresi.....	40
Şekil 4.11 Split DA link sürücü devresi.....	41
Şekil 4.12 Söndürme dirençli sürücü devresi.....	41
Şekil 5.1 DA motorun elektriksel eşdeğer devresi	42
Şekil 5.2 DA motorunun Matlab Simulink blok şeması.....	43
Şekil 5.3 Yük torku 0 Nm, denetleyicisiz hız ve akım grafiği	44
Şekil 5.4 Yük torku 100 Nm, denetleyicisiz hız ve akım grafiği	44
Şekil 5.5 DA motorunun step formda bindirilmiş yük torklu Matlab Simulink blok şeması	45
Şekil 5.6 Yük torku 50 Nm step uygulanmış hız ve akım grafiği	45
Şekil 5.7 PI denetleyici bağlı DA motor blok şeması.....	46
Şekil 5.8 Denetleyici bloğunun içyapısı	46
Şekil 5.9 Yük torku 50 Nm step uygulanmış denetleyicili DA motorun hız ve akım grafiği	47
Şekil 5.10 6/4 ARM' nin Matlab/Simulink denetleyicisiz blok şeması.....	48
Şekil 5.11 Yük 50 Nm, denetleyicisiz hız ve akım grafiği	49
Şekil 6.1 ARM' de farklı referans hızlar için Matlab Simulink blok şeması.....	51
Şekil 6.2 ARM' de farklı referans hızlar için Akım, Hız ve Tork değişimini gösteren grafik	51
Şekil 6.3 ARM' de 1000 d/dk hız için PI-Denetleyicili Matlab Simulink blok şeması.....	52
Şekil 6.4 ARM' de 1000 d/dk hız için PI-Denetleyicili Akım, Hız ve Tork değişimini gösteren grafik	53
Şekil 6.5 ARM' de 1000 d/dk hız için Fuzzy-Sliding Kip Denetleyicili Matlab Simulink blok şeması.....	55

Şekil 6.6 ARM' nin 1000 d/dk için Fuzzy-Sliding Kip Denetleyicili Akım, Hız ve Tork grafiği.....	55
Şekil 6.7 ARM' de $2/5 \cdot \pi$ pozisyonu için PD-Denetleyicili Matlab Simulink blok şeması	56
Şekil 6.8 ARM' de $2/5 \cdot \pi$ pozisyonu için PI-Denetleyicili Akım, Açık ve Tork değişimini gösteren grafik	57
Şekil 6.9 ARM' de $2/5 \cdot \pi$ pozisyonu için Fuzzy-Sliding Kip Denetleyicili Matlab Simulink blok şeması.....	58
Şekil 6.10 ARM' de $2/5 \cdot \pi$ pozisyonu için Fuzzy-Sliding Kip Denetleyicili Akım, Açık ve Tork değişimini gösteren grafik	58

TABLÖLAR LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1. Hizalı ve hizasız pozisyonların özellikleri	6
Tablo 2.2 Transistör ve diyotların durumu için doğruluk tablosu	17
Tablo 2.3 Kontrol modları ve kontrol edilen değişkenler	26
Tablo 3.1 ARM' nin dört bölge çalışma mod tablosu	29

SEMBOLLER LİSTESİ

T_e	: Elektromanyetik tork
T^*	: Referans tork
T_L	: Yük torku
θ	: Rotor pozisyonu
θ^*	: Referans pozisyon
θ_c	: Komütasyon açısı
θ_0	: Başlangıç açısı
θ_D	: Transistörlerin iletim(dwell) açısı
θ_{Dmax}	: Maksimum dwell iletim açısı
θ_q	: Söndürme açısı
λ	: Örtüşme(Overlap) açısı
S	: Devir başına stroke'ların sayısı
f_1	: Bir fazın temel frekansı
W	: Enerji dönüşüm döngü alanı
W^*	: Ko-enerji
W_f	: Manyetik alanda depo edilen enerji
W_m	: Mekanik iş
i	: Faz akımı
i'	: Bir önceki uyarılan faz akımı
R	: Faz sargı direnci
ψ	: Akı bağı
ψ_c	: Sabit açılı hız'da akı bağı
ψ_0	: Başlangıç akısı
α_r	: Rotor kutup adımı
K_b	: Zıt EMK sabiti
k_t	: Tork sabiti
D	: Görev peryodu
t_{on}	: Aktiflik süresi
t_{off}	: Pasiflik süresi
ω	: Açısal hız

ω^*	: Referans hız
V_S	: Kaynak voltajı
e	: Zıt EMK
L	: Bobinin indüktansı
P	: Güç
<i>Turn on</i>	: Başlangıç
<i>Turn off</i>	: Bitiş
ε	: Stroke açısı
m	: Faz sayısı”
N_r	: Rotor kutup sayısı
V	: DA kaynak gerilimi
M	: Karşılıklı indüktans
J	: Toplam atalet momenti
B	: Sürtünme katsayısı

1. GİRİŞ

Anahtarlamaalı Relüktans Motor (ARM), üretim ve bakım maliyetinin düşük olması nedeni ile endüstriyel uygulamalarda yaygın bir şekilde kullanılmaktadır [1]. Basit ve dayanıklı yapısı, düşük ataleti, yüksek hızı ve verimi ile değişken hız uygulamalarında, diğer motorlara göre gitgide daha güçlü bir aday haline gelmektedir [2]. Çalışma prensiplerinde hava aralığındaki relüktansın değişimi ve faz indüktanslarının değişkenliğinden önceleri değişken relüktanslı motorlar olarak isimlendirilmiş ancak, daha sonraları çalışma prensiplerine bakılarak, anahtarlamaalı relüktans motor (ARM) olarak literatüre girmiştir [3].

1.1. Geçmiş Çalışmalar

Bilinen ilk ARM 1838 yılında Davidson tarafından İskoçya'da Glasgow ile Edinburgh arasındaki tren yolunda çalışan bir lokomotifte kullanılmıştır [4]. W.H. Taylor relüktans motorun ilk patentini 1840 yılında almıştır [5]. Komütasyon güçlükleri nedeni ile relüktans motor 1960'lı yılların sonuna kadar pek rağbet görmemiştir. Tristör'ün 1957 yılında bulunmasıyla mekanik anahtarların yerini elektronik anahtarlar almaya başlamıştır. Elektronik anahtar temelli ilk ARM 1972 yılında ABD'de Bedford ve Hoft tarafından kullanılmıştır [6]. 1974 yılında Ford Motor'da çalışan Unnewehr ve Koch tarafından, 1978 yılında Bausch tarafından ARM'ler üretilmiştir [7,8]. Lawrenson ve arkadaşları 1980 yılında, ARM'lerin değişken hız uygulamalarında kullanılabileceğini göstermişlerdir [9].

ARM'lerin oldukça geniş bir kullanım alanı olmasına rağmen kullanılan bazı alanlar şu şekilde verilebilir: Ev aletlerinde (otomatik çamaşır makinelerinde mikser olarak, elektrikli süpürgelerde yüksek emiş gücü için), taşıma araçlarında (demiryolu ve hafif raylı sistem araçlarında, madencilik sektöründe madenin taşınması sırasında), otomotiv sanayisinde (forklift vs.), nükleer reaktörlerin kontrol devrelerinde, uçak sanayisinde (özellikle yakıt pompalarında), kompresör ve pompalarda, elektrikli tekerlekli sandalyelerde vs [10].

ARM'ler, dairesel (döner) ve doğrusal (lineer) olmak üzere iki gruba ayrılabilir. Döner ARM'lerde kendi içinde manyetik akı yolunun yönüne göre, eksenel ve radyal (yarıçapsal) olmak üzere sınıflama yapılabilir. Teknolojinin gelişmesiyle birlikte artan rekabet, kaliteli ürünü daha kısa sürede, daha az maliyetli üretme gerekliliğini ortaya

koymuştur. Daha yüksek performans, daha yüksek kararlılık, daha kk boyut, daha düşük gürültü gibi özellikler sistem tasarımında gerçekleştirilmesi hedeflenen önemli parametrelerdir. Araştırmacılar bu gereksinimleri karşılayabilmek amacıyla araştırmalara devam etmektedir.

ARM'ler hakkında yakın zamanda oldukça çalışma yapılmıştır. Ancak ARM'ler basit tasarım, düşük atalet, geniş hız aralığı, yüksek verim ve düşük maliyet gibi birçok avantaja sahip olmasına karşın faz geçiş anlarında torkta meydana gelen dalgalanmalar, yüksek akustik gürültü ve rotor pozisyonlarının tespitiinin yapılmasının zorunluluğu gibi bir takım sıkıntılara da sahiptir [10].

1.2. Çalışmanın Ana Hat ve Hedefi

Bu çalışmanın birinci bölümünde ARM'lerin kısaca tarihçesi ve kullanıldığı yerler incelenmiş, çalışmanın hedefleri verilmiştir. İkinci bölümde Anahtarlamaalı Relüktans Motor başlığı altında, ARM'nin yapısı, çalışma prensibi, hizalı ve hizasız pozisyonda indüktansın değişimi, tork üretiminin nasıl gerçekleştiği hakkında bilgi verilmiştir. Aynı başlık altında enerji dönüşümü, komütasyon işlemi, ortalama torkun kontrolü, akım regülasyon metotları yer almaktadır.

nc bölümde, ARM'nin bir faz için eşdeğer devre modeli ile dinamik eşitliklerine bakılmıştır. Dört bölgeli çalışma ve tork-hız karakteristiği hakkında temel konular ele alınmıştır. Dördüncü bölümde ARM'nin genel bir sürücü sistemi, pozisyon algılamada kullanılan bazı sensörleri ve sensörsüz pozisyon algılama hakkında genel bilgilere yer verilmiştir. ARM için sürücü devreler ve bu devrelerin özelliklerinden bahsedilmiştir.

Beşinci bölümde Matlab Simulink programı ile DA motorun çeşitli yük torkları altındaki denetleyicisiz ve PI-denetleyicili akım-hız değişimlerini gösteren grafiklere yer verilmiştir. Yine bu başlık altında Matlab Simulink programı ile ARM'nin denetleyicisiz olarak akım, hız ve tork değişimini gösteren grafik incelenerek DA motor ile benzerliği irdelenmiştir.

Altıncı bölümde ARM'nin Matlab Simulink programı ile hız ve pozisyon denetimleri, PI, PD ve Fuzzy-Sliding Kip denetleyiciler kullanılarak yapılmıştır. ARM'nin akım, hız ve tork benzetim sonuçları verilmiş ve bu sonuçlar yorumlanmış ve son bölümde

yapılan çalışmalar hakkında genel değerlendirmeler yapıp, gelecekteki çalışmalar için oneriler sunulmuştur.

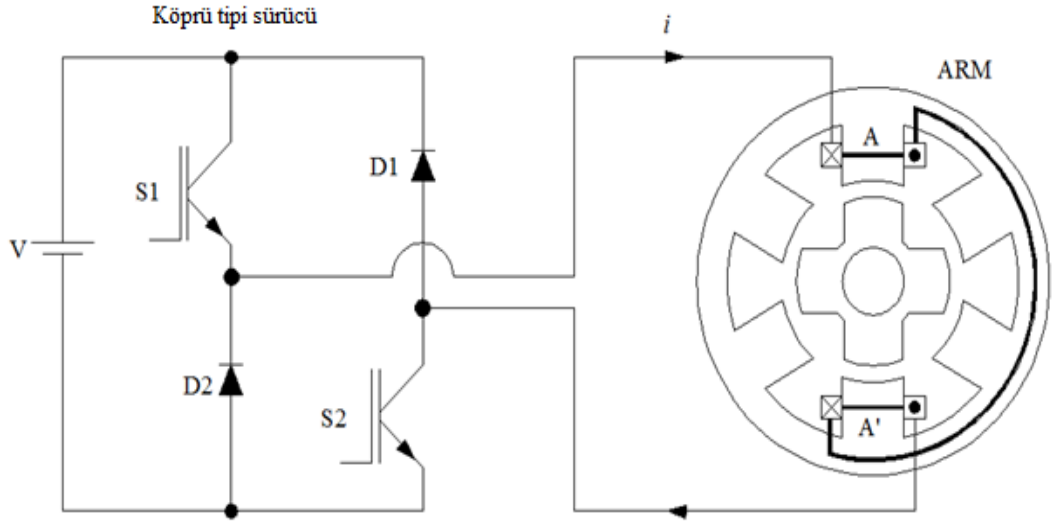
2. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTOR

2.1. ARM'nin Yapısı ve Çalışması

Elektrik makinaları, elektrik enerjisini mekanik enerjiye/mechanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürmede kullanılır. Tork üretme biçimlerine göre elektrik makinaları, elektromanyetik ve değişken relüktans olmak üzere iki sınıfa ayrılır[11]. Birinci sınıfa giren elektrik makinaları alternatif akım (AA) motorları ve doğru akım (DA) motorları olarak bilinmektedir. Değişken relüktanslı motorlar farklı geometrik yapılara ve manyetik alanın üretilme biçimine göre değişik gruplara ayrılırlar. ARM'ler ikinci sınıfta yer alan en basit elektrik makinalarıdır[12]. Elektromanyetik elektrik makinalarında, stator ve rotor tarafından üretilen iki manyetik alanın etkileşimi ile hareket elde edilirken, değişken relüktanslı elektrik makinalarında hareket, stator ve rotor arasında bulunan hava boşluğundaki relüktansın değişimine bağlı olarak elde edilir[11].

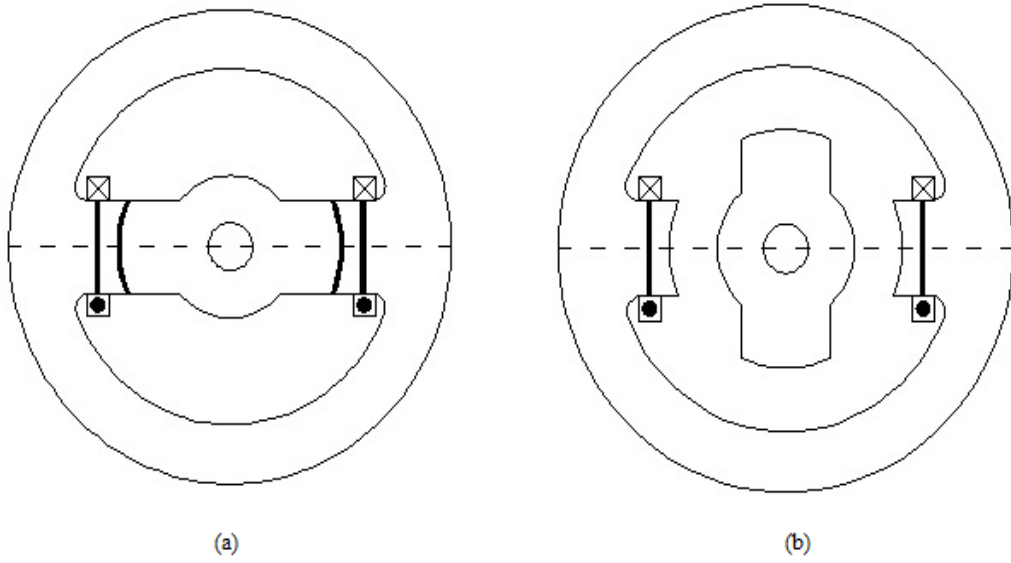
ARM'ler hem statorda hem de rotorda çıkıntılı kutupları olan ve sargıları tek yönlü uyarılan motorlardır. Stator ve rotor, birer yüzleri yalıtılmış silisli saçların paketlenmesi ile imal edilmiştir. Statoru sargılı, rotoru ise sargısız bir motor çeşididir. ARM'ler stator ve rotor kutup sayıları farklı (6/4, 8/6, 12/8, 12/10, 18/12, 24/16 vb.) olarak üretilebilir. Stator ve rotor kutup sayıları eşit ve katları (2/2, 4/2 vb.) olacak şekilde üretilmezler, çünkü stator ve rotor kutupları hizalı pozisyona geldiklerinde, kalkınma torku üretmek mümkün olmayacaktır. Stator ve rotor kutup sayılarının fazla olması durumunda daha az tork dalgalanması olmakta, fakat ortalama tork ve bakır kayıplarından dolayı verim azalmaktadır.

ARM'lerde sadece statorda bulunan kutup sargıları, karşılıklı olarak yerleştirilmiş ve seri bağlanarak bir fazı oluşturmuşlardır. Şekil 2.1'de 6/4 kutuplu bir ARM ve bir faz için köprü tipi sürücü şeması verilmiştir.



Şekil 2.1 6/4 kutuplu bir ARM ve bir faz için sürücü devresi

Bir stator fazı enerjilendirildiğinde, bu kutuplar kendine en yakın rotor kutuplarını çekecektir. Bu durumda stator ve rotor arasındaki hava aralığında meydana gelecek manyetik alan ile rotorda elektromanyetik kuvvet oluşacaktır. Böylece stator rotor manyetik yolunun manyetik direnci (relüktans) en aza indirilmesi için rotor kutupları stator kutuplarına yaklaşmak isteyecektir. Rotor'un statora göre almış olduğu bu pozisyon en büyük indüktans en küçük relüktans durumu olacaktır. Stator ve rotorun bu pozisyonuna hizalı(aligned) pozisyon, manyetik direncin maksimum, indüktansın minimum olduğu pozisyona ise hizasız(unaligned) pozisyon denilir. Bu durum Şekil 2.2 (a) ve (b)'de gösterilmiştir. Bu motor tipi 2/2 gösterimi ile tanımlanır. Çünkü motor iki stator ve iki rotor kutbuna sahiptir. Karşılıklı stator kutupları üzerine sarılmış iki bobinin aynı anda uyarılması ile bir manyetik akı üretilir. Yapıda enerjilendirilecek sadece bir faz bobini bulunmaktadır. Şekil 2.2 (b)'de gösterilen pozisyondan (a) pozisyonuna geçilirken sınırlı hareket eden rotorun ürettiği tork saatin tersi yönünde hizalı pozisyona doğru olur. Şekil 2.2'deki yapının çalışması, stator kutup yayına karşılık gelen bölgede rotorun sınırlı dönmesinin ürettiği tork ile açıklanır. ARM'de tork üretim teorisinin iyi açıklanabilmesi için verilen bu yapının temel model olarak incelenmesi oldukça önem arz etmektedir. Verilen şekil temel model olup, çalışmamızda 6/4; üç fazlı altı kutuplu stator ve sargısız dört rotor kutbundan oluşan bir motor tipi tercih edilecektir.



Şekil 2.2 ARM’de (a) Hizalı pozisyon, (b) Hizasız pozisyon

Tablo 2.1. Hizalı ve hizasız pozisyonların özellikleri

Hızlı	Hizasız
$\theta = 0, 180^\circ$	$\theta = \pm 90^\circ$
Maksimum indüktans	Minimum indüktans
Manyetik devrenin doyuma eğilimi	Manyetik devre doyumdan uzak
Tork yok: Denge durumunda	Tork yok: Dengesiz durum

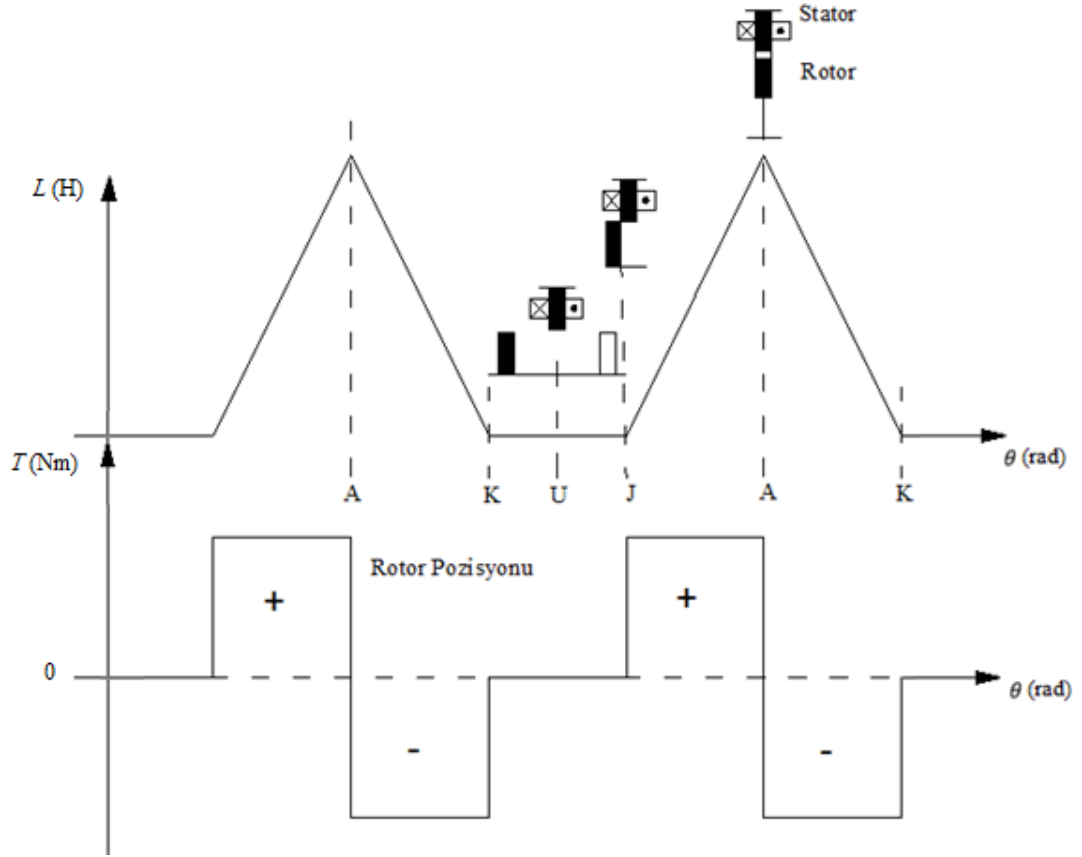
Stator fazlarının sıralı olarak enerjilendirilmesi ile her iki yönde sabit ortalama tork üretmek mümkün olmaktadır. Motorun stator yapısı simetrik çıkıntılara sahip ve devrenin mıknatıslılığı manyetik akının yönünden bağımsız olduğundan üretilen tork stator kutbundaki akımın yönünden bağımsız olacaktır.

ARM’nin davranışını Şekil 2.3’de verilen manyetik akı, akım ve rotor pozisyonu eğrileri ile açıklamak mümkündür. Tork, indüktansın maksimum olduğu noktaya kadar hareket eden rotor tarafından üretilir. Nüvede artık mıknatısiyet yok ise akımın yönü önemli değildir. Rotorun hareket yönü daima en yakın hizalı pozisyona doğru olur. Dolayısı ile pozitif tork, sadece rotor hizasız pozisyonu ile ileri yönde bir sonraki hizalı pozisyon arasında iken üretilir. Diğer bir deyişle pozitif tork sadece yükselen indüktans bölgesinde üretilir.

2.2. Rotor Pozisyonu ile İndüktansın Değişimi

Şekil 2.3’de rotor pozisyonu θ ile indüktansın değişimi gösterilmiştir. Pozitif dönüş yönü saat yönünün tersine doğru olmaktadır. Bobine uygulanan akım sabit iken pozitif motor torku yalnızca rotor hizalı pozisyona yaklaşırken üretilir, bu hareket sırasında enerjilendirilen bobinin indüktansı artar. J ve A pozisyonları arasında, J’de önde olan rotor kutup kenarı ile enerjilendirilen stator kutup kenarı hizalıdır. A durumunda rotor ve stator kutupları tam hizalıdır(overlap durumu). J durumu üst üste gelme başlangıcını, A durumu maksimum örtüşme ve K durumu da örtüşme sonunu tanımlar.

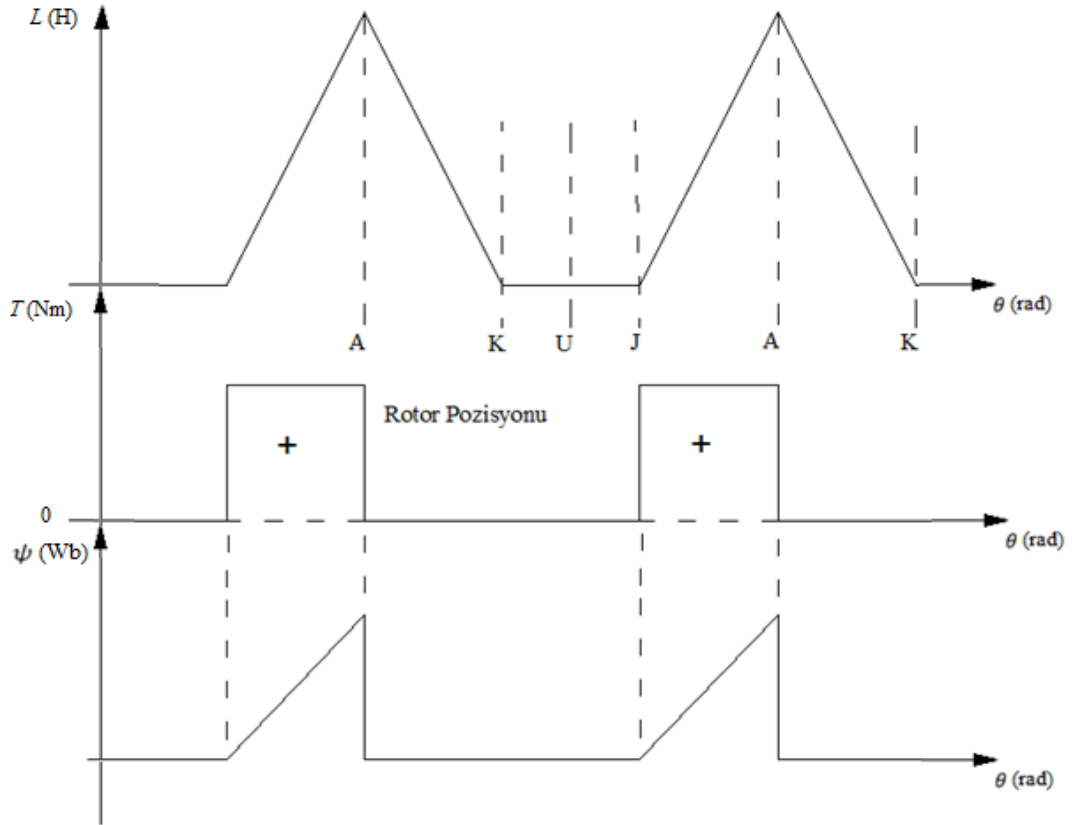
Motor hizalı pozisyonda iken tork yön değiştirme eğilimine girmeye çalışır. Eğer rotorun A durumunu geçmesine izin verilirse, kutuplar arasındaki çekim kuvveti bir frenleme torku üretir. Eğer enerjilendirilen bobinin sabit akımı kesilmezse rotor dönmeye devam etmek ister ve negatif tork üretilmeye başlar. Üretilmeye çalışılan negatif tork darbeleri yok edilmezse, bir tam devir boyunca ortalama tork sıfır olacaktır(Pozitif ve negatif tork darbeleri birbirini yok eder). Negatif tork darbelerini ortadan kaldırmak için, kutup enerjili kutup bobinlerinin tutmuş olduğu enerjilerin kısa sürede tahliyesi gerekmektedir. Bu süreçte bobin akımları kapalı olmalıdır(A-K arası). Şekil 2.3’de gösterilen indüktans değişimi grafiği enerjilendirilen stator kutup bobinlerinin doyumsuz durumu için geçerlidir. Pratikte doyumsuzluk nedeni ile Şekil 2.3’deki gibi lineer bir indüktans değişimi elde etmek mümkün değildir.



Şekil 2.3 Rotor pozisyonu ile tork ve indüktansın değişimi

2.3. ARM'de Tork Üretimi

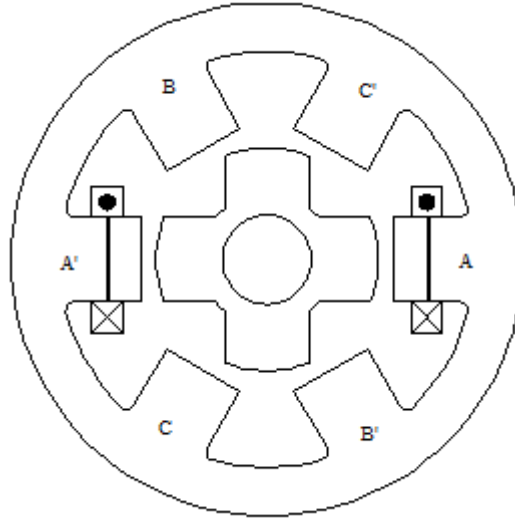
ARM'nin stator bobinlerine uygulanacak ideal akım formu yükselen indüktans aralıkları nedeni ile senkronize bir darbeler dizisi şeklinde olmalıdır. Çünkü üretilecek tork dalga formu, akım dalga formu ile benzerlik gösterecektir. Bir akım darbesi ile oluşturulmuş tork darbesinin üretimine bir stroke denir. Tork darbelerinin düzenli bir şekilde üretilebilmesi için stator faz sayısının artırılması gerekir. Tork dalga formu içindeki boşluklar, diğer stator bobinlerinden akan akımların etkisiyle doldurulur. Genelde her bir fazda rotor kutup-eğimi bir stroke oluşturur. Akım ve indüktansın dalga formları testere dişi formunda oluşur ($\psi = Li$). Böyle bir dalga formu pratikte mümkün olmayıp exponansiyel formda meydana gelir. Pratikte U-J boyunca indüktans çok küçük bu nedenle başlama kenarında $\frac{di}{dt}$ çok büyük olacağından güç transistörlerinde büyük bir problem oluşturur. Düşük hızda, akım J-A süresince kıyılarak Şekil 2.4'de gösterilen dikdörtgen dalga şekline benzetilebilir. J-A süresince ileri yönlü uygulanmış gerilimin ortalaması V_a azalma eğiliminde olup V_s kaynak voltajından daha düşük bir değere inmeye çalışır.



Şekil 2.4 Rotor pozisyonu ile tork, akı ve indüktans'ın değişimi; tek yönlü akım darbeleri ile

Şekil 2.2'deki motor temel model olup, tork üretimi analizlerini geliştirmek için kullanılmıştır. Motor her iki yönde döndüğünde her ne kadar sıfırın üzerinde bir ortalama tork oluşsa da bu tork süreksizdir, bu süreksizlik sürekli dönmeye bağlı moment anlamına gelir. Verilen yapıdaki 2/2 motor her pozisyonda başlayamaz. Örneğin hizalı ve hizasız pozisyonda tork sıfırdır. Endirekt olarak tork sadece sınırlı bir açının üzerinde üretilebilir. O açıda rotor ve stator kutuplarının arasındaki örtüşme (overlap) açısı λ ile değişir. Herhangi bir rotor pozisyonunda rotorun dönme hareketine başlaması ve sürekli tork sağlayabilmesi için motor yapısına genellikle Şekil 2.5'de olduğu gibi daha fazla stator ve rotor kutupları eklenir.

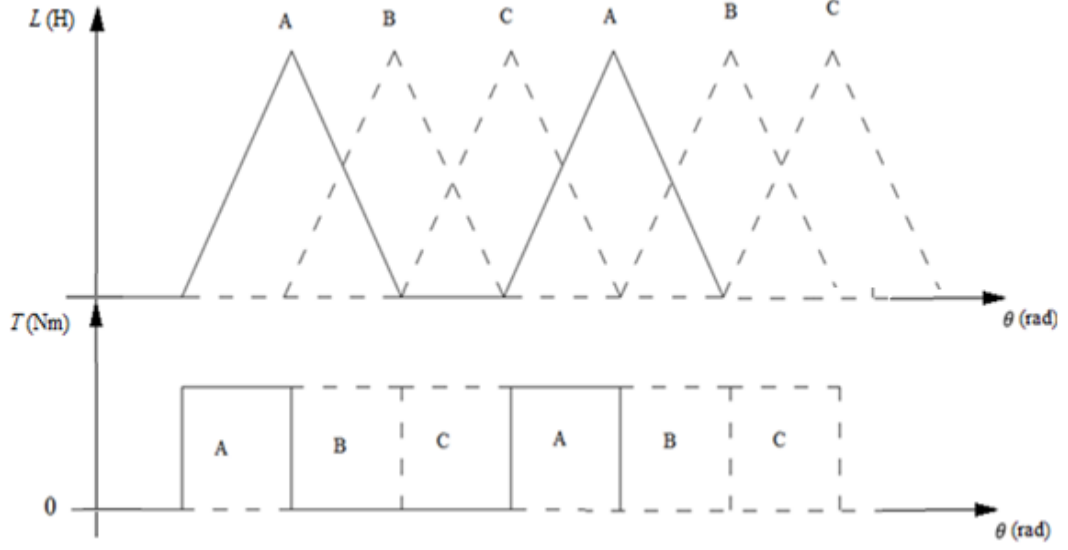
Devir başına stroke'ların sayısı, faz sayısı m ve rotor kutuplarının sayısı N_r değerleri ile ilişkilidir. Stroke sayısı $S = m \cdot N_r$ ile hesaplanır.



Şekil 2.5 3 faz 6/4 ARM

Şekil 2.5’de verilen ARM’nin yapısı $m=3$ ve $Nr=4$ şeklinde tasarlanmış bir yapıdır. Verilen bu yapıda stroke sayısı $S=12$, stroke açısı ise $\varepsilon=360/12=30^\circ$ olur. Fazlar AA’, BB’ ve CC’, biçiminde etiketlenir. Şekil 2.6’da 6/4 ARM’nin ideal akım tork darbe grafikleri gösterilmiştir. Verilen grafikler tam bir turluk dönme(360°) için hazırlanmıştır. Pratikte, tork dalga formu Şekil 2.6’daki ideal sürekli tork dalga formundan genellikle uzaktır ve bir stroke boyunca geçici elektromanyetik davranışı oldukça karmaşık bir simülasyonu gerektirir.

Manyetik Frekans: Her bir fazda akımın temel frekansı f_1 , rotor kutbu geçiş frekansına bağlı olup $f_1 = \frac{rpm}{60} \times N_r$ eşitliği ile verilir[13].



Şekil 2.6 6/4 ARM'nin dalga formları

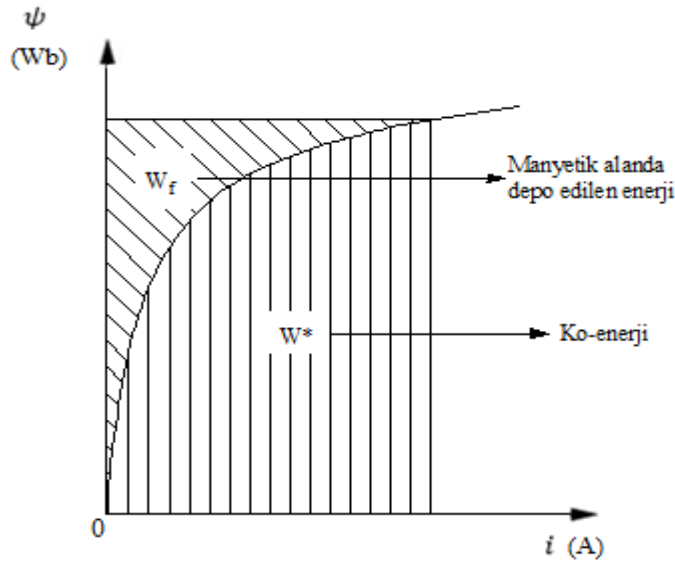
2.4. ARM'de Enerji Dönüşümü ve Ko-enerji

ARM'ler depolanmış düşük bir enerji oranına sahip iken yani düzgün bir sürülmenin olmadığı durumda tork üretemezler. Manyetik akıdaki doğrusallık pratikte anahtarlamalı relüktans motorların daha verimli çalışmasını sağlar. Bu durum Şekil 2.7'de verilen grafiğin doğrusallığı ile açıklanabilir. Böylece elektromekanik enerji dönüşümünün daha iyi anlaşılmasının önemi ortaya çıkar. Kısaca manyetik devrenin doyma analizinin iyi irdelenmesi gerekir. Ayrıca depolanan manyetik enerji W_f ve ko-enerji W^* grafik eğrilerinin arasındaki ilişki iyi bilinmelidir.

ARM tarafından üretilen ani tork, rotorun herhangi bir pozisyonundan diğerine hareket ettiği zamanki ko-enerjinin değişimi ile orantılıdır[14].

$$T_e = \left[\frac{dW^*(\theta, i)}{d\theta} \right]_{i=sabit} \quad (2.1)$$

T_e ani tork değeri, θ rotor pozisyonu, W^* ko-enerji ve i ise stator faz akımıdır. Herhangi bir rotor pozisyonunda, manyetik akı eğrisinin altında kalan alan ko-enerjiyi verir. Şekil 2.7 herhangi bir pozisyondaki ko-enerjiyi göstermektedir.

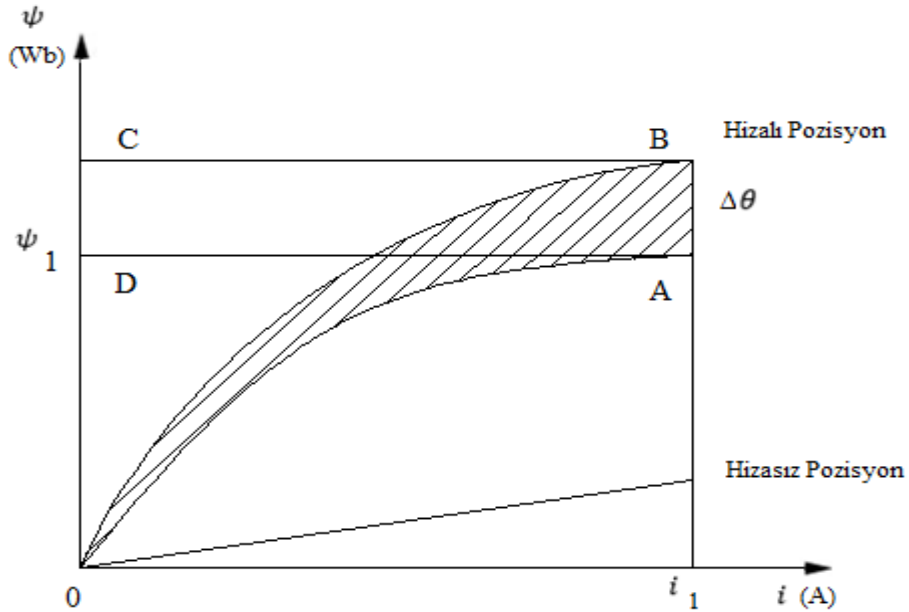


Şekil 2.7 Enerji dönüşüm grafiği

Akıma ve rotorun pozisyonuna bağlı olan manyetik akının (ψ) integrali alınarak ko-enerji aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$W^*(\theta, i) = \int_0^i \psi(\theta, i) \cdot di \quad (2.2)$$

Şekil 2.8’de verilen grafikte rotor hızsız pozisyonda iken eğri doğrusaldır ve motor doyumda değildir. Hızlı pozisyonda ise motor doyumdadır, eğri doğrusal değildir[15].



Şekil 2.8 Sabit akımda ko-enerjinin değişimi ile ani torkun değişimi

Şekil 2.8’deki eğriler, rotor hızsız pozisyonda iken sabit bir akım ani olarak uygulanırsa ve rotor hızlı pozisyona gelinceye kadarda bu akım sabit tutulursa, elde edilir.

Rotorun A'dan B'ye doğru $\Delta \theta$ aralığında yer değiştirmesindeki manyetik alanda yapılan enerji alışverişi Eş.(2.3)'teki gibi verilebilir.

$$\Delta W_e = \int e i dt = \int i \frac{d\psi}{dt} = \int i \psi = ABCD \quad (2.3)$$

Manyetik alanda depo edilen enerjideki değişiklik ise;

$$\Delta W_f = OBC - OAC \quad (2.4)$$

yazılabilir. Yapılan mekanik iş aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\Delta W_m = T \Delta \theta \quad (2.5)$$

$$\Delta W_m = \Delta W_e - \Delta W_f \quad (2.6)$$

$$\Delta W_m = ABCD - (OBC - OAD) \quad (2.7)$$

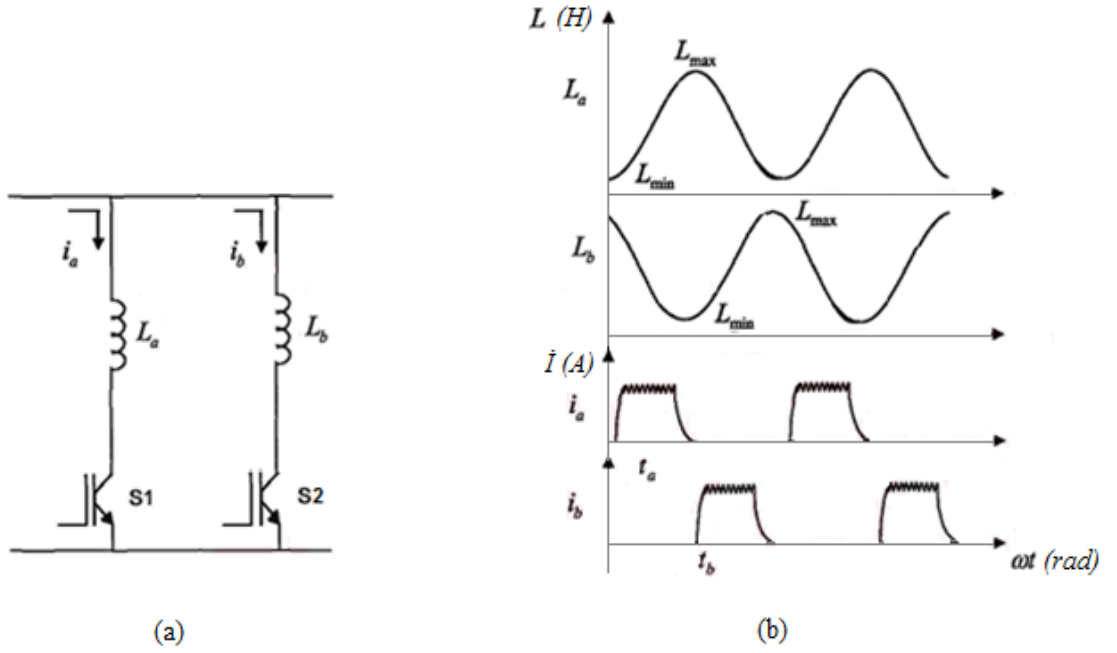
$$\Delta W_m = (ABCD + OAD) - OBC \quad (2.8)$$

$$\Delta W_m = OAB \quad (2.9)$$

Elde edilen enerjinin tamamı mekanik işe dönüşemeyip, bir kısmı manyetik alanda depo edilmektedir. Depo edilen bu enerji $\Delta \theta$ süresince enerji dönüşümü için kullanılamamaktadır.

2.5. ARM'de Komütasyon İşlemi

ARM'de komütasyon, depo edilmiş ve tahliye edilmesi gereken yüksek seviye enerjili bir akım komütasyonu olayıdır. ARM'de bir fazdan diğerine komütasyon Şekil 2.9'da görülen eşdeğer devre ve dalga şekilleri ile açıklanabilir. Bahsi geçen şekilde statorun A fazından B fazına komütasyon işleminin eş değer devresi ve dalga şekilleri gösterilmiştir. Devrenin her fazında seri bir transistör bağlı bulunduğundan faz akımları bu transistörlerin aktifliği ile geçmektedir. Transistörlerin aktif durumları arasında kısıda olsa bir ölü(dead time) zaman bulunması zorunluluğu rotordaki pozitif tork üretme yeteneğini etkilemektedir. Ayrıca sürülen her bir faz akımının sınırlandırılmaması negatif tork üretimine sebep olacaktır.



Şekil 2.9 ARM’de komütasyon işlemi için (a) eşdeğer devre, (b) dalga şekilleri

Pozitif tork üretmek için, A faz sargısının indüktansı yükselmeye başladığı zaman enerjilendirilmesi gerekir. S1 anahtarı(transistörü) t_a pozisyonunda ilettime geçirilmekte ve t_b anında da kesime gitmektedir. t_b anında S1 anahtarı kesime götürüldüğü zaman, A sargısındaki faz akımı azalırken, indüktansı ise L_{max} ‘a yaklaşmaktadır. S1 anahtarı kesime girdiğinde, S2 anahtarı B sargısına enerji sağlamak için ilettime alınır. A sargısında depo edilen enerji;

$$W = \frac{1}{2} L_{max} . i^2 \quad (2.10)$$

şeklinde yazılabilir.

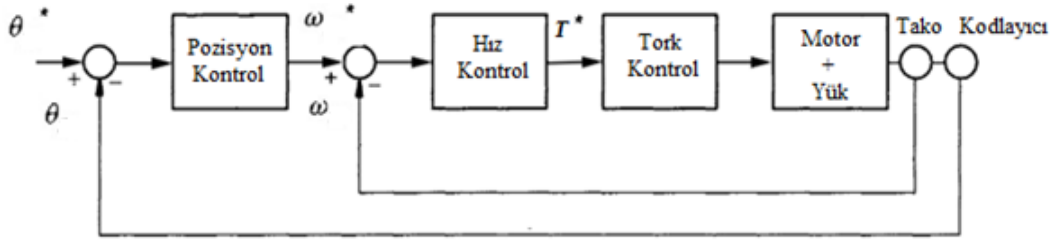
Negatif tork üretmekten kaçınmak için akımın düşme süresini azaltmak gerekir. Bunun içinde, depo edilen bu enerjinin hızlı bir şekilde tahliye edilmesi/yok edilmesi oldukça önemlidir. Bu işlemi gerçeklemede birçok metod önerilmekte olup, aşağıda sıralanan bu metotlar üzerine çalışmalar sürdürülmektedir[16].

- Pasif toparlama: Depolanmış enerji bir direnç veya zener diyot yardımı ile yok edilmektedir[17,18].
- Aktif toparlama: Depolanmış enerji güç kaynağına geri döndürülmektedir[19].

- Depolanmış enerji geçici olarak bir kondansatörde saklanmakta ve takip eden faz sargısına gönderilmektedir[20].
- Akım beslemeli sürücü, depolanmış enerji komütasyon kondansatöründe saklanmaktadır[21].

2.5.1. Ortalama Tork Kontrolü

ARM'lerde tork, rotor pozisyonuyla senkronize edilen akım darbeleri ile üretilir. Bu akım darbelerinin zamanlaması ve regülasyonu sürücü bir devre ve herhangi bir tork kontrol tekniği ile kontrol edilir. Kontrol edilen hız veya rotor pozisyonu için Şekil 2.10'da gösterilen blok şema verilmiştir. Dış döngü genel motor sürücü mantığına benzer. Fakat iç tork döngüsü ARM için özeldir. Bu döngüler sayesinde motorun stator faz akımları kontrol edilerek tork üretimi için kullanılır. Genellikle herhangi bir tork sensörü yoktur ve bu nedenle tork kontrol döngüsü bir kapalı döngü değildir.



Şekil 2.10 İç içe kontrol döngüleri

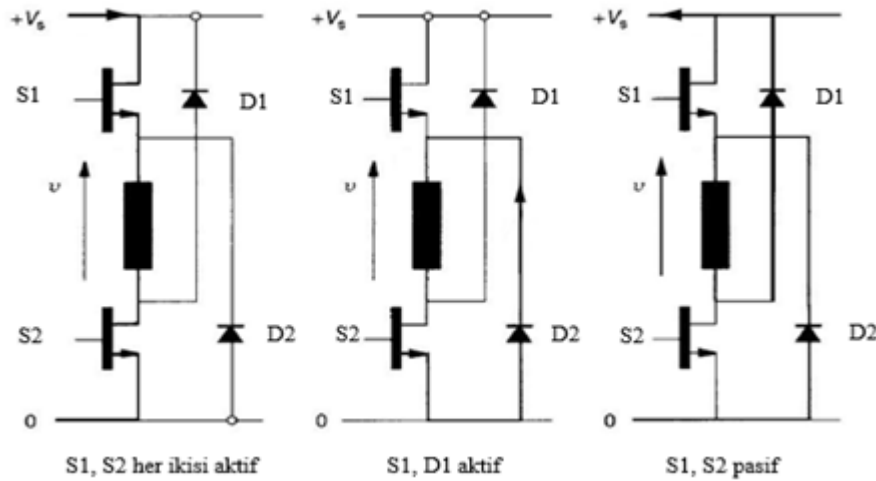
T^* ; referans tork, ω^* ; referans hız, ω ; hız, θ^* ; referans pozisyon; θ ; rotor pozisyonunu ifade ederken, Tako; takometre veya hız sensörü, Enk; enkoder veya pozisyon sensörünü anlamında kullanılmıştır.

Şekil 2.10'da verilen tork kontrol algoritması birçok motor modeli için kullanılan bir tasarımıdır. Fırçalı/fırçasız DA motor sürücüleri basit yapıda olurken bir ARM için sürücü tasarımı çok basit olarak düşünülemez. Çünkü ARM'nin pozisyona bağlı sürülme mantığı oldukça karmaşık olup DA motorlardaki gibi bir tork sabiti k_T ile ifade edilemez. Bu durum ARM'ler için özellikle programlanabilen sürücü kontrolünün gerekliliğini ifade eder. Yani ARM bir kaynaktan ve bağlantıdan ibaret değildir, gerilim ve akım oranları eşit olsa bile aksine, motor ve sürücü kontrolü birlikte tasarlanmalıdır.

2.5.2. Akım Regülasyonu

ARM stator bobinlerinin akım değerleri devre relüktansı/indüktansına bağlıdır. Stator rotor kutupları hizalı pozisyona yaklaştıkça indüktans maksimuma yaklaşacak relüktans ise azalır. Relüktansın azalması ile akım sıçrama yapacak ve yüksek değerlere çıkmaya çalışır. Bu istenmeyen durum çeşitli yöntemlerle kontrol edilerek yüksek akımın vereceği zararlardan sistem korunmaya çalışılır. Bu korunma işlemi akım regülasyonu olarak tanımlanır.

Yüksek hızda akım, anahtarlanan güç transistörlerinin açma/kapama zamanlaması ile düşük ve orta hızlarda ise kısıyarak regüle edilir. Bunun anlamı güç transistörleri aç/kapa anahtar modda, faz akım dalga formu temel frekansta yüksek bir frekans ile karşılaştırılır. Şekil 2.11’de sargı uçlarına uygulanan gerilim her iki transistör aktif ise $+V_s$, eğer biri aktif ve diğeri pasif ise 0, her iki transistör pasif ise $-V_s$ ve faz akımı her iki boşluk diyotundan dolaşır. Sıfır gerilim durumunda faz akımı bir diyot ve bir transistör içinden serbestçe akar. Bu üç iletim çalışma modları Şekil 2.11 ve tablo 2.2 ile verilmeye çalışılmıştır. Her iki anahtarın birlikte aç/kapa çalıştığı durum sert anahtarlama, bir anahtarın açık diğeri kapalı olduğu durum için yumuşak anahtarlama, her iki anahtarın kapalı olduğu durum ise sıfır gerilim durumu olarak isimlendirilir.



Şekil 2.11 İletim çalışma modları

Tablo 2.2 Transistör ve diyotların durumu için doğruluk tablosu

DURUM	S1	S2	D1	D2	V
A	1	1	0	0	$+V_s$
B	1	0	1	0	0
C	0	1	0	1	0
D	0	0	1	1	$-V_s$

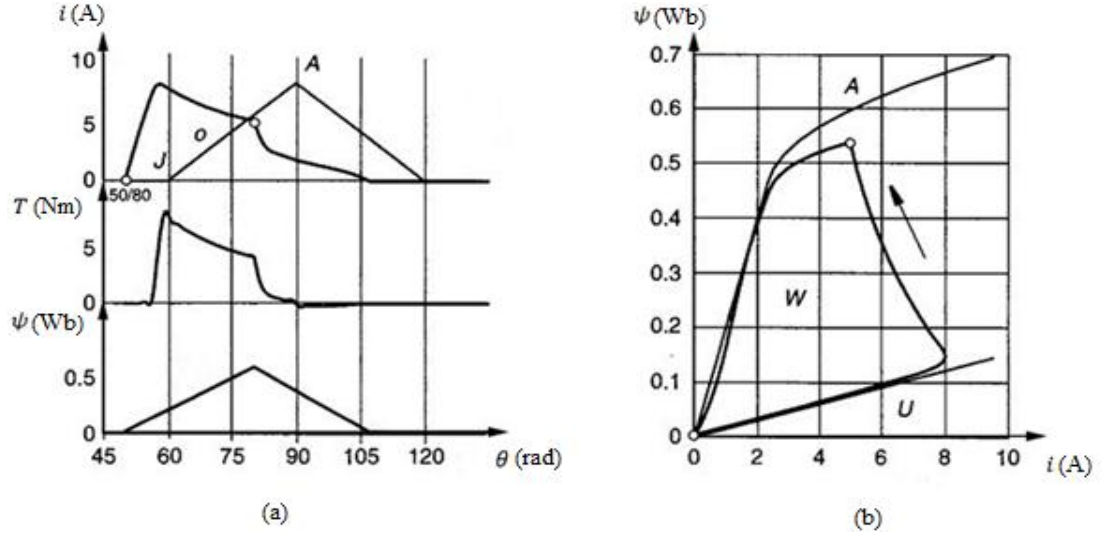
Yumuşak anahtarlama: Yumuşak kıyma olarak da isimlendirilen bu çalışma modda, sadece bir transistör kıyıcıdır. Diğer transistör aktif kalmaya devam eder ve o anahtar “komütasyon” transistörü olarak ifade edilir. Çünkü onun tek fonksiyonu iletim periyodunun başlangıcı ve sonunda faz sargısıyla ilişkili akımın yönlendirilmesi veya yön değiştirmesi içindir. Sargı anahtarları arasına $+V_s$ ve 0 gerilimi uygulanır. Sıfır gerilim periyodu boyunca akı bağının değişim oranı çok küçük (gerçekte Ri 'ye eşit) olduğu için akım yavaş yavaş düşer. Bunun anlamı bir akım dalgalanması, ya da histerezis bant için kıyıcı ve dc hat kondansatörü ikisi birlikte akımı azaltmaya çalışır.

Sert anahtarlama: Sert kıyma olarak isimlendirilen bu çalışma modunda, her iki transistör birlikte anahtarlanır. Genellikle daha fazla akustik ve elektriksel gürültü üretilir ve bir akım dalgalanması oluşacağı için, dc hat kondansatörü akımı arttırır. Bu durum özellikle rejenerasyon (yeniden üretme) boyunca belirli şartlar için gereklidir, iletim periyodu sonunda θ_c 'de sert kıyılma gerçekleşmiş olur.

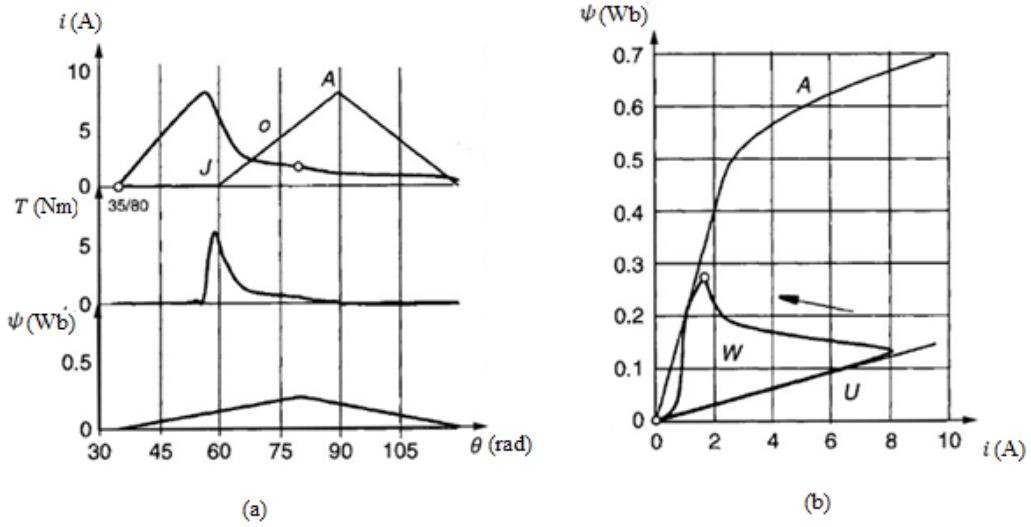
2.5.3. Yüksek Hızda Tek-faz Kontrolü

Akı, her stroke'da sıfırdan oluşturulur. Oluşturulan akı her iki güç transistörünün başlangıç açısı θ_0 'da aktif, komütasyon açısı θ_c 'de pasif yapılarak kontrol edilir. Başlangıç açısı θ_0 'dan komütasyon açısı θ_c aralığında akı oluşturulur. Oluşturulan akı sıfırdan tepe değerine ulaştığında bu aralık ‘dwell’ ya da ‘transistör iletim açısı’ olarak isimlendirilir. Motor çalışma modunda dwell $\Delta\theta = \theta_c - \theta_0$ olur. Artan indüktansın bir periyodu (rotor ve stator kutuplarının yaklaştığı uygun faz) ve generatör çalışma modunda düşen indüktansın bir periyoduna rastladığı zamandır (rotor ve stator kutuplarının ayrıldığı durum). Yeteri kadar yüksek bir hızda, gerilim, akı bağı, akım ve ideal indüktans dalga formları Şekil 2.12, 2.13 ve Şekil. 2.14’de gösterilmiştir. Son derece geçirgen ve

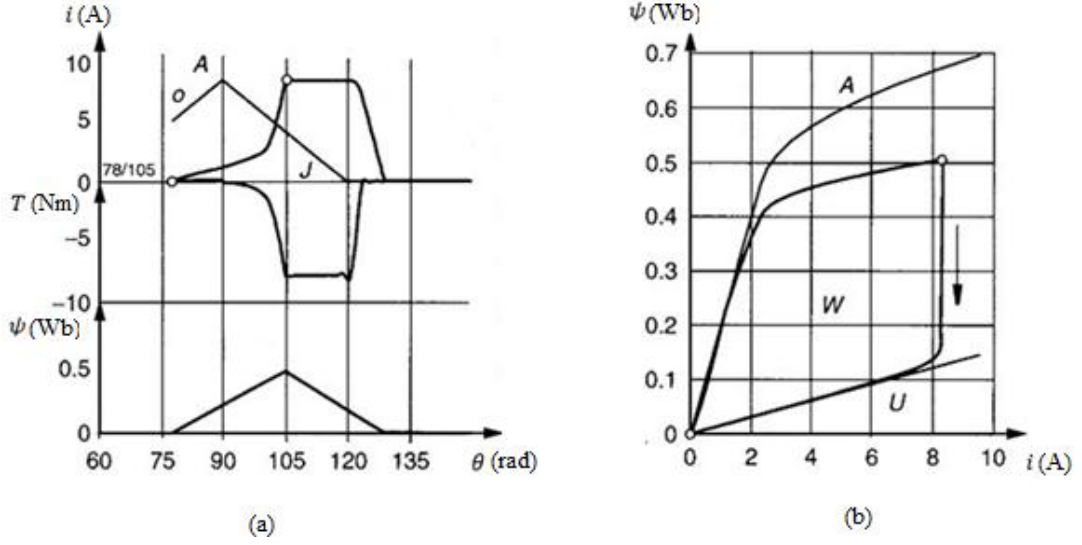
saçaklanmasız elde edilen ideal indüktans dalga formu hizalı bir kutbun dalga formuna benzerdir ve bu dalga formu rotor pozisyonu için önemlidir.



Şekil 2.12 Yüksek hız motor çalışmada (a) akım, tork ve akının değişimi, (b) enerji dönüşüm grafiği



Şekil 2.13 Çok yüksek hız motor çalışmada (a) akım, tork ve akının değişimi, (b) enerji dönüşüm grafiği



Şekil 2.14 Yüksek hız generatör çalışmada (a) akım, tork ve akının değişimi, (b) enerji dönüşüm grafiği

Faraday kanununa göre sabit açılı hız ω 'da akı bağının oluşturulması:

$$\psi_c = \frac{1}{\omega} \int_{\theta_0}^{\theta_c} (V_s - Ri) d\theta + \psi_0 \quad (2.11)$$

Eş.2.11 ile verilebilir. Bu eşitlikte, ψ_0 başlangıç akısı olup akı bağı θ_0 'da genelde sıfır alınır, V_s kaynak gerilimi, R faz direnci ve i anlık faz akımıdır. Direnç ve yarı iletkenlerde gerilim düşüşünün birim başına ortalama etkisini göstermek için u kullanılır. Kaynak ve kontrolördeki tüm empedans ve gerilim düşüşleri bu komütasyon aşamasında ihmal edilir. Eş.(2.11) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\omega\psi_c = V_s(1 - u_1) \cdot \theta_D \quad (2.12)$$

Burada $\theta_D = (\theta_c - \theta_0)$ dwell ve $v_1 = u_1 V_s$ direnç ve güç transistörlerin θ_D boyunca gerilim düşüşlerinin ortalamasıdır. $u_1 \ll 1$ ise akı bağı lineer artar. Motor çalışma modunda kutuplar ayrılmadan önce akı sıfıra doğru ideal olarak azaltılır, aksi takdirde tork işaret değiştirir ve bir frenleme torku oluşturur. Bunu başarmak için θ_c 'de sargı gerilimi terslenmelidir ve genellikle bu işlem transistörler pasif yapıldığında boşluk diyotları ile gerçekleştirilir. θ_q "söndürme açısı" olup akıyı tekrar sıfıra götürmek için kullanılan açıdır. Faraday yasası ile Eş.2.12 tekrar yazılırsa;

$$0 = \psi_c + \frac{1}{\omega} \int_{\theta_c}^{\theta_q} (-V_s - Ri) d\theta \quad (2.13)$$

elde edilir.Eş.2.13 düzenlenerek Eş.2.14 yazılabilir.

$$\omega\psi_c = V_s(1 + u_2).(\theta_q - \theta_c) \quad (2.14)$$

Eş. 2.14’de $v_2 = u_2 V_s$ akısızlık peryodunda direnç ve diyotların üzerindeki ortalama gerilim düşüşüdür. $u_2 \ll 1$ ise akı bağı lineer düşer, her iki açıda ψ_c/V_s ’ye eşit olur. Maksimum akı bağı ψ_c , komütasyon açısı θ_c ’de meydana gelir. Enerjilendirilen faz bobin akımının toplam açısı, akı ve akısızlık aralığında olup, Eş. 2.15’deki gibidir.

$$\theta_q - \theta_0 \simeq \frac{\omega\psi_c}{V_s} \cdot \frac{2-u_1+u_2}{(1+u_2).(1-u_1)} \quad (2.15)$$

Tüm iletim peryodu için bir rotor kutup-adımı “sürekli iletim” olmaması için $\alpha_r = 2\pi/N_r$ içerisinde, kalmalıdır. Aksi takdirde bir tutma veya itme etkisi olacak ki bu durum akı yığılmasına sebep olur. Yani $\theta_q - \theta_0 \leq \alpha_r$ olur ve Eş.2.12 ile Eş.2.15 den izin verilen maksimum dwell açısını hesaplamak için Eş.2.16 düzenlenebilir.

$$\theta_{Dmax} = \alpha_r \cdot \frac{1+u_2}{2-u_1+u_2} \quad (2.16)$$

Örneğin simetrik bir 6/4 motorda kutup-adımı $\alpha_r = 90^\circ$ (360 *elektriksel*) ve $u = 0$ ise maksimum dwell açısı $\theta_D = 45^\circ$, faz sargılarındaki toplam iletim açısı 90° , fakat $u = 0,2$ ise maksimum dwell açısı 54° olur. Düzenli bir ARM’de artan indüktansın açısı $\alpha_r/2$ ’dir. İdeal akı, düşen indüktans boyunca sıfır olmalıdır. Çünkü akan akım bu peryotta bir negatif frenleme torku üretir. Bunu tamamen önlemek için, iletim açısı $\alpha_r/2$ ’ye, maksimum dwell açısı da,

$$\theta_D \leq \frac{\alpha_r}{2} \cdot \frac{1+u}{2} \quad (2.17)$$

Eş.2.17’ye sınırlandırılmalıdır. 6/4 motorda $u = 0,2$ ile maksimum dwell açısı 27° (108 *elektriksel*) ve iletim açısı 54° olmalıdır. Pratikte, artan indüktans peryodu boyunca frenleme tork darbelerini aşmak için daha büyük dwell açıları kullanılır.

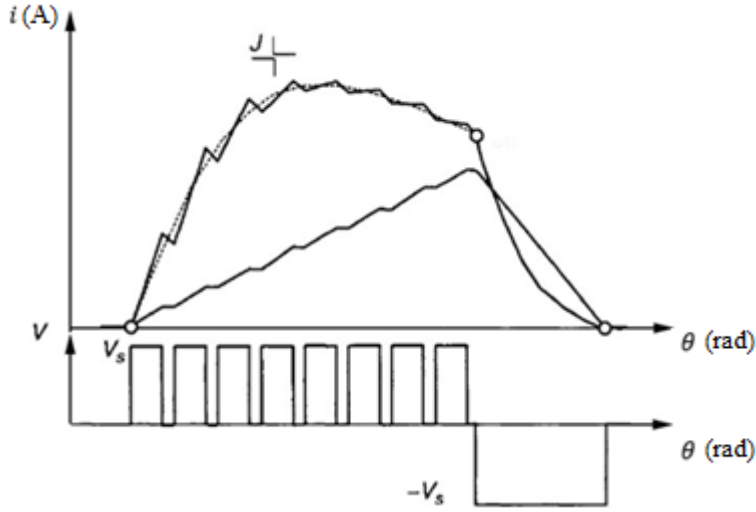
Başlangıç açısı Şekil 2.12’de hizasız pozisyondan hemen sonra kutuplar üst üste gelmeye başlayana kadar akım lineer yükselir. Yükselen indüktans bobinde bir zıt EMK üretir. Üretilen zıt EMK kaynak gerilimini giderek artan bir oranda tüketir. Akım dalga formunun tepe noktasına kadar zıt EMK V_s ’ye eşittir. Akı bağı hız sabitken hala artmaya devam edeceği için zıt EMK V_s ’den daha fazla büyüme eğilimindedir. Komütasyon noktasında faz sargısına uygulanan gerilim terstir ve orada akım değişim oranında keskin bir artış vardır. Kaynak gerilimini aşan zıt EMK istenmeyen bir durumdur. Komütasyon hizalı pozisyondan yaklaşık birkaç derece önce gelebilmesi için tek-darbe çalışma modu oldukça önemlidir. Hız arttıkça komütasyon açısı ileri olmalıdır.

Ayrıca Şekil 2.12 ve 2.13’de verilen durumlar, kutuplar üst üste gelmeye başlamadan önce kaynak geriliminin doğru anahtarlanmasıyla önemini göstermektedir. Bu durum indüktans hala düşükken akımın artmasına imkân verir. Çünkü indüktans yaklaşık olarak sabit kaldığı sürece, zıt EMK ve tam kaynak gerilimi akım artışını zorlamak için kullanılamaz. Başlangıç açısı yüksek hızda hizasız pozisyonun ötesine de ilerlemiş olabilir.

2.5.4. Düşük ve Orta Hızlarda Akım Regülasyonu ve PWM Gerilimi

Akım regülasyonu, bobin akımının kontrolü için bir yöntem olup, gerilim darbelerinin genişliği ve zamanlamasının ayarlanması bir sorundur. Genel olarak histerezis- akım kontrol ve PWM gerilim kontrol olarak iki ana metot üzerine kurulur, ancak bu temel yapıların değişik varyasyonları vardır. Sürücü devresi her iki metot için de aynı olduğu kabul edilir, akım dalga formundaki çeşitli iyileştirmelerin etkisine rağmen sürücü devreler kontrolör maliyetini azaltmak için birkaç çeşit üzerine tasarlanır. θ_c ’de her iki transistör pasif yapılır ve anahtarlara bağlı olan boşluk diyotları akıyı sıfıra düşürmek için gerilimi tersten kaynak gerilimine geri besleme yapar. Akısızlık aralığı θ_c ’den θ_q ’ya devam eder ve genelde akı aralığından daha kısadır(bölüm 2, kısım 5.3’de verilmiştir).

PWM Gerilim Kontrol: PWM gerilim Şekil 2.15’de bir faz ayağındaki iki güç transistöründen en az biri önceden belirlenmiş bir frekansta f_{chop} aktif ve pasif yapılır, anahtarlama işlemi bir D görev periyodu ‘duty-cycle’ $t_{on} * f_{chop} = t_{on}/T_{chop}$, t_{on} açma zamanı, $T_{chop} = 1/ f_{chop}$ anahtarlama frekansının periyodu olarak yorumlanır. PWM gerilim’de anlık akımın kapalı çevrim kontrolü yoktur. Akım dalga formu tüm hızlarda doğal bir şekilde sahip olup kaynak gerilimini düşürmek için $D * V_s$ değerine kısıllır. Bununla birlikte güvenlik ve koruma için bir akım sınırlayıcı fonksiyon kullanılmalıdır. Bu fonksiyon ile akım önceden belirlenen seviyeye i_{Hi} ulaştığında bir faz ayağındaki transistörlerden biri pasif yapılarak akım sınırlanır.



Şekil 2.15 Yumuşak kıymada PWM gerilim

Yumuşak anahtarlama ile dwell açısı boyunca S2 güç transistörü aktif kalır. S1 aktif olduğunda, V_s gerilimi faz sargılarına bağlanır. S1 transistörü pasif olduğunda sargı S2 ve D2 üzerinden kısa devre olur. S1 kıyma transistörü ve D2 kıyıcı diyot, S2 komütasyon transistörü ve D1 komütasyon diyotu olarak adlandırılır. Çünkü S2 ve D1 yalnızca θ_0 ve θ_c açılarında durum değiştirirler. Dwell açısı boyunca faz sargısına ortalama uygulanan gerilim $D * V_s$ 'dir. Dwell periyodunda akı bağı artışı akısızlık periyodundaki akı bağıнын düşüşüne eşit olarak verilirse,

$$\omega\psi_c = \theta_D(D - u).V_s = (\theta_q - \theta_c).(1 + u).V_s \quad (2.18)$$

olur ve toplam iletim açısını gösterebilmek için yeniden Eş.(2.19)'daki gibi düzenlenebilir.

$$\theta_q - \theta_0 = \theta_D \left[\frac{1+D}{1+u} \right] \quad (2.19)$$

Sistemin sürekli iletimi önlemek için θ_D ile sınırlı olmalıdır.

$$\theta_D < \alpha_r \cdot \frac{1+D}{1+u} \quad (2.20)$$

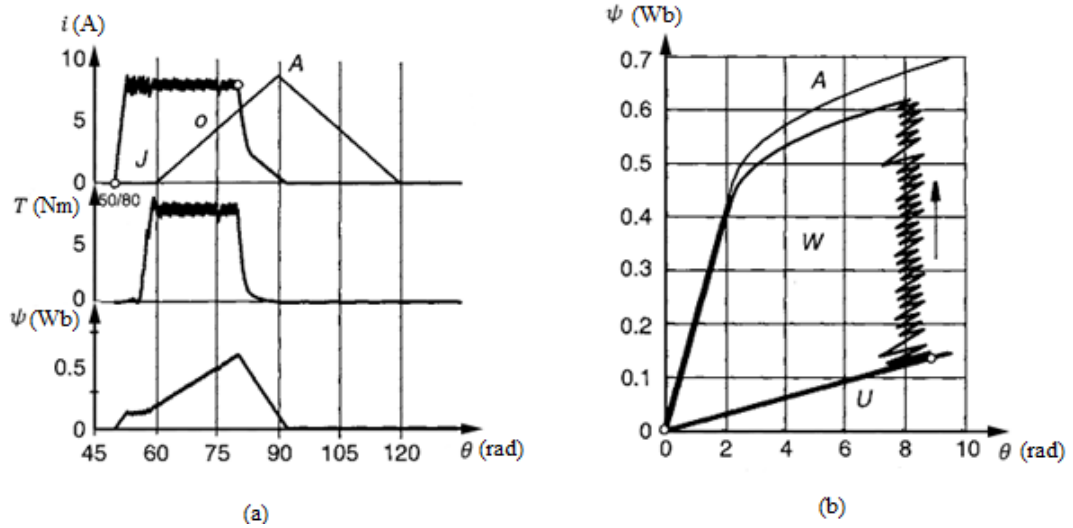
Örneğin 6/4 motorda, $u = 0.2$ ve $D = 0.5$ ise, maksimum dwell $1.2/1.5 * 90 = 72^\circ$ dir.

$$\theta_D < \frac{\alpha_r}{2} \cdot \frac{1+D}{1+u} \quad (2.21)$$

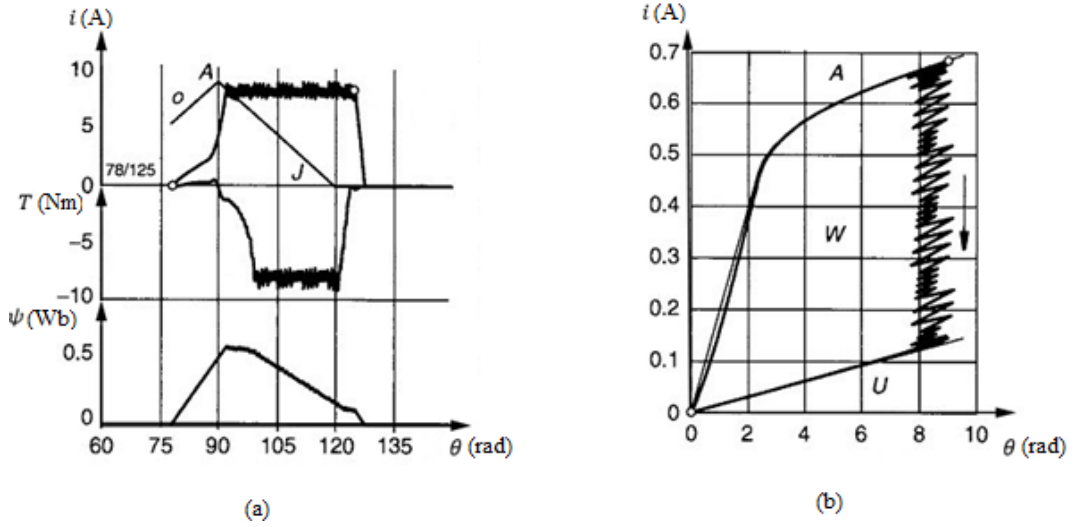
Yani mutlak maksimumun 1,5 u ya da 36° olmalıdır. Örnekte duty-cycle azalırken dwell açısının artabildiği Eş.2.16 ya da Eş.2.17'den görülebilir.

Benzer bir analiz sert kıyma için de yapılabilir. Bu yapıda her iki transistör yüksek frekansta birlikte anahtarlanır. Hem yumuşak hem de sert kıymada, akı bağı dalga formu daha fazla ya da daha az ortalama ile sabit eğimde düz adımlarla artar. Örtüşme başlamadan önce, akım dalga formunun ortalama eğimi neredeyse sabit olur. Ayrıca lineer artan akı sabit bir indüktansın içine zorlanır. Akı bağı lineer artmaya devam ederken, bir süre sonra, indüktans doğrusal artar. Sonuç olarak akım sabit ya da düz olma eğilimindedir. PWM gerilim, histerezis akım kontrolden daha sessiz çalışır.

Şekil 2.16 ve 2.17’de gösterilen grafikler düşük hızda, kıyma sırasında tercih edilen kontrol stratejilerini göstermektedir. Eş.2.19’dan açıkça görüldüğü üzere, akı bağı dalga formunun artış ve düşüş eğimlerinin oranı yaklaşık olarak D ’ye eşittir. Böylece akısızlık, geç komütasyona izin veren düşük bir görev periyodu ile gerçekleştirilebilir.



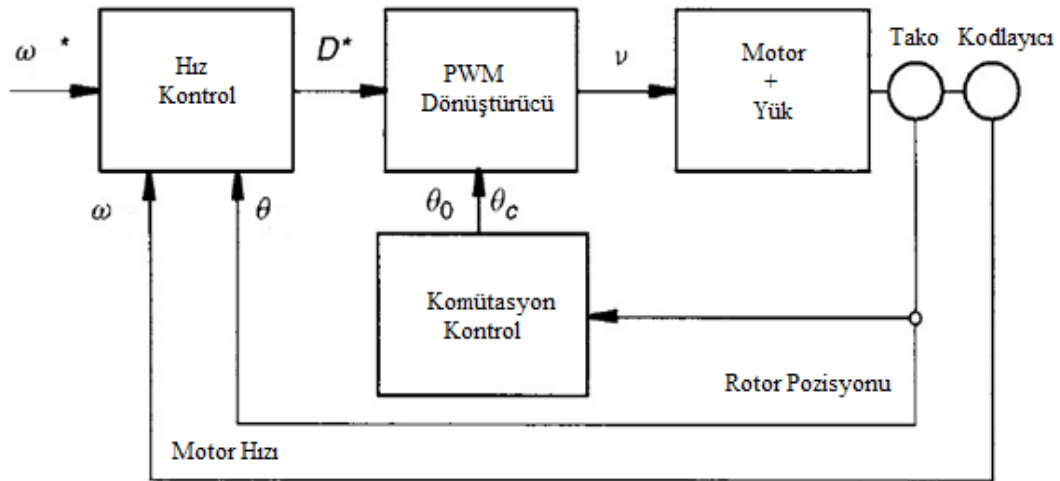
Şekil 2.16 Düşük hız motor çalışmada (a) akım, tork ve akının değişimi, (b) enerji dönüşüm grafiği



Şekil 2.17 Düşük hız generatör çalışmada (a) akım, tork ve akının değişimi, (b) enerji dönüşüm grafiği

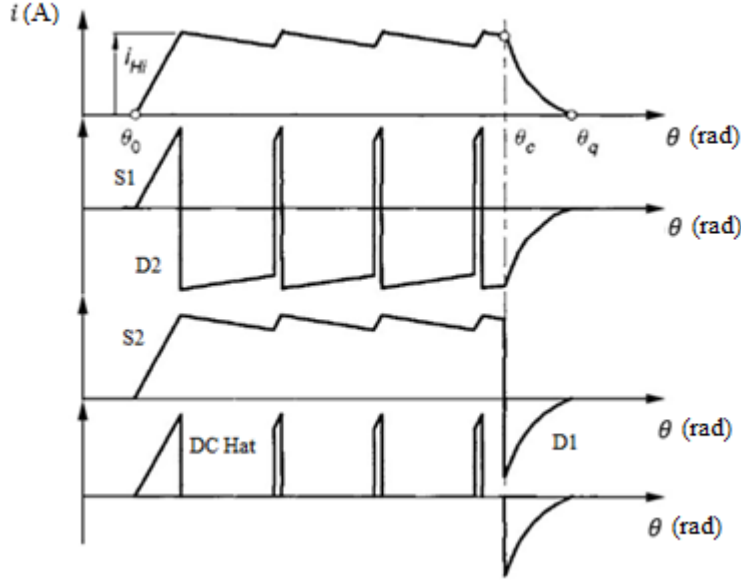
Ateşleme açılarının limit değerlerinin tork üretiminde çok önemli olduğu Şekil 2.16'dan anlaşılmaktadır.

Görev periyodu dış hız ve pozisyon kontrol döngüleri tarafından ayarlanabilirken, verimliliği optimize etmek için ateşleme açıları hıza bağlı olarak zamanlanmalıdır. Şekil 2.18 PWM gerilim ile ortalama tork kontrolünün tasarımını göstermek için verilmiştir. Referans tork değeri ya da istenilen tork değeri görev periyodunun komut sinyali D^* ile gösterilmiştir. Torktaki istenmeyen değişimler akım değişimlerine sebep olur. Çünkü akımların anlık kontrolü için herhangi bir sınırlayıcı tedbir alınmamıştır. Bu nedenle, PWM gerilim kontrollü yapıların bir akım sensörü kullanılarak aşırı akımdan sistemi korunması düşünülür.



Şekil 2.18 PWM gerilim kontrol 'ün blok şeması

Histerezis Akım Kontrol: Histerezis akım kontrolde, Şekil 2.19’da akım belirtilen bir i_{Hi} değerini aştığında faz ayağındaki transistörlerden biri pasif yapılır. Akım ikinci bir seviyeye düştüğünde $i_{Lo} = i_{Hi} - \Delta i$ tekrar aktif yapılır, akımın i_{Hi} ve i_{Lo} arasındaki değişimi Δi , “histerezis bant” olarak isimlendirilir.



Şekil 2.19 Faz akımının dalga grafikleri

Histerezis akım kontrolü/regülatörü genellikle akımın düzgün dalga formunda kalmasını sağlar. Şekil 2.16 ya da 2.17’de gösterildiği gibi, Δi ve bant genişliği akım regülatörü tarafından belirlenir. Yüksek hızda zıt EMK akımın her i_{Hi} değerinin üzerine çıkmasını önler. Daha sonra akım dalga formu, rotor dönüşlerinde, zıt EMK ve değişken indüktans tarafından doğal bir şekilde belirlenir (bu yapı bazen tek darbe modu olarak da isimlendirilir). Histerezis tip akım regülatörü ve yumuşak kıyma ile Şekil 2.19’da gösterilen grafikler elde edilir. Bu durum bir güç transistörünün $i > i_{Hi}$ olduğunda pasif, $i < i_{Lo}$ olduğunda tekrar aktif yapılması ile gerçekleşir. Anlık faz akımı i akım transduseri kullanılarak ölçülür ve bir karşılaştırıcıya verilir. Karşılaştırıcıdan elde edilen hata güç transistörlerinin durumlarını kontrol etmek için direkt olarak kullanılır. Sert ve yumuşak kıyma modları için bu durum mümkündür, ancak Şekil 2.19’da yalnızca yumuşak kıyma dalga formları gösterilmiştir. PWM gerilim durumunda olduğu gibi, yumuşak kıyma durumunda da akımdaki dalgalanma ve filtre gereksinimleri böylece ortadan kaldırılmış olur. Ancak filtreleme işlemi frenleme ve generatör çalışma modları için gerekli olabilir.

Delta Modülasyon: Histerezis akım kontrolör tiplerinin biriside delta modülasyon tekniğidir. Bu kontrolör çeşidinde akım, sabit bir frekansta örneklenir. Faz akımı referans

akımı i^* 'yi aşarsa, faz gerilimi kesilir ve referans akımı i^* 'nin altına düştüğünde ise gerilim tekrar uygulanır. Anahtarlama frekansı sabit değildir, ancak örnekleme oranı ile sınırlıdır[13].

Tablo 2.3 Kontrol modları ve kontrol edilen değişkenler

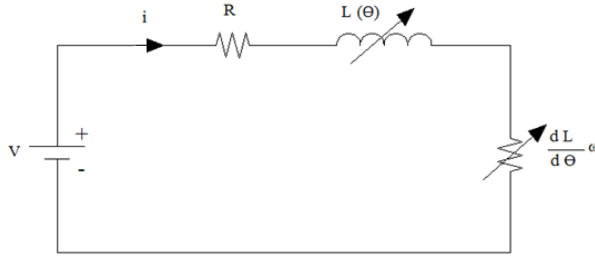
Kontrol Modu	Kontrol Edilen Değişkenler
Akım Histerezis Kontrol	i_{Hi} , i_{Lo}
Delta Modülasyon	i^*
Gerilim-PWM Kontrol	D
Sıfır-Volt Döngüsü	i_{Hi} , i_{Lo}
Tek-Darbe Kontrol	θ_0, θ_c

3. ARM'İN EŞDEĞER DEVRE MODELİ VE DİNAMİK EŞİTLİKLERİ

ARM'ler, bölüm 2'de açıklandığı gibi, değişken relüktans prensibine göre tork üreten motorlardır. Bu motor tipinde hem rotor hem de stator çıkıntılı yapıdadır. Serbest ve hareketli durumdaki rotor, relüktans kuvveti ile hareket ederek tork üretir. Üretilen tork faz indüktansı, rotor pozisyonu ve faz akımına bağlı olarak değişim gösterir. Üretilen torkun zamana bağımlı değişimi ve akustik gürültü bu motorların istenmeyen karakteristik yapıları olarak literatüre girmiştir.

3.1. ARM'nin Elektriksel Eşdeğer Devresi

ARM için bir faz temel eşdeğer devre Şekil 3.1'de verilmiştir.



Şekil 3.1 ARM'nin bir fazı için eşdeğer devre

Verilen eşdeğer devreden hareket ile ARM'nin bir fazının gerilim eşitliği,

$$V = R \cdot i + \frac{d\psi(\theta, i)}{dt} - M(\theta) \frac{di'}{dt} \quad (3.1)$$

şeklinde ifade edilebilir. Bu eşitlikte V ; DA kaynak gerilimi (Volt), R ; stator sargı direnci (Ohm), ψ ; manyetik akı (Weber), i ; faz akımı (Amper), $M(\theta)$; karşılıklı indüktans (Henry), θ ; rotor pozisyon açısı, i' ; bir önceki uyarılan sargı akımıdır. Doyum ihmal edildiğinde manyetik akı $\psi = (\theta) \cdot i$ olduğundan Eş.3.1;

$$V = R \cdot i + \frac{d(L(\theta) \cdot i)}{dt} - M(\theta) \frac{di'}{dt} \quad (3.2)$$

şeklinde düzenlenebilir[22]. Eş.3.2'de verilen $L(\theta)$ faz indüktansını göstermektedir. Türevsel ifade bölümlenirse alt tarafta verilen Eş.3.3 elde edilir.

$$V = R \cdot i + L(\theta) \frac{di}{dt} + i \frac{dL(\theta)}{dt} - M(\theta) \frac{di'}{dt} \quad (3.3)$$

Karşılıklı indüktans değeri minimum indüktanstan daha küçük olduğundan ihmal edilebilir ve Eş.3.3;

$$V = R.i + L(\theta) \frac{di}{dt} + i \frac{dL(\theta)}{dt} \quad (3.4)$$

Eş.3.4'te verildiği gibi yazılabilir. Aynı zamanda,

$$\frac{dL(\theta,i)}{dt} = \frac{dL(\theta,i)}{d\theta} \cdot \omega, \quad (3.5)$$

$$\frac{d(i)}{dt} = \frac{d(i)}{d\theta} \cdot \omega \quad (3.6)$$

şeklinde yazılabilir. Bu eşitliklerde ω açısal hızı ifade etmektedir. Bu durum, kararlı çalışma durumu için geçerlidir. Böylece, Eş. 3.4 yeniden yazılırsa Eş.3.7 elde edilir.

$$V = R.i + L(\theta) \frac{d(i)}{d\theta} \cdot \omega + i \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot \omega \quad (3.7)$$

3.2. ARM'nin Dinamik Eşitlikleri

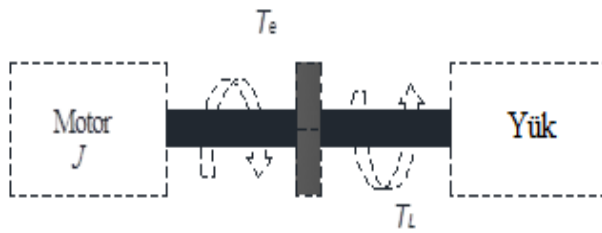
ARM'nin dinamik davranışını tanımlayan eşitlik Eş. 3.8'deki gibi verilebilir.

$$T_e = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} + T_L \quad (3.8)$$

Rotor pozisyonunun türevi alınarak açısal hıza bağlı eşitlik yeniden yazılırsa;

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \quad (3.9)$$

olur. Burada T_e motor torku, J toplam atalet momenti, B sürtünme katsayısı, T_L yük torkudur.



Şekil 0.2 ARM'nin mekanik eşitliği

Bu eşitliklerin doğruluğu, motor indüktansının doğru bir şekilde modellenmesine bağlı bulunmaktadır [23].

3.3. ARM’de Dört Bölge Çalışma

Elektriksel çalışma modundaki motorlar genellikle dört bölge çalışma modları ile analiz edilirler. ARM'nin dört bölge çalışma modları alt taraftaki bölmeli tabloda verilmiş ve kısa açıklamalar sıralı olarak aktarılmıştır.

Tablo 3.1 ARM’nin dört bölge çalışma mod tablosu

Tork		Hız	
Geri Generatör/Frenleme	IV	İleri Motor	I
Tork (+), Hız (-)		Tork (+), Hız (+)	
θ_{on} süresince düşen indüktans		θ_{on} süresince artan indüktans	
(Generatör çalışmada: Enerji depolanır.)			
(Frenleme: Enerji harcanır.)			
Geri Motor	III	İleri Generatör/Frenleme	II
Tork (-), Hız (-)		Tork (-), Hız (+)	
θ_{on} süresince artan indüktans		θ_{on} süresince düşen indüktans	
		(Generatör çalışmada: Enerji depolanır.)	
		(Frenleme: Enerji harcanır.)	

İleri yön motor çalışma modu: Bir ARM motor çalışma modunda faz akımları, indüktans artarken birbirini izleyen her bir faza sırasıyla uygulanır. Bu çalışma modu pozitif motor torku üretir ve dönüş yönü faz uyarma dizisi ile belirlenir. İleri dönme(saat yönünde) için, fazlar negatif sıralamayla uyartılmalıdır (yani Faz A, sonra Faz C, daha sonra Faz B, üç fazlı bir motor için). İleri dönme pozitif açısal hız ile ifade edilir, böylece ileri yön motor pozitif tork ve pozitif açısal hız ile gösterilir(dönüş yönünde üretilir).

Geri yön motor modu: Geri yön çalışma modunda faz uyarmaları negatiften pozitive geçirilerek yapılabilir (yani, Faz A, sonra Faz B, daha sonra Faz C, üç fazlı bir motor için). Bu durumda dönme saat yönünün tersine olacaktır ve açısal hız negatif olduğu gibi hareket torku da negatif olacaktır (tekrar, dönüş yönünde üretilen). Böylece, ilave bileşenlere veya karmaşık kontrol sistemlerine gerek kalmaz.

İleri yön generatör/frenleme modu: ARM’de indüktans azalırken her bir faza, faz akımı sırası ile uygulanırsa motor bir generatör gibi çalışır. Bahsedilen bu mod çalışmada negatif tork üretilir. Böylece rotor miline sanki mekanik bir güç uygulanmış olur. Üretilen elektriksel güç kaynağa geri döndürülür. Elektriksel güç, depolanan daha fazla harcanırsa anahtarlamalı relüktans motor frenleme moduna girer. İki mod arasındaki başlıca fark, elektriksel gücü depolayabilmek için kaynağın fiziksel yeteneği ile belirlenir. Bir motor için, bu durum generatör modu “rejeneratif frenleme” olarak adlandırılır. Bazı durumlarda enerji depolama işlemi tüketilen elektriksel gücü telafi etmek için gereklidir. Atalet elektriksel olarak bir batarya ya da ultrakapasitör, mekanik olarak ise bir volan ya da içten yanmalı bir motorun dönen kütlesinde saklanabilir. Öte yandan dirençli bir frenleme sisteminde dirence aktarılan elektriksel güç dirençte sönmülerek fren sistemini destekleyebilir. Yani üretilen elektriksel güç, frenleme modunda ısı olarak harcanır.

Geri yön generatör/frenleme modu: Geri yön frenleme modu ileri ve geri motor gibi yalnızca faz uyartım sırasına bağlıdır. Generatör ileri tork girişi sağlamış ise faz sırası negatif sırayla uyartılmalıdır (ancak düşen indüktans bölgesinde faz akımıyla). Mekaniksel giriş ters yönde ise faz uyartımı pozitif sıralı yönde olmalıdır.

3.4. ARM’de Tork-Hız Eğrisi

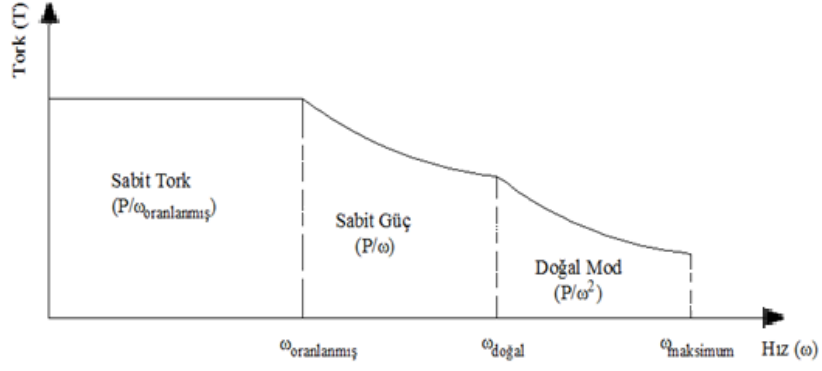
Tork/hız grafiği olarak Şekil 3.4’ verilen grafik ARM’nin tork hız ilişkisini göstermektedir. Bu eğride, motorun çalışma performansı farklı çalışma bölgeleri için tanımlanmaktadır.

Sabit tork bölgesi: Çalışma hızından bağımsız olarak tanımlanan nominal(anma) tork bölgesidir. Hızın değişimi gücü arttıracığı için tork bu değişimlerden etkilenmez.

Sabit güç bölgesi: Maksimum tork ve motor hızının ürettiği sabit güç bölgesidir. Bu güç $P = T_e \omega_{rotor}$ tork ile ilgilidir. Gücün artan hız ile sabit kalması için, torkun azaltılması gereklidir. Anma hızı bu çalışma bölgesinin alt sınırını tanımlamaktadır ve hız arttıkça tork azalır.

Doğal çalışma bölgesi: Maksimum kullanılabilir torkun azaldığı bu bölgede yüksek hızlarda sabit güç elde edilemez(motorun anma hız sınırında veya üzerinde). Bu çalışma modunda maksimum tork, hızın karesi ile ters orantılı azalır. Bazı tip motorlar, doğal çalışma modunu elde etmek için yeteri kadar yüksek hızlarda çalışma yeteneğine

sahip olamayabilirler. Bu tip motorlar ancak mekanik sistemin izin verdiği hızlara çıkılabılırler [24].



şekil 3.3 Motor torku (T) ve hız (ω) çalışma bölgeleri

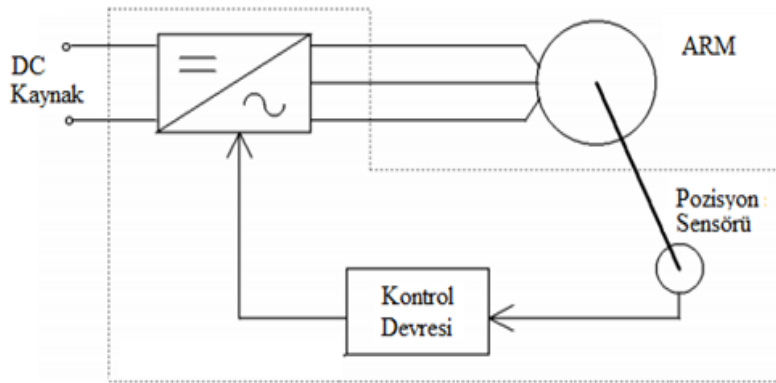
4. ARM’İN SÜRÜLMESİ

ARM’lerde tork, faz akımının yönüne bağlı olmadığından tek yönlüdür ve tek kutuplu denetim devresi ile sürülür. Bu durum AA ile çalışan aynı sürücü devrelerine göre bazı avantajlara sahip olduğunu göstermektedir. Akımın tek yönlü olması motor nüvesindeki histerezis kayıplarını azaltır ve böylece verim artar. ARM’lerin sürülmesinde, motorun stator faz akımlarının komütasyonu için gerekli olan yüksek seviyeli enerjinin varlığı ve stator faz akımlarının denetim zorluğu gibi bazı sakıncalı durumlar göze çarpar. Bu sorunlar; motor indüktansının yüksek olması ve rotor pozisyonu ile geniş bir aralıkta değişmesinden kaynaklanmaktadır.

İdeal durumda, düşük dalgalanmalı tork üretebilmek için kullanılan motor sürücü devresinin(konvertör) motor faz sargılarına kare dalga akım uygulaması gerekir. Bu durum bir sargıdan diğerine hızlı bir komütasyonu gerektirmekte ve akımın iletim periyodu boyunca regüle edilmesini zorunlu kılar. Motor sargılarında depolanan enerji seviyesi yüksek olacağı için, komütasyon zamanını düşürülmesi ve güç transtörleri üzerindeki gerilim baskısının artırılması söz konusu olur. Bazı akımı regüle edici regülatörler, yüksek hızlarda motor faz sargılarının indüktanslarındaki hızlı değişmeye cevap veremeyebilir. Sistem parametreleri değişken olduğu için bu motorda kullanılacak denetleyicinin sisteme uygun bir adaptif denetleyici olması zorunludur [22].

4.1. ARM Sürücü Sistemi

Bir ARM sürücü sistemi, Şekil 4.1’de verildiği gibi dört temel bileşenden oluşur. Bu bileşenler; Sürücü, Kontrol devresi, Pozisyon sensörü ve ARM’dir.



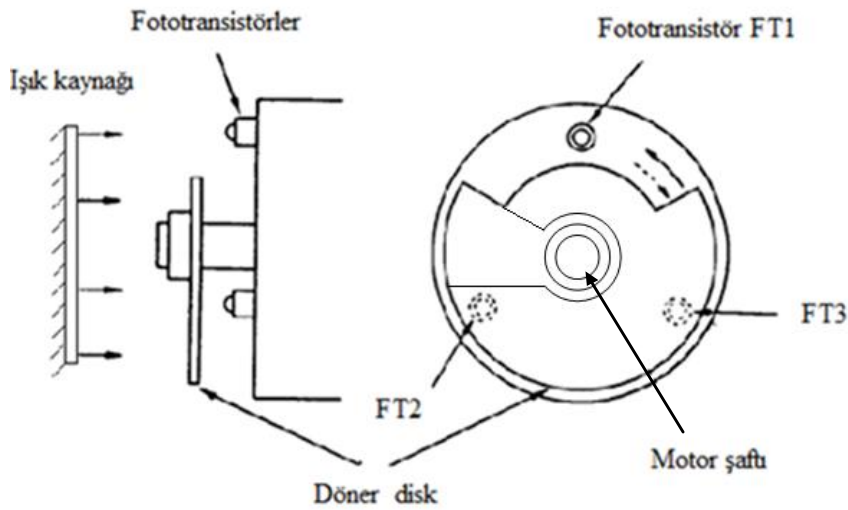
Şekil 4.1 ARM’lerde kullanılan temel bir sürücü sistemi blok diyagramı

4.2. ARM’de Pozisyon Algılama

ARM'lerde, stator faz sargılarının komütasyonu ve rotorun açısal pozisyon motorun sürülebilmesi için oldukça önemlidir. Rotor pozisyonu genellikle pozisyon sensörleri tarafından belirlenir. Yaygın olarak kullanılan pozisyon sensörleri fototransistörler, fotodiyotlar, Hall sensörleri, manyetik sensörler, darbe kodlayıcılar, ve ayarlanabilir diferansiyel transformatörlerdir.

4.2.1. Fototransistör Pozisyon Sensörleri

Fototransistör sensörlerinin çalışması fotoelektrik prensibine dayanır. Şekil 4.2’de fototransistör sensörün temel yapısı verilmiştir.

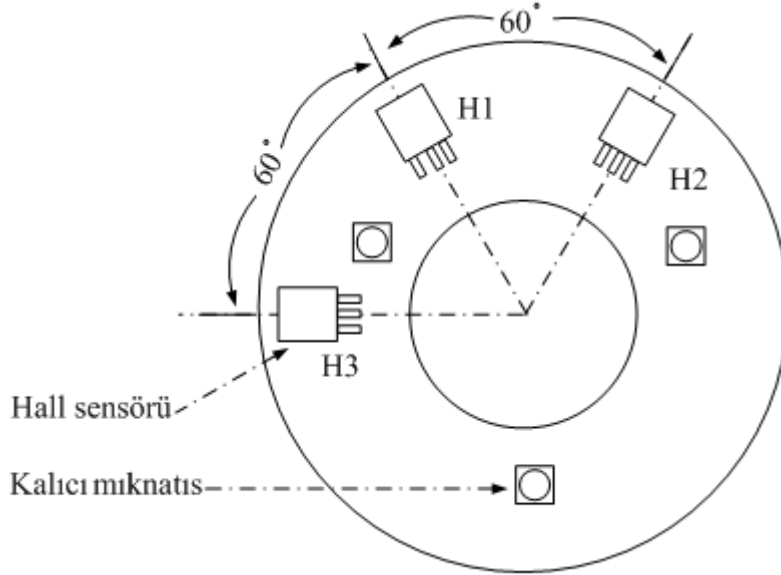


Şekil 4.2 Rotor pozisyonunun fototransistör sensörleri ile belirlenmesi

Şekil 4.2’de verilmiş döner disk, rotor ile birlikte dönmektedir. Fototransistörler de motor faz sargılarının yerleştirildiği gibi stator üzerine sabitlenir. Fototransistör FT1 döner diskteki boşluk ile aynı hizaya geldiğinde ışık alacak ve iletme geçecektir. Bu esnada FT2 ve FT3 fototransistörleri ise döner disk tarafından ışık alması engellenmiş olduğundan, kesimde dir. Dönüş yönüne göre FT1’den sonra FT2 ışık alacak FT1 ve FT3 kesimde olacaktır. Daha sonra FT3 iletimde iken yani ışık aldığı nda FT1 ve FT2 kesimde olacaktır. Disk sabit ve hareketli olmak üzere iki parçadan oluşur. Hareketli parça fototransistörlerin ışık alma sürelerini ayarlamak için kullanılır.

4.2.2. Hall Pozisyon Sensörleri

Hall sensörlerinin çalışması, “Hall Etkisi” fiziksel prensiplerine dayanır. Bir yarı iletken, dik olarak manyetik akıya maruz kaldığında, karşılıklı iki kenar arasında potansiyel fark oluşur. Bu potansiyel farka hall gerilimi denir.



Şekil 4.3 Rotor pozisyonunun Hall sensörü ile belirlenmesi

Pozisyon belirlemede sıkça kullanılan hall sensörü Şekil 4.3’de verildiği gibi sabit üç hall elemanı ve üzerinde kalıcı mıknatıslar bulunduran rotor miline bağlı dönen bir diskten oluşur. Fototransistör sensörlerin boşluğuna benzer şekilde, döner disk üzerindeki sabit mıknatıs uygun açılarla yerleştirilir. Bu düzenekte kullanılmış elemanların çıkışları, faz akım kontrolü için uygun rotor pozisyonunu belirlemede kullanılır[4,20].

4.2.3. Sensörsüz Pozisyon Algılayıcılar

ARM sürücülerin sensörsüz kontrolü için literatürde birçok dolaylı pozisyon algılama yöntemi/teknikleri önerilmiş ve yayınlanmıştır. Bu yöntem/teknikler genelde iki grupta toplanır.

Müdahaleci olmayan yöntemler: Bu yöntemlerde pozisyon bilgisi akım ve gerilimin terminal ölçümleri ve ilgili hesaplamalardan elde edilir. Rotor pozisyonunun tahmini motorun karakteristik özelliklerine dayanır. Faz gerilimi ya da faz akımının terminal ölçümleri, rotor pozisyonunu elde etmede tahmin edici sistem için girişler olarak

kullanılır. Bu grup altında dalga formu tarama teknikleri, model tabanlı/gözlemci tabanlı tahmin edici teknikler, akı-akım metodu ve karşılıklı gerilim metodu gibi bazı yöntem/teknikler sıralanabilir. Yüksek çözünürlüklü pozisyon algılama işlemi için gözlemci tabanlı yöntemler ve akı-akım yöntemleri kullanılabilecek düzenlere örnek verilebilir. Bu yöntemler pozisyon algılama işleminin zor olduğu yüksek hızlarda da uygundur, ancak yüksek hız hesaplama gereksinimleri dolaylı algılayıcıların maliyetini daha fazla arttırır.

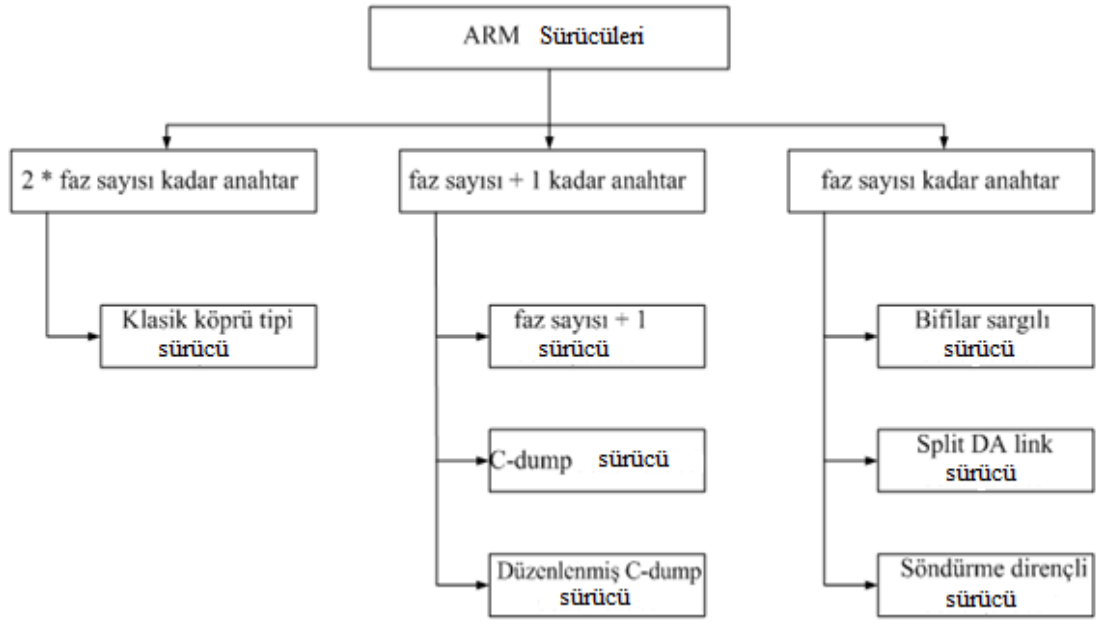
Müdahaleci yöntemler: Bu yöntemler pozisyonu belirleme işleminde doymamış faz indüktans özelliğini kullanır. Boştaki faz bobinine düşük seviyeli yüksek frekanslı sinyaller enjekte edilir. Bu gruba akım dalga şekilleri veya pasif dalga taramasına dayalı yöntemler, modülasyon tabanlı teknikler ve akı algılama teknikleri gibi yöntem/ teknikler örnek olarak verilebilir. Bu grupta yer alan yöntem/tekniklerin basitliği bir avantaj olarak görülse de doğal hız sınırlaması ve algılanan fazlarda negatif tork üretimi gibi bazı durumlarda dezavantajları da olabilir.

4.2.4 ARM İçin Sürücü Devreleri ve Özellikleri

Bölüm 2 ve 3' te açıklanan ARM'lerin sürülme zorluğu dikkate alınırsa kullanılacak sürücü/konvertörlerin bazı temel özelliklere sahip olması gerekir. Bu özellikler;

- Her faz diğerinden bağımsız olarak ilettime geçmeli,
- Motor olarak çalışırken, generatör çalışma bölgesine geçmemelidir, şeklinde sıralanırken, bu özelliklerin yanı sıra ARM'lerin toplam performansını arttırmak için kullanılacak olan sürücülerde aşağıdaki özellikler de aranmalıdır.
- Fazlardan biri tamamen kesime gitmeden diğer faz ilettime geçirilmeli,
- Sürücü, kesime götürülen faz sargısında depo edilen enerjiyi kaynağa ya da ilettime geçirilecek bir sonraki faza aktarabilmeli,
- Komütasyon süresini kısa tutabilmeli,
- Kırıyıcı olarak çalışma esnasında anahtarlama serbest dolaşım sağlayabilmelidir.

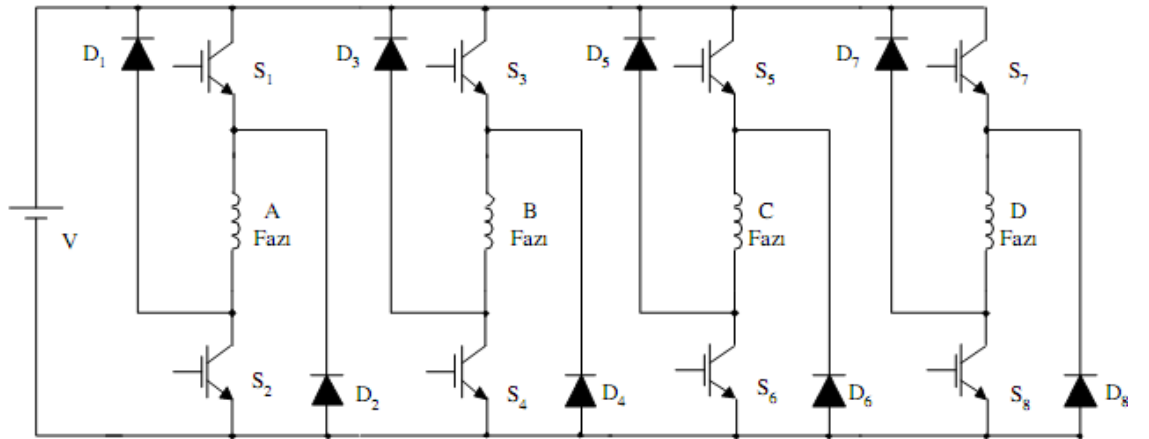
ARM'lerde kullanılan sürücü devreleri kullanılan transistör sayısına göre, Şekil 4.4'de verildiği gibi sınıflandırılabilir [15].



Şekil 4.4 ARM’lerde kullanılan sürücülerin transistör sayısına göre sınıflandırılması

4.2.5. Klasik Köprü Tipi Sürücü Devresi

Bu sürücüde stator faz sayısının iki katı kadar güç diyotu ve transistörü kullanılır. Fazlar birbiriyle bağımsız olduğu için her fazın ayrı kontrol edilebilmesi mümkündür. Kullanılan transistörler düşük gerilimle çalıştırılır [22].

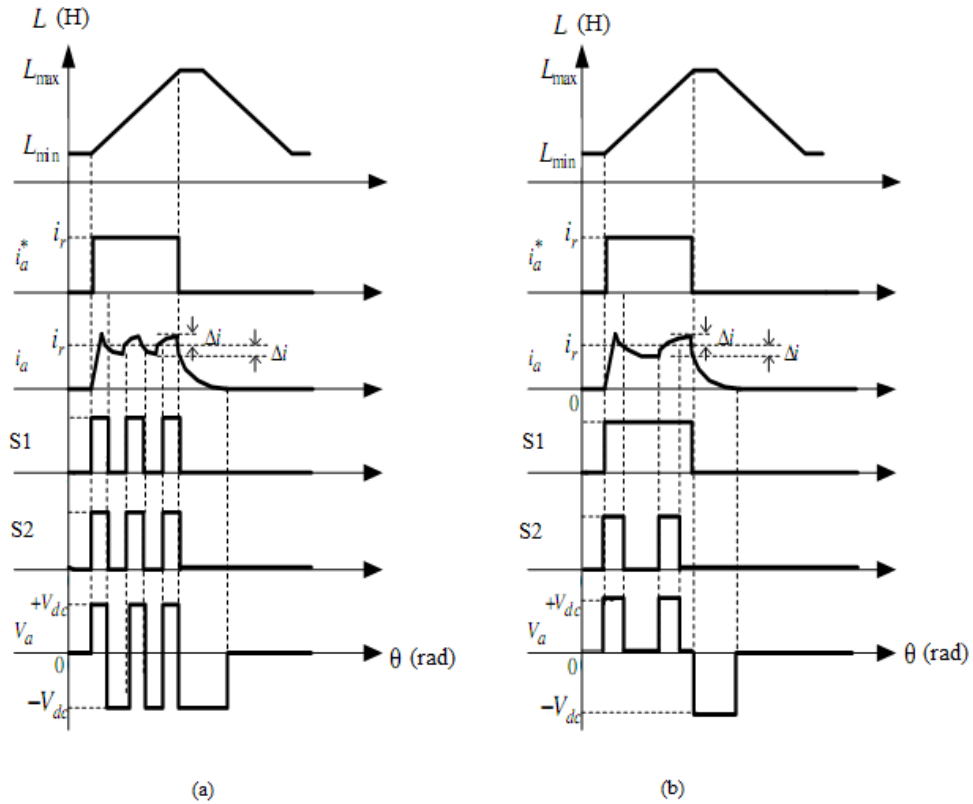


Şekil 4.5 Klasik köprü tipi sürücü devresi

Sargıların uçlarında bulunan güç transistörleri her iletim periyodu ve tork darbesi başlangıcında birlikte ilettime geçirilir ve komütasyon noktası ile birlikte kesime götürülür.

Kontrol stratejisinin tipine göre anahtarlardan biri veya her ikisi birden kıyma işlemi yapılabilir. Her iki durum için anahtarlama durumları ve akım-gerilim eğrileri Şekil 4.6'da gösterilmiştir. Motor olarak çalışma için bir referans akım i_r indüktansın pozitif eğimi süresince sargıdan akıtılır. Referans akım i_a^* ile gerçek faz akımı i_a karşılaştırılır. Elde edilen akım hatası(farkı) uygun bir tolerans banda sahip (Δi) histeresis akım denetleyiciden geçirilir [26].

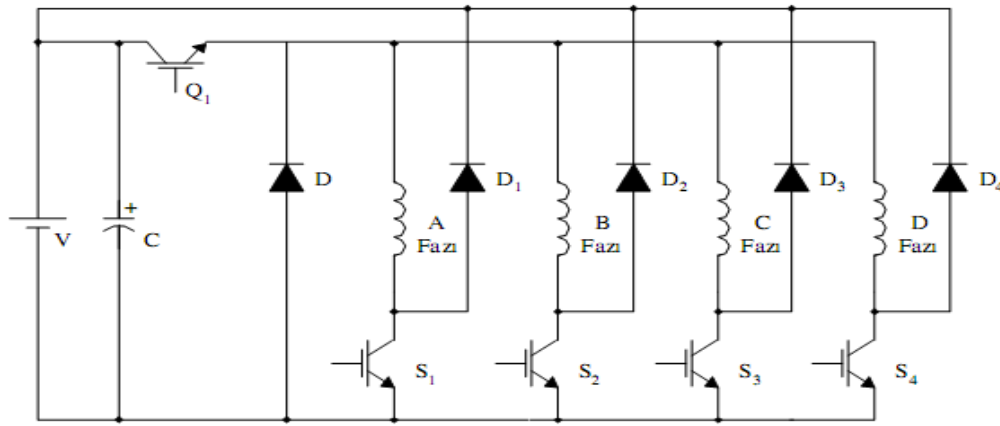
Kıyma işleminin amacı, akımın belirtilen denetim bandı içinde kalmasını sağlar. Yüksek hızlarda, her iki transistör de iletimde ve böylece akımın dalga formu hız ve torka bağlı olarak doğal halini alır. Bir iletim periyodu sonunda her iki transistör da birden kesime götürüldüğünde, sargıda depo edilen manyetik enerji hızlı diyotlar üzerinden kaynağa döndürülür. Diyotlar ileri yönlü kutuplandırıldığı zaman, sargı uçlarına kaynak gerilimi ters uygulanmış olur. Enerji kesildiğinde ise sargıdaki polarite ters durum alır.



Şekil 4.6 (a) Her iki transistörün kıyıcı olduğu durum, (b) Tek transistörün kıyıcı durum

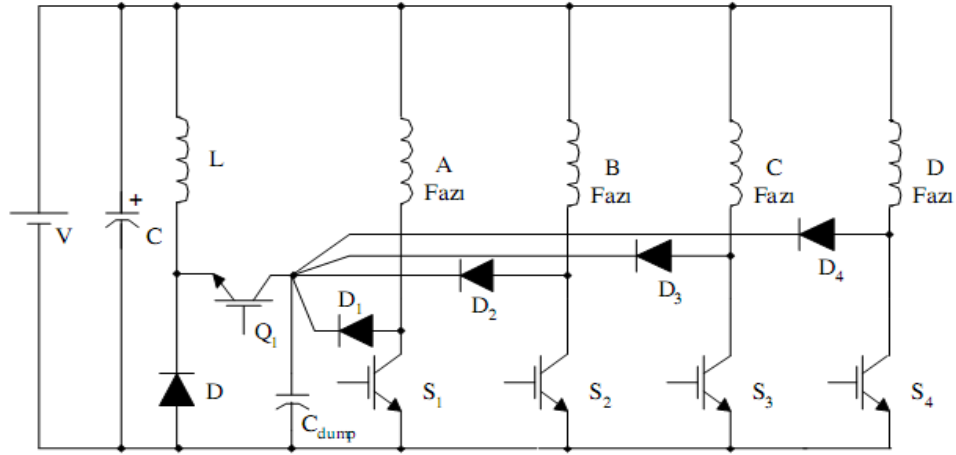
4.2.6. ARM’de Kullanılan Diğer Sürücü Devreleri

Düşük hızlı sürücülerde bütün hız aralığı boyunca darbe genişlik modülasyonu denetimi kullanılır. Bu denetim için yapılan araştırmalar sonucu faz sayısının bir fazlası transistör kullanılır. Bu tip bir sürücü devre modeli şekil 4.7’de gösterilmiştir. Sürücü devresinde fazlara bağlı transistörler iletim durumunda iken kıyma işlemi Q1 transistör tarafından yapılmaktadır. Bu devrenin temel sakıncası yüksek hızlarda fazlar arasında çakışmanın meydana gelmesidir. Yüksek hızlarda sargılar diyotlar üzerinden yeteri kadar hızlı deşarj olamamaktadır. Çünkü denetim transistörü iletim pozisyonunda uzun bir süre kalmaktadır [27]. Faz sayısı + 1 sürücü devresi, genellikle torktaki vuruntuların önemli olmadığı durumlarda, yüksek gerilim uygulamalarında ve performansın önemli olmadığı sistemler için uygundur [17].



Şekil 4.7 Faz sayısı+1 transistörlü sürücü devresi

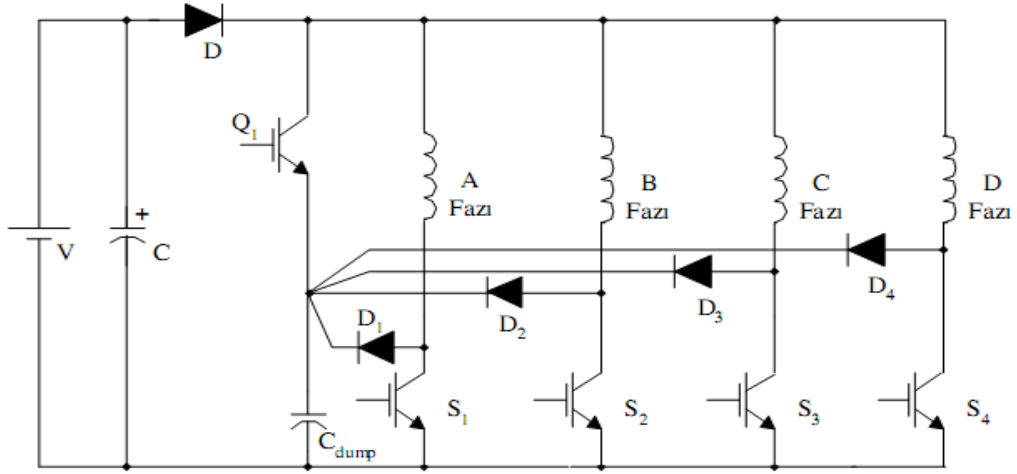
C-dump sürücü devresi Şekil 4.8’de görülmektedir. Depolanmış enerjiyi boşaltmak için bir kondansatör bağlanır. Ortalama kondansatör gerilimi, komütasyondan sonra hızlı boşalmaya (de-fluxing) izin vermek için kaynak geriliminden yüksek tutulur. Bu devrenin verimi yüksektir. Ancak, ilave elemanlar gerektirir ve denetimi karmaşıktır. Enerji deşarj devresindeki bir denetim hatası boşaltma kondansatöründe hızlı bir şarj oluşumuna yol açmakta ve eğer koruyucu tedbirler alınmaz ise bütün sürücü elemanları yüksek gerilimden dolayı bozulabilir. Bu nedenle kullanılan elemanların gerilim değerlerinin klasik köprü tipi sürücü devresinde kullanılan elemanlara oranla iki kat daha yüksek değerli seçilmesi gerekir.



Şekil 4.8 Temel C-dump sürücü devresi

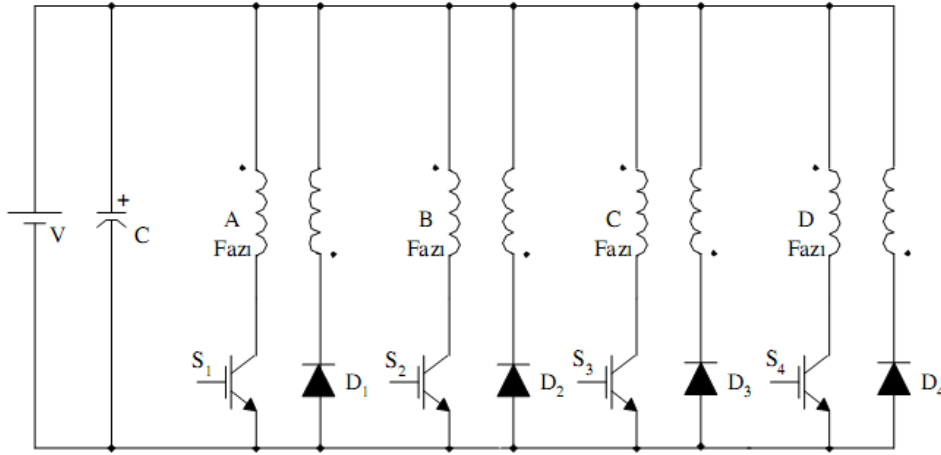
Eğer faz sayısı 3'ten fazla ise her faz için eleman sayısında önemli azalma sağlanır. Şekil 4.9'da düzenlenmiş C-dump sürücü devresi görülür. Bu devrede temel C-dump devresindeki L bobini kaldırılır. Temel C-dump sürücü devresi ile aradaki diğer fark ise, faz sargısında depo edilen enerjinin bir sonraki iletme geçirilecek olan faz sargısına aktarılmasıdır. Bu sürücüde komütasyon anında faz sargılarındaki gerilimin değeri kondansatör gerilimi ile kaynak gerilimi arasında fark olduğundan kondansatör gerilim değeri, hızlı boşalma anında ani olarak yükselir. Bu durumda kullanılan kondansatör, transistör ve diyot değerlerinin uygun değerde, diğer bir ifadeyle klasik sürücü devresinde kullanılan değerlere oranla iki kat yüksek değerde seçilmesi gerekir.

Bu sürücü yapısı ile temel C-dump sürücü devresinde kullanılan bobinin kaldırılması sürücü maliyetini azaltıyor gibi görünse de, kullanılan elemanların değerleri nedeniyle maliyeti artacağından gerçekte pek fazla bir maliyet üstünlüğü ortaya çıkarmaz. Dolayısıyla bu sürücüler sadece düşük gerilim uygulamaları için uygun olabilen sürücülerdir.



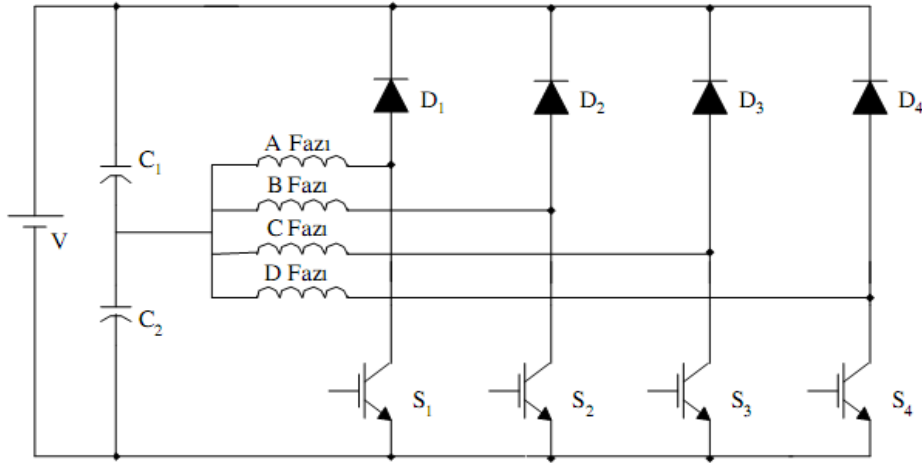
Şekil 4.9 Düzenlenmiş C-dump sürücü devresi

Tek kutuplu sürme devresi kullanmanın bütün avantajlarından faydalanmak için transistör sayısını faz sayısına indirmeye yönelik başka devreler de geliştirilmiştir. Örneğin Şekil 4.10'daki verilen devre Bifilar sargılı olarak bilinir. Bu devrede sargı sayısı ikiye katlamakta ve sargıların verimsiz kullanımına yol açar. Ayrıca faz sargıları arasındaki eşit olmayan etkileşimden doğan gerilim sıçramaları (spike) sebebiyle problemler çıkabilir.



Şekil 4.10 Bifilar sargılı sürücü devresi

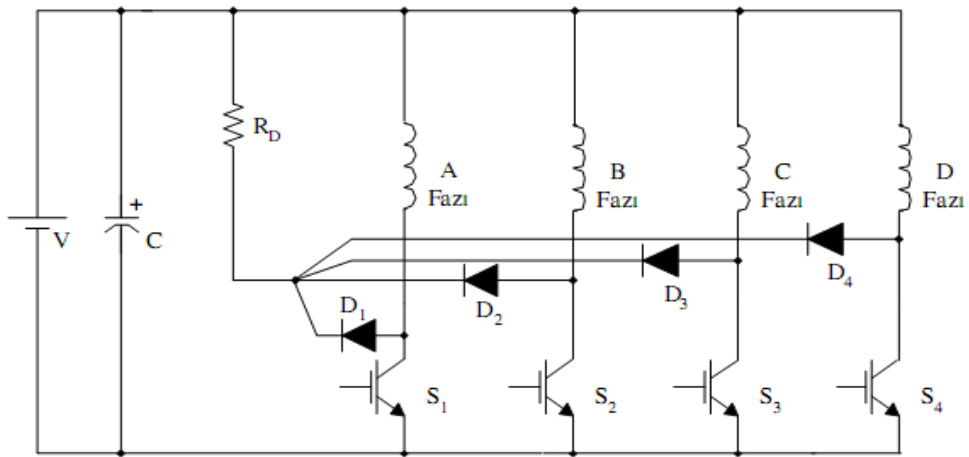
Eleman sayısı faz başına bir anahtarlama elemanı olan Şekil 4.11'deki Split devresi, fazlardan pasif elemanlar gerektirir ve denetim sınırlamalarından dolayı bazı problemler ortaya çıkarabilir [16].



Şekil 4.11 Split DA link sürücü devresi

Sürücü devreleri içerisinde en ekonomik olanı Şekil 4.12’de verilen söndürme dirençli sürücü devresidir (supression-resistor-circuit). Bu devre düşük performanslı düşük maliyet istenilen uygulamalar için iyi bir seçenek olup denetimi basittir.

Sürücü her bir faz için bir diyot ve bir transistör gerektirir. Depolanan enerji serbest dolaşım esnasında RD direnci üzerinde harcanır. RD direncinin değerinin tespiti önemlidir. Direncin küçük değerli olması durumunda; yüksek hızlarda bozucu moment üretilirken verimi de düşer. Direnç büyük değerli seçilirse; komütasyondaki faza bağlı transistörde yarı iletken elemanlar için tehlikeli olan büyük değerli gerilim sıçramaları oluşur.



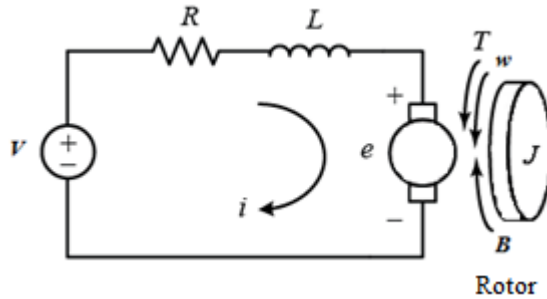
Şekil 4.12 Söndürme dirençli sürücü devresi

5. DA MOTOR'UNUN VE ARM'NİN BENZETİM ÇALIŞMALARI

DA motorunun sistem eşitlikleri ile ARM'nin dinamik ve elektriksel eşitliklerinin benzer olduğu Bölüm 3'de verilmişti. Bu benzerliğe rağmen, DA motorunun kontrol kolaylığının ARM'lerde olmadığı gerçeği iki yapının ayrıştığı yönleridir. Bu bölümde yapılacak benzetim çalışmaları, ARM'nin benzetim çalışmalarında kontrol edilmesi gereken değişkenlerin denetimine referans anlamında yardımcı olacaktır.

5.1. DA Motor'unun eşdeğer devre modeli ve dinamik eşitlikleri

DA motor, kontrol sistemlerinde yaygın olarak kullanılan bir motor çeşididir. Kolay kontrol edilebilme ve yüksek performans gibi üstünlüklere sahip olan doğru akım motorlarının hızları geniş sınırlar içerisinde ayarlanabilmektedir. DA motorları endüstride hızlı taşımacılık, elektrikli trenler, elektrikli taşıtlar ve elektrikli vinçler gibi uygulamalarda ayarlanabilir hız ve hassas pozisyonlandırma uygulamalarında kullanılırlar. Son yıllarda teknolojik gelişmelerle birlikte DA motorları, ev aletleri uygulamalarında, düşük güçlü ve düşük maliyet istenen ayarlanabilir hız kontrollü yerlerde yaygın bir kullanım alanı bulmuştur.



Şekil 5.1 DA motorun elektriksel eşdeğer devresi

Genelde bir DA motor tarafından üretilen tork, manyetik alanın gücü ve armatür akımı ile orantılıdır. Aşağıda verilen motor torku eşitliğinin armatür akımı i ile orantılı olduğu bu yüzden manyetik alanın sabit kaldığı kabul edilir.

$$T = K_t * i \quad (5.1)$$

Zıt EMK e , bir K_b sabiti ve milin açısal hızı ile doğru orantılı olduğu kabul edilirse,

$$e = K_b * \omega \text{ şeklinde yazılır.} \quad (5.2)$$

Uluslararası birim sisteminde (SI), tork ve zıt EMK sabitleri eşittir. Bu nedenle hem tork hem de zıt EMK sabitini temsil etmek için C kullanılır ve gerilim eşitliği Şekil 5.1'den yazılacak olursa;

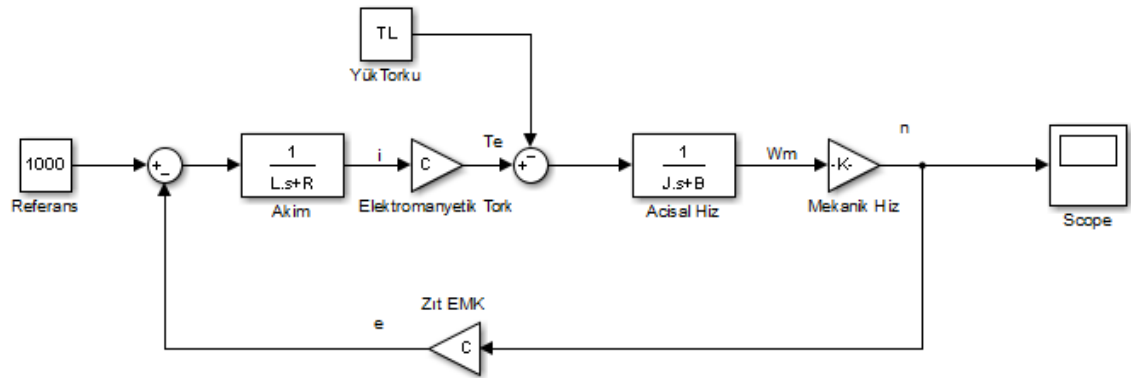
$$V = Ri + L \frac{di}{dt} + C\omega \quad (5.3)$$

Eşitlik 5.3' te verilen eşitlik elde edilir.

Sistemin Tork eşitliği ise Eşitlik 5.4'deki gibi yazılabilir.

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \quad (5.4)$$

Eşitlik 5.3 ve 5.4'ün Laplace dönüşümleri yapılarak, Şekil 5.2'deki gibi Matlab Simulink'de sistemin modellenmesi gerçekleştirilebilir. Verilen blok diyagramda bu model için $R = 0.6$, $L = 0.010$, $B = 0.00156$, $J = 0.015$, $C = 1$, $T_L = 0$, referans=1000d/dk olarak alınmıştır.



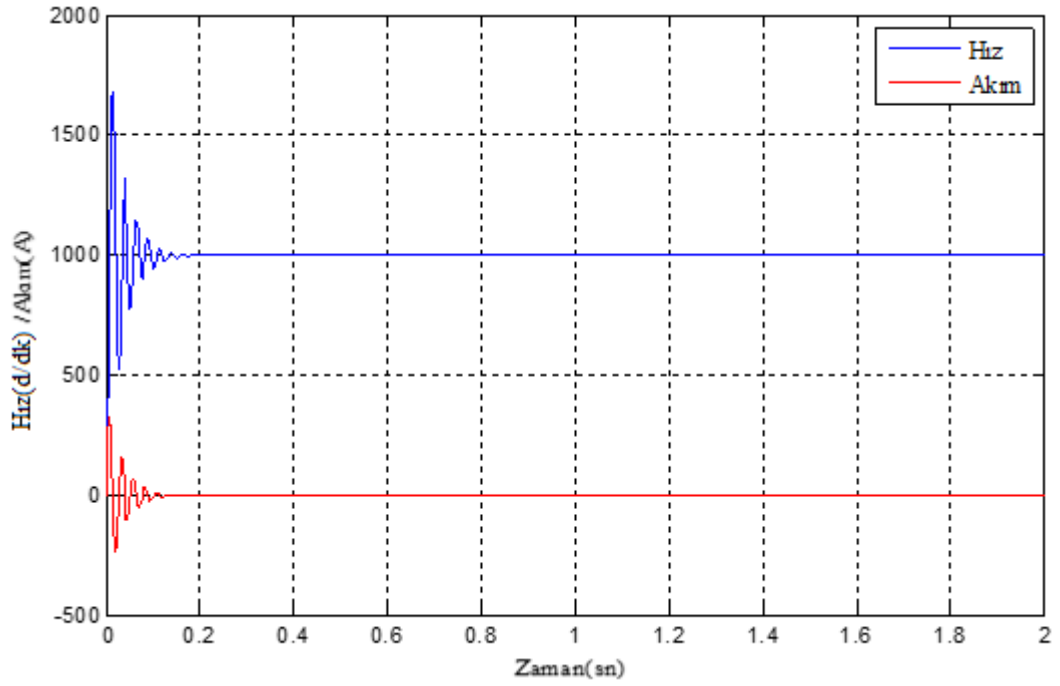
Şekil 5.2 DA motorunun Matlab Simulink blok şeması

5.2. DA Motor'unun Matlab Simulink'de Benzetim Çalışmaları

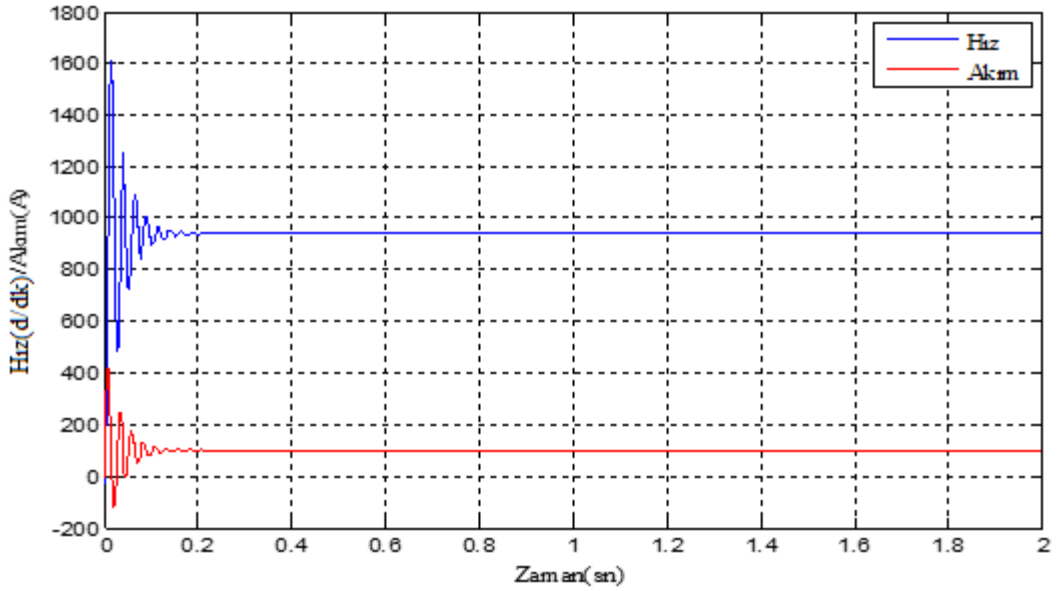
Eşitlik 5.3 ve 5.4'den yararlanılarak elde edilen DA motorunun Matlab Simulink blok şeması (Şekil 5.2) simüle edilerek çeşitli yük torklarında çıkışlar elde edilmiş ve bu çıkışlar sıralı olarak Şekil 5.3, 5.4 ve 5.6'da verilmiştir.

Denetleyici olmadan hazırlanmış DA motorunun Matlab Simulink bloğunun benzetim sonuçlarından artan yük torkuna bağlı olarak hızın değişim gösterdiği gözlenmiştir. Hızdaki bu değişimin engellenmesi yani referans değeri takip edebilmesi için denetleyiciler sisteme ilave edilmiştir. Sistemdeki akım ve hızın kaskat bağlı iki denetleyici

tarafından denetlenmesi sonucu referans hıza oldukça yakın, yük torkundan bağımsız hız bilgisi Şekil 5.9’da elde edildiği gibi alınmıştır.



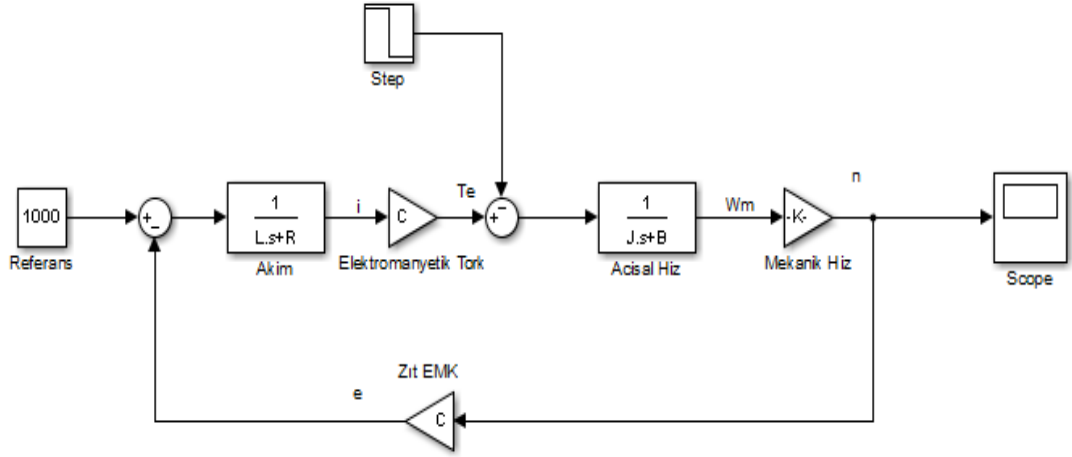
Şekil 5.3 Yük torku 0 Nm, denetleyicisiz hız ve akım grafiği



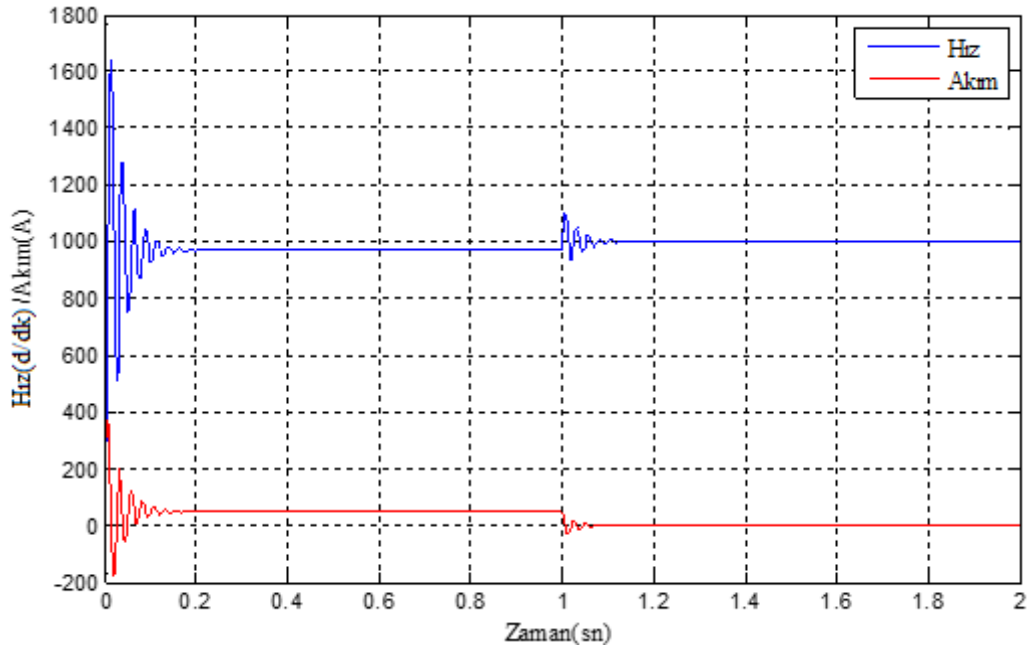
Şekil 5.4 Yük torku 100 Nm, denetleyicisiz hız ve akım grafiği

Şekil 5.3 ve 5.4'deki sonuçlar herhangi bir denetleyici olmadan elde edilmiştir. Sonuçlara bakıldığında motora bindirilen yük torku arttıkça sistemin verilen referans hızı yakalaması zorlaşmıştır.

Şekil 5.5’de verilen blok şemada motora step formda yük torku bindirilmiştir. Bu yük torku 1. saniyeye kadar 50 Nm olup, sonra kaldırılmıştır. Sistemin bu yüke cevabı Şekil 5.6’da verilen benzeti sonucundan referans hızın 1. saniyede düştüğünü ancak çabuk zamanda referans hızı yakaladığı gözlemlenmiştir.

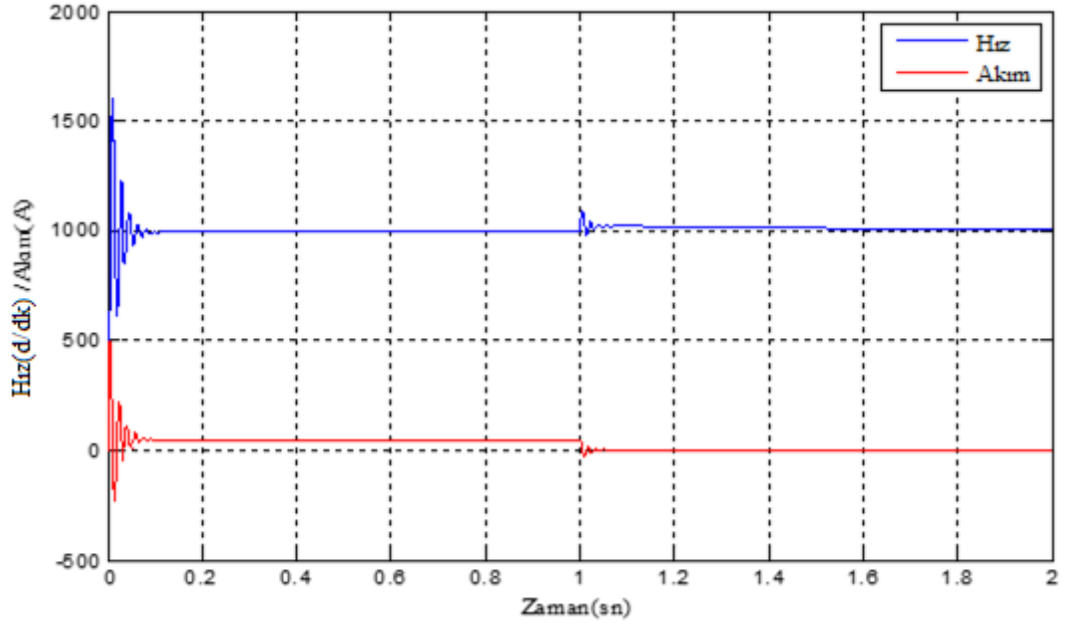


Şekil 5.5 DA motorunun step formda bindirilmiş yük torklu Matlab Simulink blok şeması



Şekil 5.6 Yük torku 50 Nm step uygulanmış hız ve akım grafiği

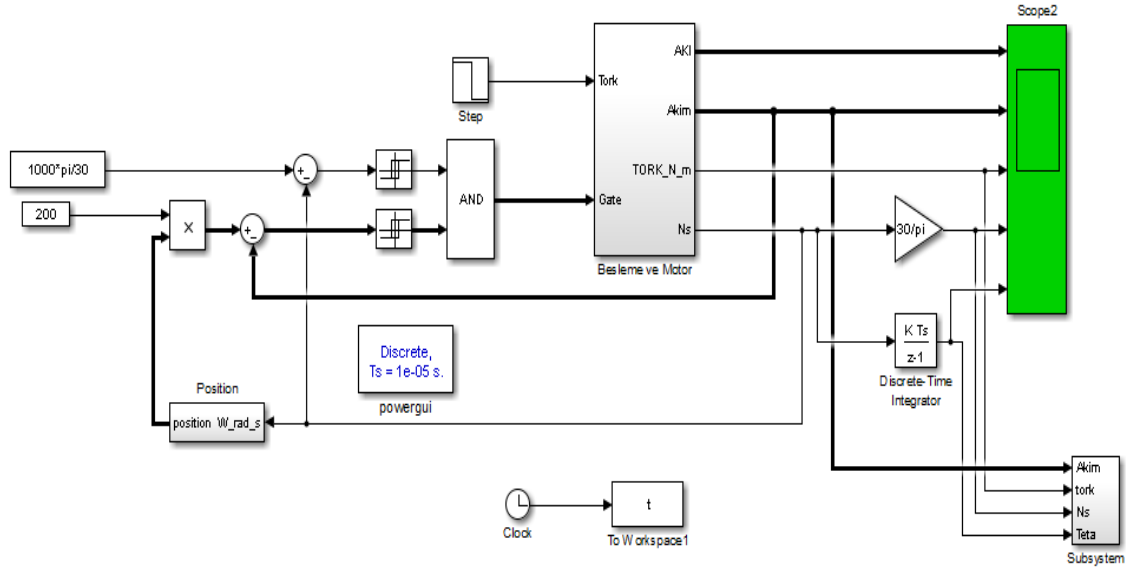
Şekil 5.7’de kaskat bağlı iki adet PI denetleyici ile DA motorunun çıkışından alınan hızın, referans hızı (denetleyicisiz sistemde olduğu gibi 1. saniyeye kadar bindirilen 50 Nm’lik yük torku 1. saniyeden sonra kaldırılmış) çok büyük dalgalanma yapmadan, Şekil 5.9’da verildiği gibi, yakaladığı görülmüştür.



Şekil 5.9 Yük torku 50 Nm step uygulanmış denetleyicili DA motorun hız ve akım grafiği

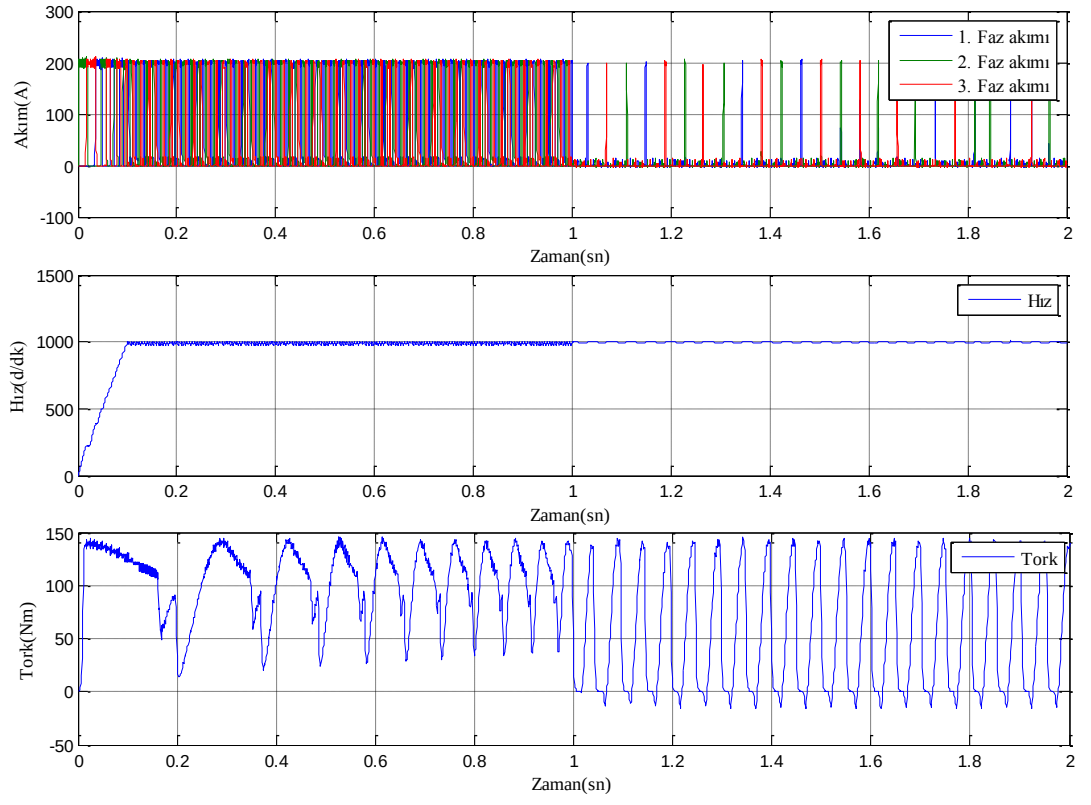
5.3. ARM'nin Benzetim Çalışmaları

ARM'ler basit yapıya, geniş bir uygulama alanına ve büyük bir hız kontrol aralığına sahip olmalarına rağmen kontrolü, faz sargılarının doğru açılarda enerjilendirilmesi zorunluluğundan dolayı, kolay değildir. Motorun genel yapısında stator ve rotordaki çıkıntılar sebebiyle, çalışırken fazların ayrı ayrı tork üretiminden dolayı büyük tork dalgalanmaları oluşur. Yakın zamanda güç elektroniği ve mikroişlemciler alanındaki ilerlemeler sonucu daha doğru ve hassas kontrol teknikleri denenmekte ve torktaki bu dalgalanmaların yumuşatılmasına çalışılmaktadır. Şekil 5.10'da 6/4 ARM'nin Matlab Simulink denetleyicisiz blok şeması verilmiştir. Verilen şemada yük torku step formda uygulanmıştır.



Şekil 5.10 6/4 ARM'nin Matlab Simulink denetleyicisiz blok şeması

Şekil 5.11'e bakıldığında, ARM 1. saniye'ye kadar bindirilen 50 Nm yük altında, denetleyicisiz olarak simüle edilmiştir. Alınan benzetim sonuçları DA motorunun benzetim sonuçları ile karşılaştırılmış sonuçların benzerlik gösterdiği anlaşılmış ancak ARM'nin hız grafiğinden değişimin daha az hissedildiği izlenmiştir. Ayrıca, ARM'nin tork grafiğinde dalgalanmaların yüksek olduğu görülmüştür. Tork'taki bu dalgalanmalar literatürde, ARM'nin olumsuz yönlerinden biri olarak değerlendirilmiş ve düzeltilmesi için çok sayıda çalışmaya rastlanmıştır.



Şekil 5.11 Yük 50 Nm, denetleyicisiz hız ve akım grafiği

6. ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN DENETİMİ

Üretim ve bakım maliyetinin düşük olmasından dolayı ARM'ler endüstriyel uygulamalarda yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Değişken hız uygulamalarında, diğer motorlara göre gitgide daha güçlü bir aday haline gelmektedir [2]. Güç elektroniği ve mikroişlemciler konusunda meydana gelen ilerlemeler ARM'nin denetimi ile ilgili yapılan çalışmaların ivme kazanmasına sebep olmaktadır.

ARM'lerin en önemli karakteristik özelliği, faz akımı ve rotor pozisyonuna bağlı olarak manyetik devresinin doğrusal olmayan yapıda olmasıdır. Bu yüzden ARM'ler maksimum dönme momenti üretebilmek için güçlü bir denetleyiciye ihtiyaç duyarlar. P, PI ve PID gibi klasik denetleyicileri herhangi bir sisteme uygulamak için sistemin matematiksel modelinin bilinmesi gerekir. Çoğu durumda sistem doğrusal değildir ve bu gibi durumlarda denetleyici katsayıları için deneme yanılma metodu veya yaygınca kullanılan Ziegler-Nichols tarafından önerilen değerler kullanılır. Ayrıca bu klasik denetleyiciler sistemdeki parametre değişimlerine ve gürültü değerlerine karşı çok duyarlıdır. Bu sakıncalarından dolayı, klasik P, PI ve PID denetleyiciler ARM gibi doğrusal olmayan sistemlerden yüksek başarımla elde etmek için yetersiz kalırlar [28].

Benzetim çalışmaları sırasında kullanılan 6/4 tip ARM'nin Matlab Simulink parametreleri;

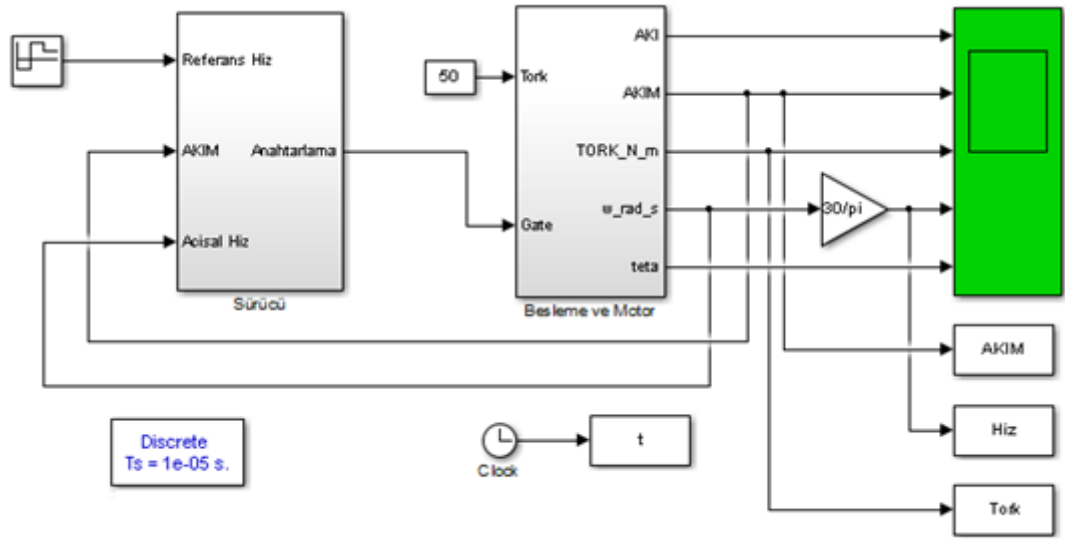
Stator direnci, $R = 0.05 \text{ ohm}$,

Atalet momenti, $J = 0.05 \text{ kg.m.m}$,

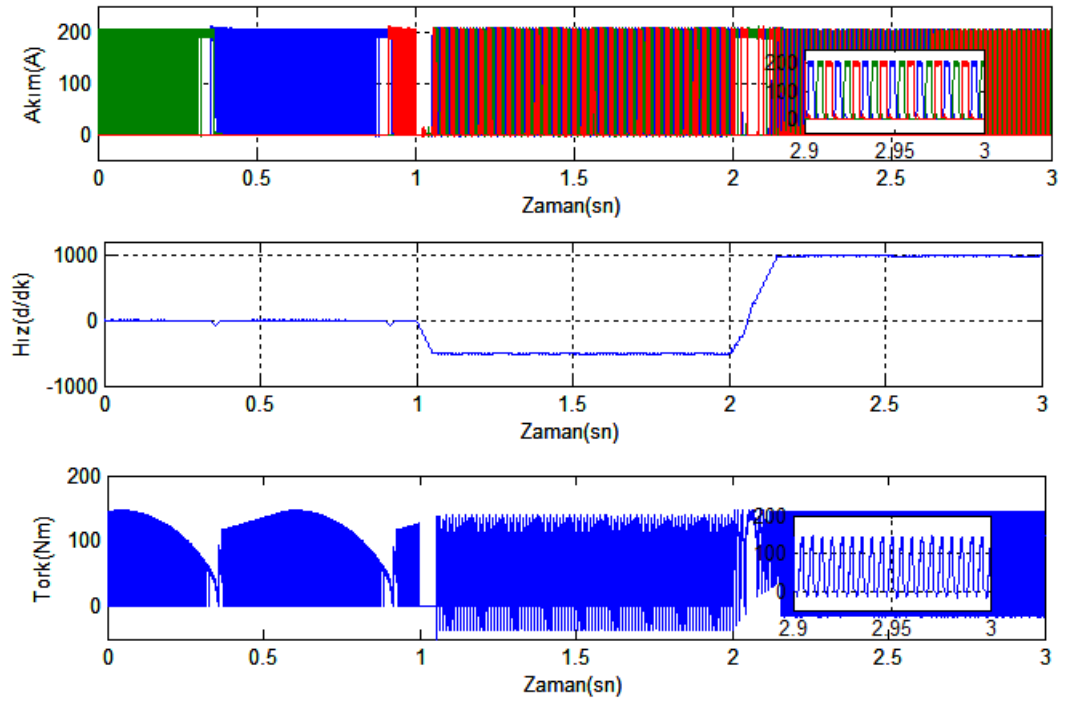
Sürtünme, $B = 0.02 \text{ Nm.s}$,

Motorun gücü, $P = 60 \text{ kW}$ olarak alınmıştır.

Şekil 6.1'de farklı referans hızlar için verilen blok şemada herhangi bir denetleyici kullanılmadan motora 50 Nm sabit yük torku uygulanmıştır. ARM'ye 1 saniye aralıklarla -500 d/dk, 500 d/dk ve 1000 d/dk hızlar referans olarak verilmiştir. Şekil 6.2'de ARM'nin referans hızlara denetleyicisiz olarak verdiği cevap grafiksel olarak gösterilmiştir. Grafik incelendiğinde faz akımlarının 200 A histerezis bant içerisinde kaldığı gözlemlenmiştir. Motor verilen referans hızları yakalamış ancak ARM'nin klasik sakıncalarından biri olan tork dalgalanmaları grafikten anlaşılmıştır.



Şekil 6.1 ARM’de farklı referans hızlar için Matlab Simulink blok şeması



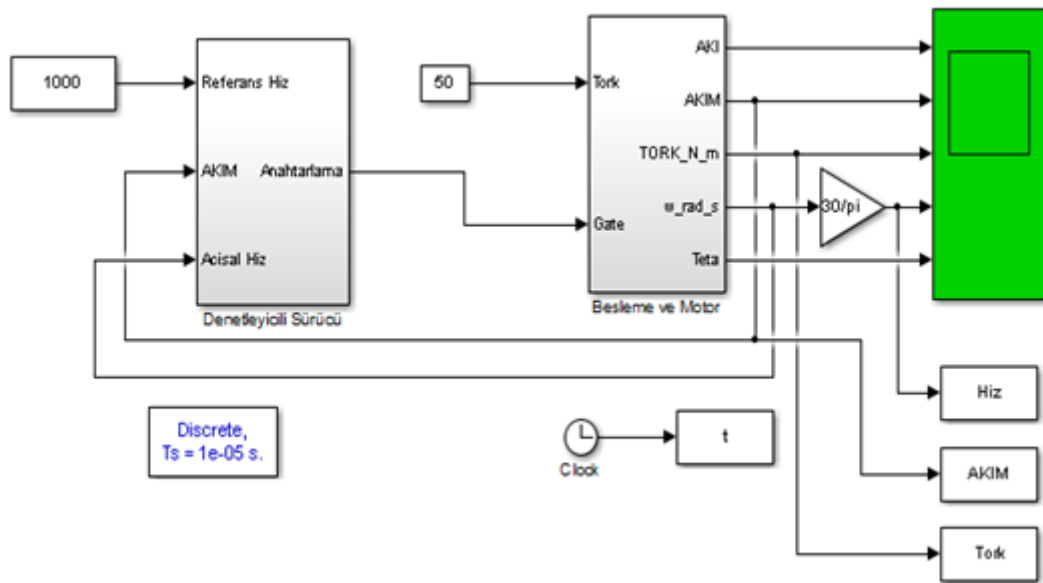
Şekil 6.2 ARM’de farklı referans hızlar için Akım, Hız ve Tork değişimini gösteren grafik

6.1. ARM'nin Akım Denetleyicili Hız Denetimi

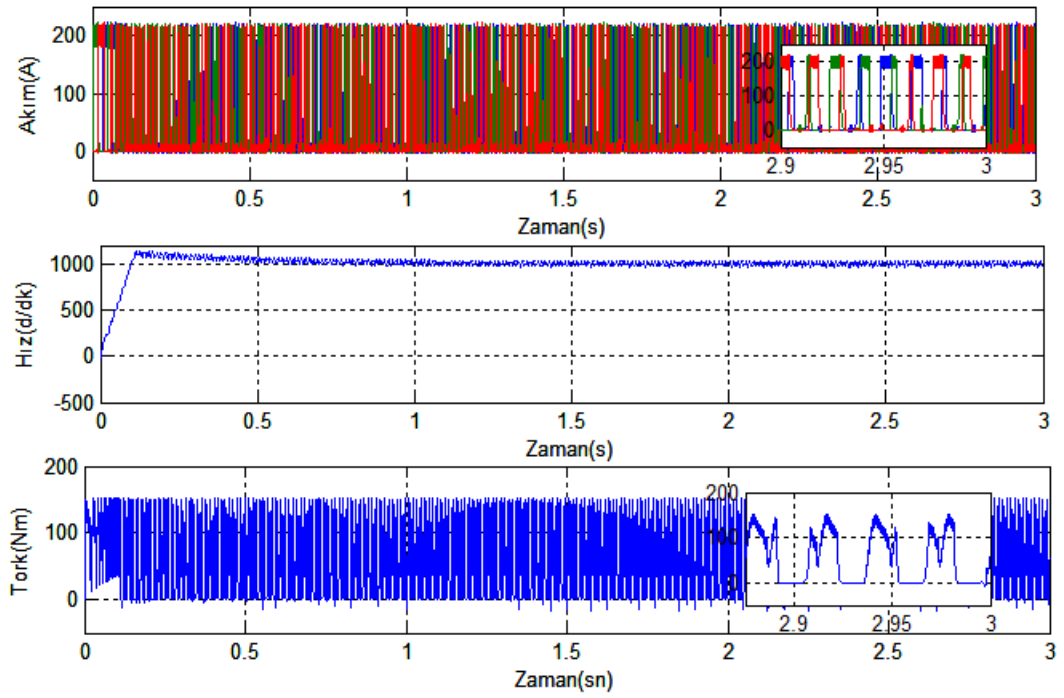
P denetim sadece oransal etkiyle yapılan kontrol olup, hatanın anlık değişimine orantılı denetim etkisi sağlar. Genellikle çıkış sinyalinin referans sinyaline ulaşmasında yeterli değildir ve kararlı durumunda sapma oluşur. PI denetim, oransal etkiye integral ilave edilerek elde edilen yapısı nispeten basit olup endüstriyel uygulamaların % 90' nında kullanılmaktadır. İntegral etki biriktirilmiş hataya orantılı bir denetim çıkışı oluşturarak hatanın zaman içinde sıfırlanmasını sağlar. Kullanım amacı, sistemin değişen talepleri üzerinde yeterli bir denetim etkisi elde etmek olarak açıklanır [29]. PI denetleyici, kararlı hal hatalarını düzeltmekte, ancak bu arada yükselme zamanını artırmaktadır.

6.1.1. ARM'nin PI Denetleyicili Hız Denetimi

Şekil 6.3'de 1000 d/dk referans hız için verilen blok şemada PI denetleyici kullanılmış, 50 Nm sabit yük torku olarak uygulanmıştır. Şekil 6.4'de ARM'nin PI denetleyicili olarak akım, hız ve tork grafikleri gösterilmiştir. Grafikler incelendiğinde faz akımları 200 A histerezis bant içinde kalmıştır. Motor verilen referans hızı tam olarak yakalamış ancak hızda dar bir bant aralığında dalgalanmalar gözlemlenmiştir. Grafikten tork incelendiğinde dalgalanmaların devam ettiği ancak Şekil 6.2'deki denetleyicisiz tork grafiği ile karşılaştırıldığında kullanılan denetleyicinin tork dalgalanmalarını düzelttiği anlaşılmıştır.



Şekil 6.3 ARM'de 1000 d/dk hız için PI-Denetleyicili Matlab Simulink blok şeması



Şekil 6.4 ARM’de 1000 d/dk hız için PI-Denetleyicili Akım, Hız ve Tork değişimini gösteren grafik

6.1.2. ARM’nin Fuzzy-Sliding Kip Denetleyicili Hız Denetimi

ARM’nin manyetik devresinin doğrusal olmayan yapıda olması ve sistemin parametrelerinin zamanla değişmesi sonucu, denetiminin kolay olmadığından daha önce bahsetmiştik. Bu bölümde Fuzzy ve Sliding kip denetleyiciyi birlikte kullanarak, ARM’nin denetiminin daha etkin bir şekilde yapılması hedeflenmektedir.

Bulanık Mantık, bulanık küme teorisine dayanan bir matematiksel disiplindir. Bulanık Mantık insan mantığında olduğu gibi, Uzun-Kısa, Sıcak-Soğuk, Hızlı- Yavaş, Siyah-beyaz yerine Çok Uzun-Uzun-Orta-Kısa-Çok Kısa, Sıcak-Ilık-Az Soğuk-Soğuk-Çok Soğuk vb. gibi ara değerlere göre çalışmaktadır. Bulanık mantık yaklaşımı, makinelerle insanların özel verilerini işleyebilme ve onların deneyimlerinden ve önsezilerinden yararlanarak çalışma imkânı vermektedir. Bu yeteneği kazandırırken sayısal ifadeler yerine sözel ifadeler kullanılır. Bulanık mantık denetleyicinin temeli sözlü ifadeler ve bunlar arasındaki mantıksal ilişkiler üzerine kurulmuştur. Sözel ifadelerin bilgisayara aktarılması matematiksel bir temele dayanmaktadır. Bu matematiksel temel, bulanık kümeler teorisi ve bulanık mantık olarak adlandırılır. Bu yaklaşım ilk defa 1956’da bir konferansta

duyurulmasına rağmen ilk ciddi adımlar 1965 yılında Lotfi A. Zadeh tarafından yayınlanan bir makalede bulanık mantık adı altında atılmıştır [29]. Bulanık mantığın genel özellikleri Zadeh tarafından şu şekilde ifade edilmiştir;

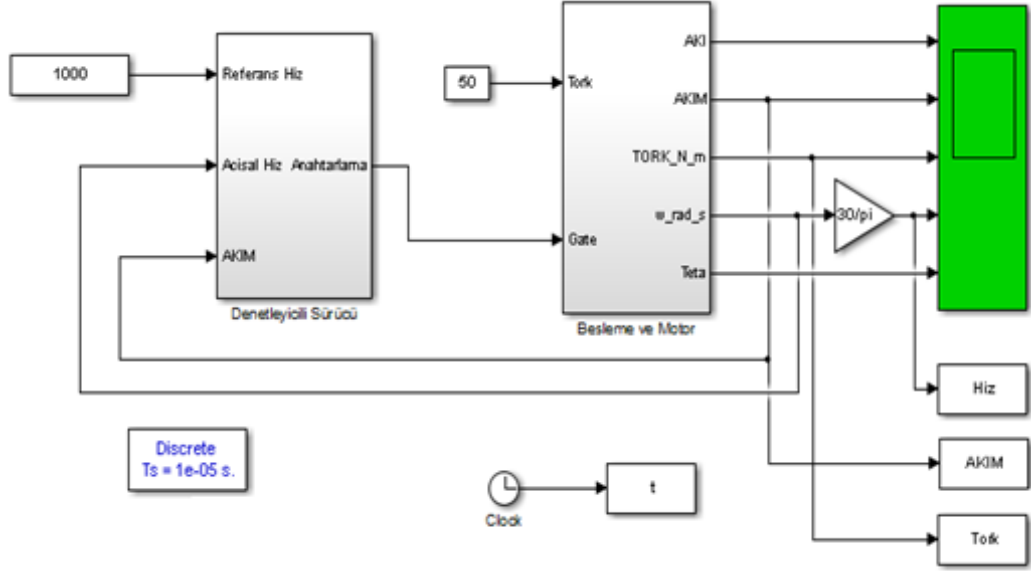
- Bulanık mantıkta, kesin değerlere dayanan düşünme yerine, yaklaşık düşünme kullanılır.
- Bulanık mantıkta her şey $[0,1]$ aralığında belirli bir derece ile gösterilir.
- Bulanık mantıkta bilgi büyük, küçük, çok az gibi dilsel ifadeler seklindedir.
- Bulanık çıkarım işlemi dilsel ifadeler arasında tanımlanan kurallar ile yapılır
- Her mantıksal sistem bulanık olarak ifade edilebilir.
- Bulanık mantık matematiksel modeli çok zor elde edilen sistemler için çok uygundur [29].

Sliding mod denetim kesin olmayan koşullar altında yüksek seviyeli lineer olmayan karmaşık sistemlerde güçlü denetleyiciler tasarlamak için en etkili araçlardan biridir. Bu alandaki araştırmalar 40 yıl önce eski Sovyetler Birliğinde başlatılmış fakat son 20 yıl içerisinde uluslararası alanda daha fazla dikkat çekmiştir[30].

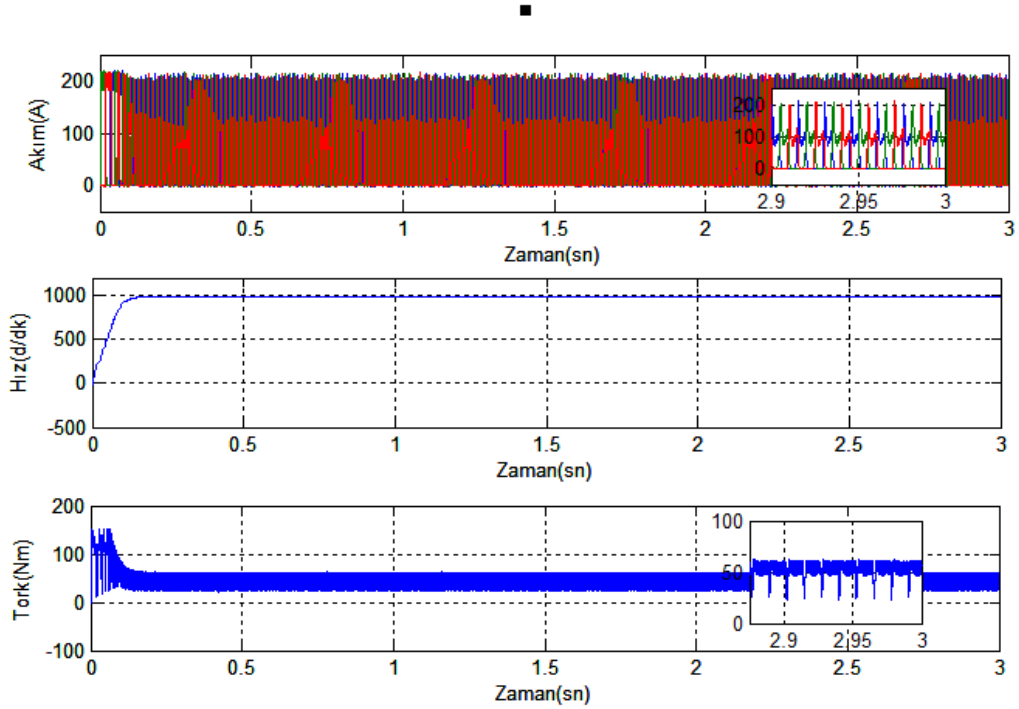
Sliding mod'un en önemli avantajı ise sistemde parametre değişimleri ve bozucuları tam modelleme için en aza indirger. Bu mod denetleyici daha düşük boyutlu bağımsız bölüm bileşenlerindeki tam sistem hareketinin ayrışmasını sağlar. Sonuç olarak geri besleme tasarımının karmaşıklığını azaltır. Sliding mod kontrol süresiz durum değişkenlerini (fonksiyonlarını) geleneksel güç sürücülerini yardımı ile aç/kapa kabul edilen çalışma şekli uygulayarak referans değere getirmeye çalışır. Sliding mod denetim robotik, elektrik sürücülerini ve generatörleri, süreç denetimi, araç ve hareket kontrolünde uygulanabileceğini yapılan son çalışmalarla kanıtlamıştır [30]. Sliding mod, kapalı çevrim kontrol sistemlerinde hata kayma/anahtarlama yüzeyine doğru itilir ve bu yüzeyde tutulmaya çalışılır. Kayma yüzeyi durum değişkenlerinin doğrusal kombinasyonu olan bir fonksiyon olarak tanımlandığı için durum değişkenleri bu yüzey üzerine doğrusal bağımlıdır. Bu durumda, sistemin derecesi bağımsız giriş değişkeni kadar indirgenmiş olur ve sistem indirgenmiş bir kontrol kuralı ile denetlenir [31].

Şekil 6.5'de 1000 d/dk referans hız için verilen blok şemada Fuzzy-Sliding Kip denetleyici kullanılmış, 50 Nm sabit yük torku olarak uygulanmıştır. Şekil 6.6'da ARM'nin Fuzzy-Sliding Kip denetleyicili olarak akım, hız ve tork grafikleri verilmiştir. Grafikler incelendiğinde faz akımları 200 A histerezis bant içinde kalmış, motorun verilen referans hızı PI denetleyicili yapıya göre çok kısa bir sürede tam olarak yakaladığı

gözlemlenmiştir. Ayrıca hızdaki dalgalanmada yok denecek kadar azalmıştır. Şekil 6.4'deki PI denetleyicili ile Şekil 6.6'daki Fuzzy-Sliding Kip denetleyicinin tork grafikleri karşılaştırıldığında ikinci yapının tork grafiğinin oldukça düzgün olduğu anlaşılmıştır.



Şekil 6.5 ARM'de 1000 d/dk hız için Fuzzy-Sliding Kip Denetleyicili Matlab Simulink blok şeması

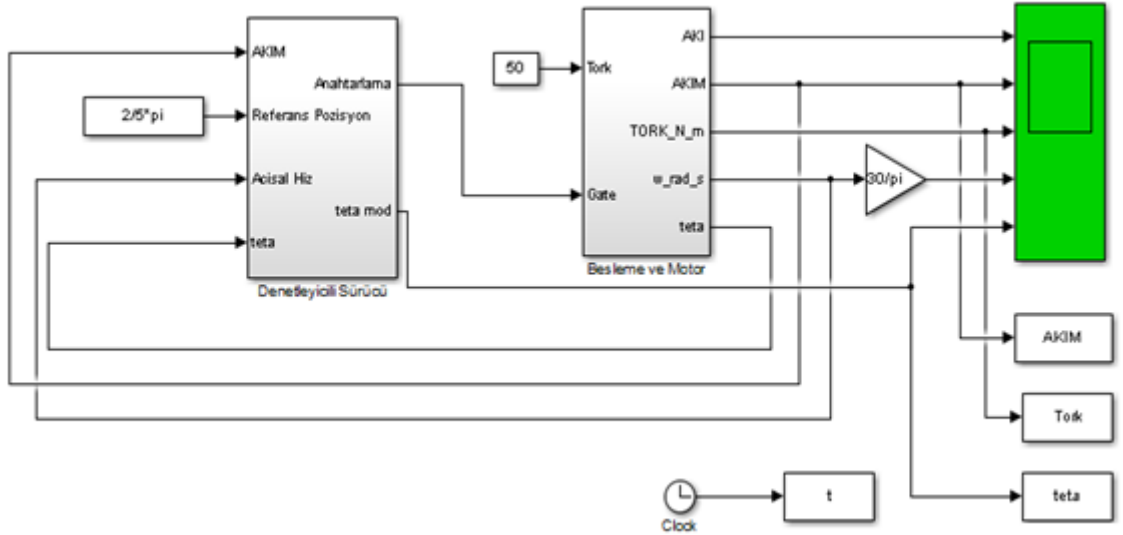


Şekil 6.6 ARM'nin 1000 d/dk için Fuzzy-Sliding Kip Denetleyicili Akım, Hız ve Tork grafiği

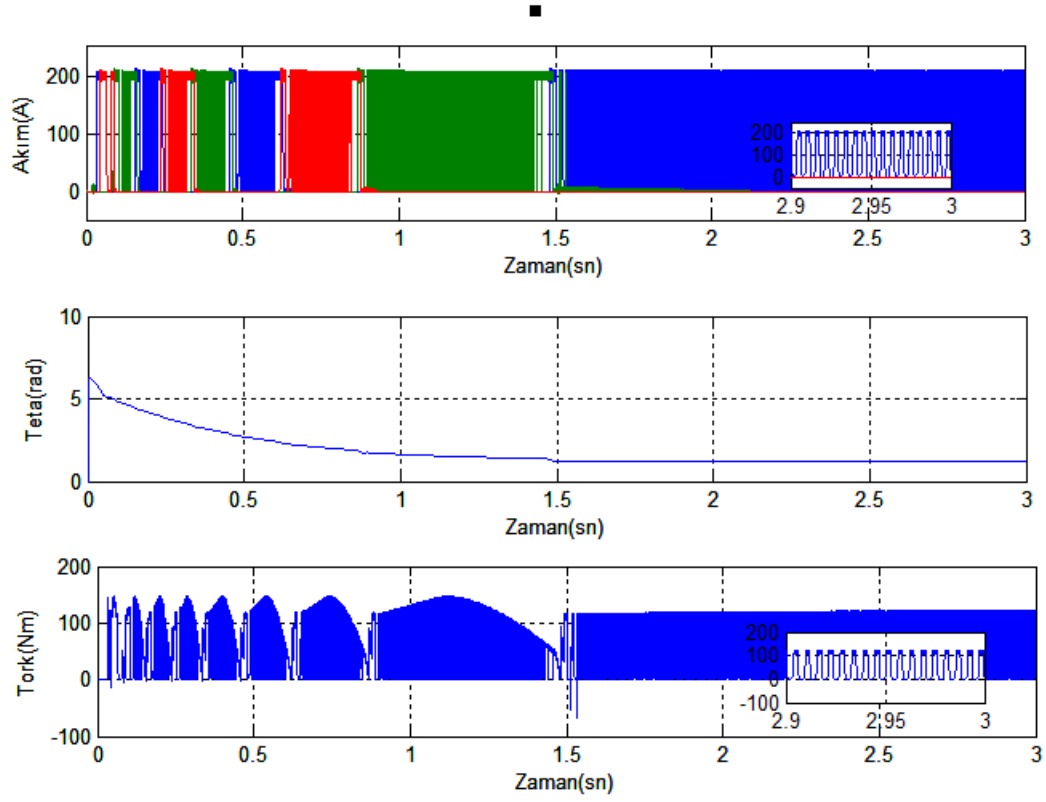
6.2. ARM'nin Pozisyon Denetimi

6.2.1. ARM'nin PD Denetleyicili Pozisyon Denetimi

Şekil 6.7'de 1000 d/dk referans hız için verilen blok şemada PD denetleyici kullanılmış, 50 Nm sabit yük torku olarak uygulanmıştır. Şekil 6.8'de ARM'nin PD denetleyicili olarak akım, rotor dönme açısı(teta) ve tork grafikleri verilmiştir. Grafikler incelendiğinde faz akımları 200 A histerezis bant içinde kalmış, motorun verilen dönme referans açısını($2/5 \cdot \pi$) yakaladığı, ancak tork grafiğinin başlangıç bölümünde oldukça fazla dalgalanma meydana geldiği gözlemlenmiştir.



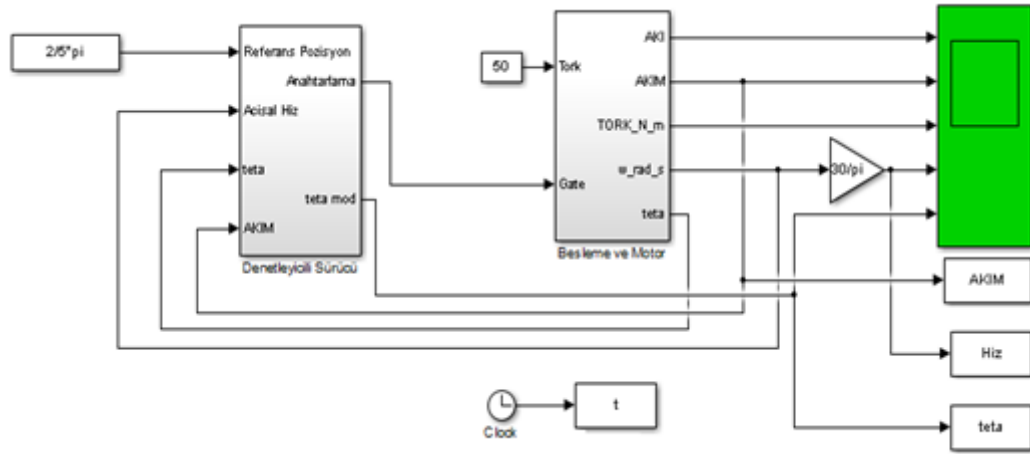
Şekil 6.7 ARM'de $2/5 \cdot \pi$ pozisyonu için PD-Denetleyicili Matlab Simulink blok şeması



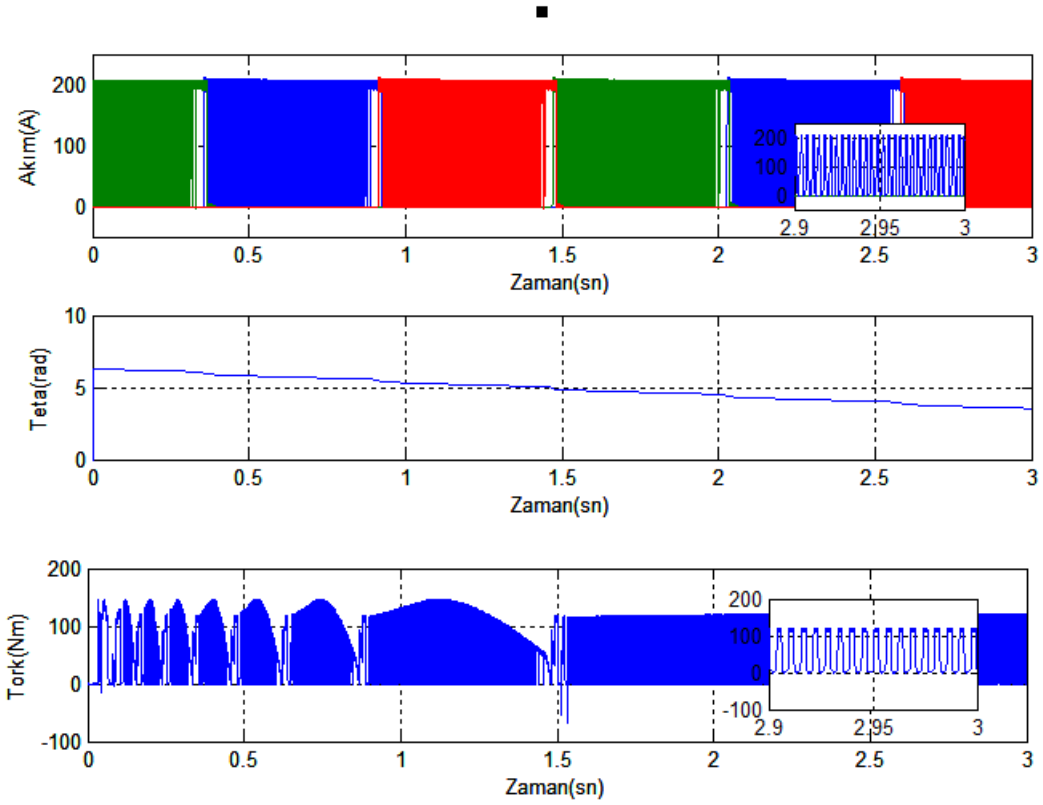
Şekil 6.8 ARM’de $2/5\pi$ pozisyonu için PI-Denetleyicili Akım, Açık ve Tork değişimini gösteren grafik

6.2.2. ARM’nin Fuzzy-Sliding Kip Pozisyon Denetimi

Şekil 6.9’da 1000 d/dk referans hız için verilen blok şemada Fuzzy-Sliding Kip denetleyici kullanılmış, 50 Nm sabit yük torku olarak uygulanmıştır. Şekil 6.10’da ARM’nin Fuzzy-Sliding Kip denetleyicili olarak akım, rotor dönme açısı(teta) ve tork grafikleri verilmiştir. Grafikler incelendiğinde faz akımları 200 A histerezis bant içinde kalmış, motorun verilen dönme referans açısını($2/5\pi$) PD denetleyicili yapıya göre daha geç yakaladığı, tork grafikleri karşılaştırıldığında ise fazla bir fark olmadığı gözlemlenmiştir.



Şekil 6.9 ARM’de $2/5 \cdot \pi$ pozisyonu için Fuzzy-Sliding Kip Denetleyicili Matlab Simulink blok şeması



Şekil 6.10 ARM’de $2/5 \cdot \pi$ pozisyonu için Fuzzy-Sliding Kip Denetleyicili Akım, Açık ve Tork değişimini gösteren grafik

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Yapılan çalışmada anahtarlamalı relüktans motor (ARM) hakkında genel bir literatür taraması yapılmış, endüstriyel uygulama alanında ve günlük hayatımızda kullanımı gitgide artmakta olan ARM'nin denetimi üzerinde durulmuştur. Benzetim çalışmalarında Matlab Simulink programı kullanılmıştır. 6/4 ARM'ye 50 Nm yük torku altında referans hız ve pozisyon verilmiştir. Denetleyici kullanılarak motorun hız ve pozisyon denetimi yapılmıştır.

Sonuçlar, ARM'nin referans hızları kısa sürede yakalaması ve tork dalgalanmalarının azaltılması için mutlaka denetleyici kullanılması zorunluluğunu ortaya koymuştur. Kullanılan geleneksel ve modern denetleyiciler arasındaki farklılıklar hakkında karşılaştırma bilgisi sağlamıştır. Hız denetimi için önce PI denetleyici kullanılmış ve elde edilen sonuçlardan referans hızın yakalandığı, ancak dar bir bantta dalgalanma yaptığı gözlemlenmiştir. Alınan torkun oldukça dalgalı olduğu görülmüştür. Daha sonra Fuzzy sliding (modern) kip denetleyici kullanılarak hız denetimi yapılmıştır. Bu yapı ile motorun verilen referans hızı çok kısa bir sürede yakaladığı ve herhangi bir dalgalanma olmadığı gözlemlenmiştir. Alınan tork çok daha düzgün izlenmiştir. Klasik P, PI ve PID denetleyicilerin hız denetimi için yetersiz kaldığı gözlemlenmiştir.

ARM'nin pozisyon denetiminde referans olarak $2/5 \cdot \pi$ pozisyonu verilmiştir. Motorun dönüş açısı $2 \cdot \pi$ ile sınırlandırılmıştır. Pozisyon denetimi hem geleneksel hemde modern denetleyiciler ile ayrı ayrı yapılmış ve sonuçlar alınmıştır. Alınan sonuçlardan her iki yapının benzer şekilde referans açıyı yakaladığı ancak modern denetleyicili yapının referansı yakalamakta biraz geciktiği görülmüştür. Buradan, ARM'nin denetimi kontrol edilecek değişkenlere göre denetleyici tipinin seçilmesi gerektiği anlaşılmıştır.

Gelecekte yapılacak çalışmalarda, anahtarlamalı relüktans motorun ideale çok daha yakın modelinin (Tanı Model) elde edilmesi ile optimum kontrol değişkenlerinin tespiti sağlanabilir. Tanı Model kullanılarak dış bozucu girişlere karşı daha dayanıklı bir yapı elde edilebilir. Ayrıca, akıllı kip denetleyiciler (Yapay sinir ağları gibi, YSA) kullanılarak mevcut denetleyiciler çok daha performanslı duruma getirilebilir. Çalışılan motor, tork dalgalanmalarının azaltılması ile endüstriyel uygulamalarda daha çok tercih edileceği kanaatini oluşturmuştur.

KAYNAKLAR

- [1] **Bay, O.F., Elmas, Ç., Alçı, M.**, 1995. Fuzzy Logic Based Control of a Switched Reluctance Drive, **ACEMP'95** June 5-7, Kuşadası, Türkiye.
- [2] **Lawrenson, P.J., Stephenson, J.M., Blenkinsop, P.T., Corda, J., Fulton, N.N.**, 1980. "Variable-Speed switched Reluctance Motors", IEE Proc., USA, 253-265.
- [3] **Mutlu Ü.**, 2006. Anahtarlmalı Relüktans Motor Sürücü Devre Tasarımı, *Yüksek Lisans Tezi*, Kayseri, Türkiye.
- [4] **Miller, T.J.E.**, 1993. "Switched Reluctance Motors and their control", Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, 1-199.
- [5] **Polloc, C. and Williams, B. W.**, 1990. "Power Converter Circuits for Switched Reluctance Motors with the Minimum Number of Switches", IEE Proceedings ,B, 137(6):374-384.
- [6] **Bedford, B.D.**, 1972. US patent no 3678352 and 3679953.
- [7] **Unnewehr, L.E. and Koch, W.H.**, 1974. "An Axial Air-Gap Reluctance Motor for Variable Speed Applications, IEEE Trans. on Power Apparatus and systems, PAS-93, 367-376.
- [8] **Bausch, H. and Reike B.**, 1978. "Speed and Torque Control of Thyristor-Fed Reluctance Motors", Proceedings ICEM, Vienna, 128.1-128.10.
- [9] **Lawrenson, P.J., Stephenson, J.M., Blenkinsop, P.T., Corda, J. and Fulton N.N.**, 1980, "Variable speed switched reluctance motors", IEE Proceedings Electrical Power Applications, B,127(4): 253-265.
- [10] **Özoğlu, Y.**, 1999. Anahtarlmalı Relüktans Motorunda Kutup Başlarına Şekil Vererek Moment Dalgalanmasının Azaltılması, Doktora Tezi, İTÜ.
- [11] **Direnzo, M.T.**, 2000. Switched Reluctance Motor Control, Application Report, Texas Instruments.
- [12] **Akçayol M.A.**, 2011. Bir Anahtarlmalı Relüktans Motorun Sinirsel-Bulanık Denetimi, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi, Ankara.
- [13] **Miller, T.J.E.**, July 9,2001. "Electronic Control of Switched Reluctance Machines ", Newnes Power Engineering Series, Speed Laboratory, University of Glasgow, UK, 1-272

- [14] **Lawrenson, P.J., Stephenson, J.M., Blenkinshop, P.T., Corda, J., Fulton, N.N.,** 1980. Variable-speed Switched Reluctance Motors, Proceedings IEEE, Vol.127 Part B, 127,p.253-265. et al.
- [15] **Stephenson, J.M., El-Khazender, M.A.,** 1989. Saturation in Doubly Salient Reluctance Motors, IEE Proc. Pt. B, Vol. 1, November
- [16] **Sefa, İ.,** 1997. “Sliding Mode Yaklaşımı ile Anahtarlama Relüktans Motorun Hız Denetimi”, Doktora Tezi, Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri, 13-14.
- [17] **Sugden D.M., Webster, P.D. and Stephenson, J.M.,** 1989. “The Control of SRM Drives: Review and current states”, Proceedings of the International Conference on European Power Electronics EPE’89, Aachen, Germany, 35-40.
- [18] **Davis R.M., Ray, W.F. and Blake, R.J.,** 1981. “Inverter Drive for Switched Reluctance Motor: Circuits and Component Rating”, IEE Proceedings B, 128(2):126-136.
- [19] **Mehrdad E., Bass, J.T., Miller, T.J.E. and Steigerwald, R.L.,** 1987. “Development of a Unipolar Converter for Variable Reluctance Motor Drives”, IEEE Transactions on Industrial Applications, 23(3): 545-553.
- [20] **Huy, H.L. ve diğerleri,** 1989. “Unipolar Converters for Switched Reluctance Motors”, IEEE IAS Annual Meeting, San Diego, USA, 551-560.
- [21] **Huy, H.L., Viarouge, P. and Francoeur, B.,** 1990. “A Novel Unipolar Converters for Switched Reluctance Motor”, IEEE Transactions on Power Electronics, 5(4):469-475, (1990).
- [22] **Bay, Ö.F.,** 1996. Anahtarlama Relüktans Motorun Bulanık Mantık Tabanlı modellenmesi ve Kontrolü, Doktora Tezi, Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri.
- [23] **Elmas, Ç.,** 1993. Position Sensorless Operation of A Switched Reluctance Motor Drive Based on A Non-Linear Observer, PhD. Thesis, School Of Electronic & Electrical Engineering, University of Birmingham, 1-100.
- [24] **John David Cunningham,** December 2011 Switched Reluctance Motor Drive Circuit Evaluation Criteria for Vehicle Efficiency and Responsiveness, Master of Science in Engineering The University of Texas at Austin, p.40-43.

- [25] **Elmas, Ç., De La Parra, H.Z.**, 1992. A DSP Controlled Switched Reluctance Drive System For Wide Range of Operating Speeds, IEEE PESC'92 Toledo, Spain, p.844-850.
- [26] **Bal G.**, 2011. Özel Elektrik Makinaları, Sayfa 172.
- [27] **Yiğit, T.**, 2005. “Genetik Uyarlamalı Denetleyici İle Anahtarlamaalı Reluktans Motorun Hız Denetiminin Gerçekleştirilmesi”, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 1-100.
- [28] **Elmas, Ç., Akcayol M. A., Yiğit T.**, 2007. “Bulanık P1 Denetleyici İle Bir Anahtarlamaalı Reluktans Motorun Hız Denetimi”, Gazi Üniv. Müh. Mim. Fak. Der. Cilt 22, No 1, 65-72.
- [29] **Koç F.**, Ağustos 2011. “Lineer Anahtarlamaalı Reluktans Motorun Pozisyon Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi Elektrik Eğitimi Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Ankara
- [30] **Utkin V.** , “Sliding Mode Control”, Control Sysytems, Robotics and Automation- Vol. XIII, The Ohio State Universty, Ohio, USA
- [31] **Kayışlı K., Tuncer S., Poyraz M.**, 2008. “Kayma Mod Denetleyici Kullanılarak Aktif Güç Faktörü Düzeltimi”, Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi Cilt:14, Sayı:3, Sayfa:253-260

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : ÜNSAL, Hayati
Doğum tarihi ve yeri : 30.11.1977 ELAZIĞ
Telefon : 0 (505) 3747623
e-mail : hayatiunsal@hotmail.com

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Lisans	Üniversitesi/ Elektronik. Öğr.	2000
Lise	Elazığ M.T. A.L.	1995

İş Denevimi

Yıl	Yer	Görev
2011-.....	Elazığ Gazi M.T. A.L.	Teknik Öğretmen
2000-2011	Gaziantep M. Rüştü Uzel M.T. A.L.	Teknik Öğretmen

Yabancı Dil

İngilizce