

168033

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

168033

**3-FAZLI ASENKRON MAKİNANIN MODELLENMESİ
VE PWM İLE HIZ KONTROLU**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elk.-Elektronik Müh. Nusret GÜZEL

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜH.
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK**

Bu tez 09 / 06 /2005 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği ile kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Uğur ARİFOĞLU
Jüri Başkanı

Yrd. Doç. Dr. Yılmaz UYAROĞLU
Jüri Üyesi

Yrd. Doç. Dr. Ali Fuat BOZ
Jüri Üyesi

ÖNSÖZ

Asenkron makineler sağlam yapıları ve az bakım gerektirmeleri sebebiyle sanayide en çok kullanılan makinelerdir. Ancak asenkron makinelerin alternatif akımla çalışması ve kontrolünün zor olması sebebiyle doğru akım makineleri kontrol amaçlı olarak daha çok kullanılmaktaydı. Mikro elektronik teknolojisinin gelişmesi ve bu teknolojinin kontrol amaçlı uygulamalarda kullanımının yaygınlaşması sonucu asenkron makineler doğru akım makinelerinin bu üstünlüğüne son vermiştir.

Asenkron makinelerin giderek daha önem kazanması nedeniyle bu makineler üzerinde pek çok araştırma yapılmış ve kitaplar yazılmıştır. Ülkemizde asenkron makinelerle ilgili modelleme, kontrol ve kumandayı içeren fazla yayının olmadığı görülmüş bu amaçla yayınlanan kaynakta [1] ve yine aynı şekilde modelleme konusunda referans olarak kullanılacak yabancı kaynakta [2] hatalar olduğu görülmüştür.

Ayrıca mühendislik çalışmalarında ve eğitim amaçlı olarak yaygın şekilde kullanılan matlab paket programında bulunan asenkron makina modelinin kodları ve araç kutularına ulaşamaması nedeniyle, programda hazır olarak bulunan bu model üzerinde doyma, akım yığılması, deri etkisi gibi durumları simüle etmek için modifikasyonlar yapılamamaktadır.

Referans kaynaklarda görülen bu yanlışlıklar ve isteyen araştırmacı tarafından kod ve araç kutularına ulaşılacak bir model oluşturmak bu çalışmanın asıl amacını oluşturmuştur.

Tezin hazırlanması aşamasında bana her türlü desteği veren danışman hocam sayın Prof. Dr. Uğur Arifoğlu 'ya, her konuda yardımlarını eksik etmeyen Sayın Elekt. Elektronik Müh. Gürkan Çıldır'a, tezin yazımı aşamasında yardımcı olan Sayın Besin Çetin'e çalışmamı tamamlamam için bana izin veren Sayın Selahattin Bektaş' a ve aileme teşekkürü borç bilirim

Nusret GÜZEL
Elektrik-Elektronik Mühendisi
2005

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ.....	i
İÇİNDEKİLER.....	ii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	iv
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	ix
ÖZET.....	xiii
SUMMARY.....	xiv

BÖLÜM 1.

3-FAZLI ASENKRON MAKİNANIN MATEMATİKSEL MODELİ VE EŞDEĞER DEVRESİ	1
1.1. Döner Manyetik Alan ve Kayma.....	2
1.2. Üç Fazlı Asenkron Makinanın t-domeni Devre Modeli	4
1.2.1. Gerilim denklemleri.....	4
1.2.2. Akı denklemleri	5
1.3. ω Hızı ile Dönen Qd0 Eksen Takımında Makina Modeli	7
1.3.1. Qd0 gerilim denklemleri.....	9
1.3.2. Qd0 akı ilişkileri	10
1.3.3. Qd0 moment denklemleri	12
1.4. Temel Büyüklükler	14
1.5. Makinanın Durum Denklemleri.....	18
1.6. Lineerleştirilmiş Model	21
1.7. Sürekli Hal Modeli	24
1.7.1. Asenkron makinanın doğrudan şebekeye bağlanması.....	35

BÖLÜM 2.

DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONLU (PWM) ANAHTARLAMA	39
2.1. Modülasyon Üstü Çalışma ($m_a > 1.0$).....	44
2.2. Kare Dalga Durumu.....	46
2.3. Kontrollü 3 Fazlı Çevirici.....	47
2.3.1. 3-Faz köprü evirici.....	47
2.3.2. 3 - Fazlı gerilim kaynaklı eviricilerde PWM.....	49

2.3.3. Aşırı modülasyon.....	52
2.3.4. 3-Fazlı eviricilerde kare dalga çalışma	52
2.4. Pwm Eviricilerde Ölü Zamanın Çıkış Gerilimine Etkisi	55
2.5. Akım Kontrollü Modülasyon.....	55
2.5.1. Tolerans bant (histerezis bant) kontrolü	56

BÖLÜM 3.

ASENKRON MAKİNANIN PWM İLE HIZ KONTROLÜ.....	58
3.1. Asenkron Makinanın İşletme Koşulları.....	59
3.1.1. Sabit moment bölgesi	60
3.1.2. Sabit güç bölgesi.....	60
3.1.3. Sabit kayma bölgesi.....	60
3.2. Skaler Kontrol.....	61
3.2.1. Asenkron makinanın açık çevrim skaler hız kontrolü	67
3.2.2. Asenkron makinanın kapalı çevrim skaler hız kontrolü.....	78
3.3. Sinüzoidal Olmayan Beslemenin Asenkron Motor Üzerindeki Etkisi	83
3.3.1. Motor harmonik akımları:.....	83
3.3.2. Moment sınımları.....	86

BÖLÜM 4.

SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	88
KAYNAKLAR.....	90
EKLER.....	91
ÖZGEÇMİŞ.....	104

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

A	: Hava aralığı kesidi (m^2)
B	: Sönüm çarpanı
E_{qs}	: Stator zıt e.m.k'nın q bileşeni
E_{ds}	: Stator zıt e.m.k'nın d bileşeni
E'_{qr}	: Statora indirgenmiş rotor zıt e.m.k'nın q bileşeni
E'_{dr}	: Statora indirgenmiş rotor zıt e.m.k'nın d bileşeni
\tilde{E}_m	: Etkin hava aralığı gerilim fazörü
f_e	: Statora uygulanan gerilimin frekansı
f_r	: Rotor akımlarının frekansı
f_s	: Üçgen dalga frekansı
f_h	: Harmonik frekansı
f_{ref}	: Referans frekans
F	:Döner manyetik alan
g	: Hava aralığı (m)
h	: Harmonik numarası
H	: Atalet sabiti (temel hız ve anma gücünde dönen kütle)
I_b	: Temel akım
I_n	: Nominal akım (r.m.s)
\vec{I}	: Etkin akım uzay vektörü
\tilde{I}	:Etkin akım zaman fazörü
\tilde{I}_{th}	:Thevenin akım fazörü
I_h	: Harmonik akımı etkin değeri
I_m	:Mıknatıslanma akımı etkin değeri
I_{ms}	: Stator sargılarında dolaşan akımın genliği
I_{mr}	: Rotor akımı genliği

i_{sa}	: Stator a-fazı akımı ani değeri
i_{sb}	: Stator b-fazı akımı ani değeri
i_{sc}	: Stator c-fazı akımı ani değeri
i_{ra}	: Rotor a-fazı akımı ani değeri
i_{rb}	: Rotor b-fazı akımı ani değeri
i_{rc}	: Rotor c-fazı akımı ani değeri
i'_{ra}	: Statora indirgenmiş a-fazı akımı ani değeri
i'_{rb}	: Statora indirgenmiş b- fazı akımı ani değeri
i'_{rc}	: Statora indirgenmiş c-fazı akımı ani değeri
i_s^{qd0}	: Stator qd0 eksen takımı akım sütun vektörü
i_r^{qd0}	: Rotor qd0 eksen takımı akım sütun vektörü
\vec{i}_s	: Stator akımı uzay vektörü
\vec{i}_r	: Rotor akımı uzay vektörü
J	: Eylemsizlik sabiti
L_{ss}	: Stator sarımlarının öz endüktansı
L_{ls}	: Stator sargılarının faz başına kaçak endüktansı
L_{rr}	: Rotor sarımlarının öz endüktansı
L_{lr}	: Rotor sargılarının faz başına kaçak endüktansı
L_{sm}	: Stator sargıları arasındaki ortak endüktansı
L_{rm}	: Rotor sargıları arasındaki ortak endüktansı
L_{sr}	: Stator-rotor arasındaki ortak endüktansın tepe değeri
L_m	: Mıknatıslanma endüktansı
m_a	: Modülasyon genliği oranı
m_f	: Modülasyon frekansı oranı
N_s	: Stator sargıları sarım sayısı
N_r	: Rotor sargıları sarım sayısı

P	: Makinanın kutup sayısı
P_{mek}	: Mekanik güç
P_{giris}	: Asenkron makineye giren ani güç
P_{em}	: Elektromekanik güç (Hava aralığı gücü)
P_g	: Hava aralığı permeansı
r_s	: Stator sargı direnci
r_r'	: Statora indirgenmiş rotor sargı direnci
r_r	: Rotor sargı direnci
r_{th}	: Eşdeğer Thevenin direnci
s	: Kayma
S_b	: Temel güç
S_n	: Makinanın anma (nominal gücü)
T_b	: Temel moment
T_{em}	: Asenkron makine tarafından üretilen ortalama elektromanyetik moment
T_{mek}, T_m	: Mekanik moment
v_{sa}	: Stator a-fazı gerilimi ani değeri
v_{sb}	: Stator b-fazı gerilimi ani değeri
v_{sc}	: Stator c-fazı gerilimi ani değeri
v_{ra}	: Rotor a-fazı gerilimi ani değeri
v_{rb}	: Rotor b-fazı gerilimi ani değeri
v_{rc}	: Rotor c-fazı gerilimi ani değeri
v_{ra}'	: Statora indirgenmiş a-fazı gerilimi ani değeri
v_{rb}'	: Statora indirgenmiş b-fazı gerilimi ani değeri
v_{rc}'	: Statora indirgenmiş c-fazı gerilimi ani değeri
\mathbf{v}_s^{qd0}	: Stator qd0 eksen takımı gerilim sütun vektörü
\mathbf{v}_r^{qd0}	: Rotor qd0 eksen takımı gerilim sütun vektörü
V_b	: Temel Gerilim
V_n	: Anma gerilimi (r.m.s)

\vec{v}_s	: Stator gerilimi uzay vektörü
\vec{v}_r	: Rotor gerilimi uzay vektörü
\vec{V}	: Etkin gerilim uzay vektörü
\tilde{V}	: Etkin gerilim zaman fazörü
\tilde{V}_{th}	: Thevenin gerilim fazörü
$V_{kontrol}$: Kontrol gerilimi genliği
$V_{üçgen}$: Üçgen dalga gerilim genliği
$v_{kontrol}$: Kontrol gerilimi ani değeri
$v_{üçgen}$: Üçgen dalga gerilimi ani değeri
V_h	: Harmonik gerilimi etkin değeri
V_{ms}	: Stator gerilimi genliği
V_{mr}	: Rotor gerilimi genliği
ω_e	: Statora uygulanan gerilimin frekansı
ω_r	: Rotor döner alanının açısal hızı
ω_{rm}	: Rotorun mekanik açısal hızı
ω_{sm}	: Stator döner alanının mekanik hızı
ω_{slm}	: Mekanik kayma hızı
ω_b	: Temel elektriksel açısal hız
ω_{bm}	: Temel mekanik açısal hız
x_{ls}	: Stator sargısı kaçak reaktansı
x'_{lr}	: Statora indirgenmiş rotor sargısı kaçak reaktansı
x_m	: Mıknatıslanma reaktansı
x_{th}	: Eşdeğer Thevenin reaktansı
Z_{th}	: Thevenin empedansı
Z_b	: Temel empedans
λ	: Akı
λ_{ag}	: Hava aralığı akısı
ϕ_s	: Stator akımı ve gerilimi arasında faz farkı

ϕ_r	:Rotor akımı ile gerilimi arasında faz farkı
δ	: Stator gerilimi ile rotor gerilimi arasında faz farkı
$[\dot{x}]$: Durum değişkeni vektörü
$[y]$: Çıkış değişkeni vektörü
$[u]$: Giriş değişkeni vektörü
ψ	: Birim zamanda akı değişimi
θ_a^e	: Stator a-fazı elektriksel hızı
μ_0	: Boşluğun manyetik geçirgenliği



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1.	Bilezikli Asenkron Makinanın Toplu Parametrelili Şeması [1].....	2
Şekil 1.2.	Asenkron Makina Q-Ekseni Eşdeğer Devresi.....	13
Şekil 1.3.	Asenkron Makina D-Ekseni Eşdeğer Devresi.....	14
Şekil 1.4.	Asenkron Makina Sıfır Ekseni Eşdeğer Devresi.....	14
Şekil 1.5.	3-Faz Asenkron Makinanın Senkron Dönen Eksen Takımında Simülasyon Gösterimi	20
Şekil 1.6.	Q-Ekseni Bloğunun Ayrıntılı Gösterimi	20
Şekil 1.7.	D-Ekseni Bloğunun Ayrıntılı Gösterimi	21
Şekil 1.8.	Rotor Bloğunun Ayrıntılı Gösterimi	21
Şekil 1.9.	$(w_r/w_b)/T_m$ Transfer Fonksiyonunun Kök Yer Eğrisi	24
Şekil 1.10.	(1.76) Denkleminin Göre Eşdeğer Devre Gösterimi.....	28
Şekil 1.11.	Rotor Direncinin Ayrı İki Bileşen Olarak Gösterildiği Alternatif Eşdeğer Devre Gösterimi.....	28
Şekil 1.12.	Statorun Thevenin Eşdeğeri $w_e=w_b$ ve $V'_{ra}=0$	29
Şekil 1.13.	Moment-Kayma (s) eğrisi (sabit gerilim kaynağında).....	30
Şekil 1.14.	Sabit gerilim Kaynağında Makinanın İşletme karakteristikleri	33
Şekil 1.15.	Sabit Akım Kaynağında Makinanın İşletme Karakteristikleri.....	34
Şekil 1.16.	3-Fazlı Kaynaktan Beslenen Asenkron Makinanın Devre Gösterimi.....	35
Şekil 1.17.	Makinaya Uygulanan Faz Arası Gerilimlerinin Değişimi	36
Şekil 1.18.	Makinaya Uygulanan Gerilimin dq Bileşenleri	36
Şekil 1.19.	Makinanın Yol Alma Sırasındaki Açısali Hızı (b).....	36
Şekil 1.20.	Makinanın Q-Ekseni Akım Bileşeni	37
Şekil 1.21.	Makinanın D-Ekseni Akım Bileşeni	37
Şekil 1.22.	Yol Alma Sırasında Makinanın Faz Akımlarının Değişimi.....	37
Şekil 1.23.	Makinada İndüklenen Moment	38
Şekil 2.1.	Eviricinin Bir Kolu.....	39
Şekil 2.2.	Taşıyıcı Dalga ($f_s=500$ Hz) ve Sinüzoidal Kontrol İşareti ($f_l=50$ Hz).....	39

Şekil 2.3.	Sinüs-Üçgen Karşılaştırması Sonucu Elde Edilen PWM Dalgası	40
Şekil 2.4.	PWM Dalgasının Harmonik Spektrumu	40
Şekil 2.5.	Modülasyon Üstü Çalışma Harmonik Diyagramı $m_a=2.5$ $m_f=15$	44
Şekil 2.6.	Modülasyon Genliği'nin (m_a) Değiştirilmesi ile Gerilim Ayarı	45
Şekil 2.7.	Kare Dalga Anahtarlama ($f=50$ Hz) ve Harmonik Diyagramı.....	46
Şekil 2.8.	3-Fazlı Evirici.....	47
Şekil 2.9.	3-Fazlı PWM Dalga ($m_a=0.8$ $m_f=15$ $f_e=50$ Hz)	50
Şekil 2.10.	Vag Gerilim Dalga Şekli ($m_a=0.8$ $m_f=15$ $f_e=50$ Hz $V_d=1$)	50
Şekil 2.11.	Vbg Gerilim Dalga Şekli ($m_a=0.8$ $m_f=15$ $f_e=50$ Hz $V_d=1$)	51
Şekil 2.12.	Vab Gerilim Dalga Şekli ve Harmonikleri ($m_a=0.8$ $m_f=15$ $f_e=50$ Hz $V_d=1$)	51
Şekil 2.13.	3 Fazlı Kare Dalga Çalışmada Vag Gerilim Dalgası	53
Şekil 2.14.	3 Fazlı Kare Dalga Çalışmada Vbg Gerilim Dalgası	54
Şekil 2.15.	3 Fazlı Kare Dalga Çalışmada Vcg Gerilim Dalgası	54
Şekil 2.16.	3 Fazlı Kare Dalga Çalışmada Vab Gerilim Dalgası	54
Şekil 2.17.	3-Fazlı Kare Dalga Çalışmada Vab Gerilim Dalgasının Harmonikleri	55
Şekil 2.18.	Histerisiz Akım Kontrollü Dalga Şeklinin Oluşturulması	56
Şekil 2.19.	Histerisiz Akım Kontrollü PWM Dalgası	56
Şekil 3.1.	Asenkron Makina Sürücüleri [6].....	58
Şekil 3.2.	İşletme Karakteristikleri.....	60
Şekil 3.3.	Küçük ω sl Değerinde Fazör Diyagramı	63
Şekil 3.4.	f_e Frekansının Yol Almada Arttırılması	65
Şekil 3.5.	Açık Çevrimli Sabit V/F Kontrol Diyagramı.....	68
Şekil 3.6.	Açık Çevrim Kontrolde Rotor Hızı ($t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $t=1$ $f_e=40$ Hz).....	69
Şekil 3.7.	Açık Çevrim Kontrolde Endüklenen Moment ($t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $t=1$ s $f_e=40$ Hz $m_f=105$)	69
Şekil 3.8.	Stator Faz Akımlarının Değişimi ($t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $t=1$ $f_e=40$ Hz $m_f=105$)	69
Şekil 3.9.	Stator a-Fazı Akım Dalgası ve Harmonik Spektrumu ($f_e=50$ Hz $m_f=105$)	70

Şekil 3.10.	Stator a-Fazı Akımı Dalgası ve Harmonik Spektrumu ($f_e=40$ Hz $mf=105$)	70
Şekil 3.11.	Statora Uygulanan Vab Faz Arası Gerilim ($f_e=50$ Hz $mf=105$).....	71
Şekil 3.12.	Statora Uygulanan Vab Faz Arası Gerilimin Harmonik Spektrumu ..	71
Şekil 3.13.	Açık Çevrim Kontrolde Endüklenen Moment ($t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $t=1$ $f_e=40$ Hz $mf=21$)	71
Şekil 3.14.	Stator Akımlarının Değişimi ($t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $t=1$ $f_e=40$ Hz $mf=105$)	72
Şekil 3.15.	Stator a-Fazı Akımı Dalgası ve Harmonik Spektrumu ($f_e=50$ Hz $mf=21$)	72
Şekil 3.16.	Stator a-Fazı Akımı Dalgası ve Harmonik Spektrumu ($f_e=40$ Hz $mf=21$)	73
Şekil 3.17.	Uygulanan Vab Faz Arası Gerilimi ($f_e=50$ Hz $mf=21$)	73
Şekil 3.18.	Uygulanan Vab Faz Arası Gerilimi ($f_e=40$ Hz $mf=21$)	74
Şekil 3.19.	Açık Çevrim Kontrolde Rotor Hızı ($t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $f_e=60$ Hz)	76
Şekil 3.20.	Açık Çevrim Kontrolde Endüklenen Moment ($t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $f_e=60$ Hz $mf=105$)	76
Şekil 3.21.	Stator Akımlarının Değişimi ($t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $f_e=60$ Hz $mf=105$)	76
Şekil 3.22.	Stator a-Fazı Akımı Dalgası ve Harmonik Spektrumu ($f_e=60$ Hz $mf=21$)	77
Şekil 3.23.	Statora Uygulanan Vab Faz Arası Gerilimi ($f_e=60$ Hz $mf=105$)	77
Şekil 3.24.	Kapalı çevrimli Sabit V/F kontrol Diyagramı (Kayma Kompanzasyonlu)	78
Şekil 3.25.	Rotor Hızının Kapalı Çevrim Hız Kontrol Sisteminde Değişimi ($f_{ref}=25$ Hz $f_b=50$ Hz)	79
Şekil 3.26.	Kapalı Çevrim Hız Kontrol Sisteminde Üretilen Momentin Değişimi ($t=0$ s $T_m=0$ N.m. $t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $mf=105$)	80
Şekil 3.27.	Kapalı Çevrim Hız Kontrol Sisteminde Stator Akımlarının Değişimi ($f_{ref}=25$ Hz $f_b=50$ Hz $mf=105$)	80
Şekil 3.28.	Stator a-Fazı Akım Dalgası ve Harmonik Spektrumu ($T_m=0$ N.m. $f_{ref}=50$ Hz $mf=105$)	81

Şekil 3.29.	Stator a-Fazı Akım Dalgası ve Harmonik Spektrumu ($T_m=14.24$ N.m. $f_{ref}=50$ Hz $m_f=105$).....	81
Şekil 3.30.	Stator Vab Faz Arası Gerilimi ve Harmonik Spektrumu ($T_m=0$ N.m. $f_{ref}=50$ Hz $m_f=105$).....	82
Şekil 3.31.	Stator Vab Faz Arası Gerilim ve Harmonik Spektrumu ($T_m=14.24$ N.m. $f_{ref}=50$ Hz $m_f=105$).....	82
Şekil 3.32.	Asenkron Motorun Her Fazına İlişkin Harmonik Eşdeğer Devresi....	83
Şekil 3.33.	Harmonik Fazörleri ($t=0$).....	85



ÖZET

Anahtar Kelimeler: Asenkron Makina, PWM, Hız Kontrolü, Modelleme

Asenkron makinalar sağlam yapıları ve az bakım gerektirmeleri sebebiyle sanayide motor olarak en çok kullanılan makinalardır. Bu makinalar gerilim genliği ve frekansı sabit bir kaynağa bağlandıklarında yaklaşık olarak sabit bir hızda dönerler. Oysa asıl istenen bazı durumlarda makinanın hızının kontrol edilebilmesidir.

Kontrolün amacı sistemin kendisinden istenen cevabı vermesini sağlamaktır. Bu sebeple kontrolü gerçekleştirmek için giriş ve çıkış büyüklükleri arasında ilişkinin tespit edilmesi gerekir. Bu çıkış hız ise bunun için makinanın hızının hangi parametrelere bağlı olarak değiştiğinin belirlenmesi gerekir. Kontrol sırasında makinanın doğrudan ölçülmesine imkân olmayan büyüklüklerinin tespit edilmesi gerekebilir. Bu büyüklükleri belirlemek için gözlemleyiciler tasarlanması gerekir. Ayrıca makinanın hangi koşullarda daha verimli çalıştığının da belirlenmesi istenir.

Bütün bunları temin etmek maksadıyla makinanın matematiksel modeline ihtiyaç duyulur. Geliştirilen matematiksel model kullanılarak çeşitli makine parametrelerine göre makinanın performansı önceden belirlenebilir ve bu makina için çok iyi tanımlanmış kontrol kuralları kullanılarak kontrolör tasarlanabilir.

Bu amaçla bu çalışmanın birinci bölümünde makina Kirchoff akım ve gerilim yasaları ile Newton hareket yasaları kullanılarak makina ile ilgili temel bağıntılar elde edilmiştir. Bu bağıntılar temel alınarak Matlab-Simulinkte benzetim diyagramı oluşturulmuştur. İkinci bölümde makinanın hız kontrolünde kullanılan PWM metodu tanıtılmıştır. Üçüncü bölümde, makinanın hız kontrolü için kullanılan Skaler hız kontrol yöntemi tanıtılmıştır olup birinci bölümde oluşturulmuş olan simulink diyagramı ve ikinci bölümde tanıtılan PWM metodu kullanılarak asenkron makinanın hızı Skaler hız kontrol yöntemi ile kontrol edilmiştir. Geliştirilen modelin doğruluğu Matlab-Simpowersystem kütüphanesinde bulunan asenkron makina ile kıyaslanarak gösterilmiştir.

MODELING 3-PHASE INDUCTION MACHINERY AND SPEED CONTROL WITH PWM

SUMMARY

Key words: Induction Machinery, PWM, Speed Control, Modeling.

Induction machineries are used industry as a motor because of their strong construction and low maintenance requiring. These machineries rotate constant speed when they are connected to a voltage source that has constant magnitude and frequency. However, in some situations, it is desired that speed of machinery can be controlled.

The aim of a control system provide is to desired answers from systems. Because of this, relations between system inputs and outputs must be determined. If the output is speed, the speed variation parameters which are related to the machinery parameters, must be defined. During the control, it might be necessary to determine some of the machinery related parameters which aren't measured directly. This requires to design an observer. In addition this, it is desired that in which conditions the machinery is operated better.

All of this situations require mathematical model of induction machineries. Machine performance, that is varied parameters of machine, can be determined in the beginning and then can be designed a controller using this mathematical model and well recognized control rules. Because of this, in the first chapter of this thesis, the main parameters of the machinery are determined using Kirchoff's current and voltage rules and Newton's mechanical rules. Then Matlab-simulink model has implemented base on these definitions. In the second chapter, first the PWM methode that is used for speed control of induction machinery is introduced and then, comparisons of the sine and triangular PWM methods are investigated. In the third chapter, scalar speed control method, which is used for speed control of induction machinery has been given. Also, implemented open and closed loop speed control simulation results are given in the chapter.

BÖLÜM 1. 3-FAZLI ASENKRON MAKINANIN MATEMATİKSEL MODELİ VE EŞDEĞER DEVRESİ

Bir endüstriyel sistemi gerçekleştirmeden önce sistemin çeşitli çalışma koşulları altında davranışının incelenmesi ve uygun kontrol kurallarının belirlenmesi istenir. Bu amacı gerçekleştirmek için sistemin matematiksel modeline ihtiyaç duyulur. Böylece sistemin davranışı önceden belirli kısıtlar dahilinde bilgisayarlar yardımıyla incelenip uygun kontrolörler tasarlanacağı gibi sistemde doğrudan ölçülemeyen ancak denklemlerde görülen değişkenler de belirlenebilir.

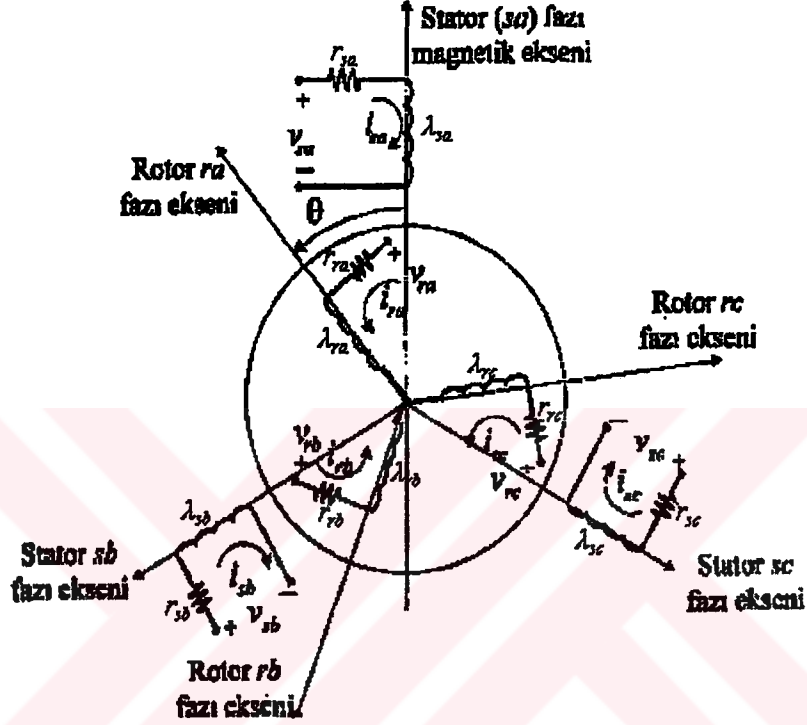
Devrenin matematiksel modeli çıkarılırken mümkün olan tüm devre koşullarını içermesine özen gösterilmelidir. Aksi takdirde gerçek sistem ile model arasında doğru bir ilişki kurulamaz. Bir elektromekanik dönüştürücü olan asenkron makinanın modelinin çıkarılması için Kirchoff akım ve gerilim yasaları ile Newton kanunlarından faydalanılmıştır. Fiziksel sistemlerin modellenmesi ancak bazı varsayımlar altında mümkündür. Bu varsayımlardan amaç elde edilecek modelin karmaşık hale gelmesini önlemek ve bu model temel alınarak sistem davranışını belirleyecek sistem ve kontrol algoritmalarının geliştirilmesini kolaylaştırmaktır.

Asenkron makinanın modelinin elde edilmesinde yapılan varsayımlar aşağıda açıklanmıştır.

1. Stator sargıları stator çevresine düzgün yayılmış olup hava aralığındaki akı değişiminin sinüzoidal değiştiği kabul edilmiştir.
2. Üç fazlı stator sargıları çevreye 120^0 'lik açı ile düzgün biçimde dağıldığı varsayılmıştır.
3. Doyma, dış ve oluk etkileri ihmal edilmiştir.
4. Histerisiz ve fuko kayıpları ihmal edilmiştir.
5. Manyetik kısımların geçirgenliği sonsuz kabul edilmiştir.

6. Akım yığılması ihmal edilmiştir.

7. Direnç ve endüktansların sıcaklık ve frekansla değişimleri ihmal edilmiştir.



Şekil 1.1 Bilezikli Asenkron Makinanın Toplu Parametrelî Şeması [1]

1.1. Döner Manyetik Alan ve Kayma

Bu bölümde döner manyetik alanın oluşumu ile ilgili ayrıntılı incelemelere girilmemiş, yalnızca temel bağıntılar kullanılmıştır. Ayrıntılı inceleme için kaynaklara başvurulabilir [1],[2]. Varsayımlar ışığında stator sargılarından dengeli 3 fazlı bir alternatif akımın akması durumunda meydana gelen döner alan

$$F(\theta_a^e, t) = \frac{3}{2} \frac{4}{\pi} \frac{N}{P} I_m \cos(\theta_a^e - \omega_e t) \quad (A.sar) \quad (1.1)$$

bağıntısı ile verilir. (1.1) eşitliğinde kullanılan değişkenler aşağıda tanımlanmıştır.

N stator sarım sayısı,

P makinanın kutup sayısı,

θ_a^e Stator a fazı elektriksel açısı,

ω_e stator döner alanının elektriksel açısal hızı,

$\omega_e = 2\pi f_e$ eşitliği ile hesaplanır. Burada

f_e uyarma akımlarının frekansıdır.

Senkron mekanik hız;

$$\omega_{sm} = \frac{2}{P} \omega_e \quad rad / s \quad (1.2)$$

dakikadaki senkron devir sayısı ise

$$N = \frac{60\omega_{sm}}{2\pi} = \frac{120f_e}{P} \quad dev / dak \quad (1.3)$$

eşitliği yardımı ile hesaplanır.

Rotor ω_{rm} mekanik hızda dönerken rotor ve senkron hızda dönen stator döner alanı arasında görel olarak bir kayma hızı meydana gelecektir. Bu kayma hızı (ω_{slm});

$$\omega_{slm} = \omega_{sm} - \omega_{rm} \quad (1.4)$$

eşitliği ile hesaplanır. Bu hızın senkron hıza normalize edilmesi ise kayma olarak tanımlanır ve kayma (s);

$$s = \frac{\omega_{sm} - \omega_{rm}}{\omega_{sm}} = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} \quad (1.5)$$

ifadesi ile hesaplanır.

Asenkron makinanın rotorunun dönebilmesi için rotor ve stator döner alanı arasındaki kaymanın (s) sıfırdan farklı olması gerekir. Aksi takdirde rotor sargılarında gerilim indüklenmez ve rotor hareket edemez. Kayma sıfırdan farklı bir değer aldığı anda ise rotor (makinanın çalışma durumuna göre) ya döner alandan hızlı (jeneratör çalışma) ya da döner alandan yavaş (motor çalışma) döner .

Statora gerilim uygulandığında rotor hızı sıfır olduğundan (durgun halde) $\omega_{rm}=0$ ve $s=1$ olur. Bu yüzden başlangıçta kayma frekansı f_e değerindedir. Motor senkron hıza doğru hızlanırken kayma frekansı düşer. Stator sargularından akan akımlar gibi rotor akımları da rotora göre $s\omega_{sm}$ (rad/s) hızıyla dönen bir alan meydana getirirler. (1.6) ifadesinde de gösterildiği gibi rotor alanının mutlak hızı senkron hıza eşittir.

$$\omega_{rm} + s\omega_{sm} = \omega_{sm} \quad (1.6)$$

Stator ve rotor döner alanlarının aynı hızda dönmesi ve bu alanların etkileşmesi ile sürekli bir moment üretilebilir.

1.2. Üç Fazlı Asenkron Makinanın t-domeni Devre Modeli

1.2.1. Gerilim denklemleri

Motor notasyonu ve kuplajlı devre yaklaşımı kullanılarak Şekil 1.1 de görülen manyetik kuplajlı stator gerilim denklemleri;

$$\begin{aligned} v_{sa} &= i_{sa}r_s + \frac{d\lambda_{sa}}{dt} \quad (V) \\ v_{sb} &= i_{sb}r_s + \frac{d\lambda_{sb}}{dt} \quad (V) \\ v_{sc} &= i_{sc}r_s + \frac{d\lambda_{sc}}{dt} \quad (V) \end{aligned} \quad (1.7)$$

ve rotor gerilim denklemleri

$$\begin{aligned} v_{ra} &= i_{ra}r_r + \frac{d\lambda_{ra}}{dt} \quad (V) \\ v_{rb} &= i_{rb}r_r + \frac{d\lambda_{rb}}{dt} \quad (V) \\ v_{rc} &= i_{rc}r_r + \frac{d\lambda_{rc}}{dt} \quad (V) \end{aligned} \quad (1.8)$$

olarak verilebilir. (1.7) ve (1.8) eşitliklerinde görülen λ manyetik akı olup değeri

$$\lambda = Lj \quad (web). \quad (1.8.a)$$

eşitliği ile verilir.

1.2.2. Akı denklemleri

Matris notasyonunda stator ve rotor sargıları arasındaki akı bağıntıları vektörel bir gösterimle (sarımların endüktansı ve akım terimleri cinsinden) aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} \lambda_s^{abc} \\ \lambda_r^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss}^{abc} & \mathbf{L}_{sr}^{abc} \\ \mathbf{L}_{rs}^{abc} & \mathbf{L}_{rr}^{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^{abc} \\ i_r^{abc} \end{bmatrix} \quad (Wb.sarım) \quad (1.9.a)$$

(1.9.a) eşitliğinde,

$$\begin{aligned} \lambda_s^{abc} &= (\lambda_{sa}, \lambda_{sb}, \lambda_{sc})^t \\ \lambda_r^{abc} &= (\lambda_{ra}, \lambda_{rb}, \lambda_{rc})^t \\ i_s^{abc} &= (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})^t \\ i_r^{abc} &= (i_{ra}, i_{rb}, i_{rc})^t \end{aligned} \quad (1.9.b)$$

ifadeleri geçerlidir. (1.9.b) eşitliklerinde t harfi transpoze işlemini ifade etmektedir.

(1.9.a) eşitliğinde görülen stator-stator, rotor-rotor sarım endüktans alt matrisleri aşağıdaki biçimdedir.

$$\mathbf{L}_{ss}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ss} & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} \end{bmatrix} \quad (H) \quad (1.10)$$

$$\mathbf{L}_{rr}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{rr} & L_{rm} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{lr} + L_{rr} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rm} & L_{lr} + L_{rr} \end{bmatrix} \quad (H) \quad (1.11)$$

Stator rotor arasındaki ortak endüktans rotor açısına bağlıdır. Bu ise matris biçiminde;

$$\mathbf{L}_{sr}^{abc} = [\mathbf{L}_{rs}^{abc}]^t = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (H) \quad (1.12)$$

matrisi ile verilebilir. Yapılan varsayımlar ışığında (1.10) ve (1.11) eşitliklerinde kullanılan endüktans değerleri; sargıların sarım sayıları (N_s, N_r) ve hava aralığı permeansı (P_g) cinsinden aşağıdaki denklemlerle ifade edilir.

$$L_{ss} = N_s^2 P_g \quad L_{rr} = N_r^2 P_g$$

$$L_{sm} = N_s^2 P_g \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \quad L_{sr} = N_s^2 P_g \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \quad (1.13)$$

$$L_{sr} = N_s N_r P_g$$

$$P_g = \frac{\mu_0 A}{g}$$

(1.13) eşitliklerinde kullanılan değişkenlerin tanımları aşağıda gösterilmiştir.

L_{ss} Stator sarımlarının öz endüktansı

L_{ls} Stator sargılarının faz başına kaçak endüktansı

L_{lr} Rotor sargılarının faz başına kaçak endüktansı

L_{rr} Rotor sargılarının öz endüktansı

L_{sm} Stator sargıları arasındaki ortak endüktansı

L_{rm} Rotor sargıları arasındaki ortak endüktansı

L_{sr} Stator-rotor arasındaki ortak endüktansın tepe değeri

μ_0 Boşluğun manyetik geçirgenliği

A Hava aralığı kesidi (m^2)

g Hava aralığı (m)

(1.7) ve (1.8) eşitliklerinden görülebileceği gibi ideal bir makina 6 tane 1. mertebeden diferansiyel denklemlerle tanımlanabilir. Bu diferansiyel denklemler sargılar arasındaki ortak endüktans vasıtasıyla bir diğeriyle birleştirilmiştir. Stator-rotor kuplaj terimi rotor pozisyonunun bir fonksiyonudur ve bu nedenle rotor dönerken bu kuplaj terimleri zamanla değişecektir. Asenkron makina modellemek için kullanılan bu denklemlerin lineer olmaması, ortak endüktans matrisinin θ ya bağlı olması ve özellikle sincap kafesli asenkron makina için denklemler sayısının artması nedeni ile makinanın bu modeli analize, bilgisayar benzetimlerinin ve kontrol algoritmalarının geliştirilmesine uygun değildir. Bu nedenle daha basit yapıda bir model için çeşitli dönüşüm yöntemlerine ihtiyaç vardır.

Yaygın olarak 2 dönüşüm yöntemi asenkron makinanın incelenmesinde kullanılır. Bunlar $\alpha - \beta$ (durağan eksen takımı) ve q-d (senkron dönen) eksen takımı dönüşümleridir. Her iki modelin de kullanıldığı kontrol algoritmaları mevcuttur. Makinanın $\alpha - \beta$ eksen takımındaki değişkenler sinüzoidaldir. Q-d modeli ise statora göre senkron hızla dönen bir eksen takımında elde edildiği için akım, gerilim ve akı gibi değişkenler doğru akım büyüklükleri şeklinde olacaktır. Bu dönüşüm yöntemleri gücün değişmezliği ilkesi kullanılarak geliştirilmiş olmakla birlikte bu dönüşüm yöntemleri ayrıntılı şekilde incelenmemiş olup sadece sonuçları kullanılmıştır [2].

1.3. ω Hızı ile Dönen Qd0 Eksen Takımında Makina Modeli

Önceki bölümde de değinildiği gibi makinanın incelenmesi için genellikle 2 eksen takımı kullanılmasına rağmen bu bölümde rotorun dönme yönünde ω hızı ile dönen rasgele bir eksen takımında asenkron makinanın denklemleri çıkarılmış ve daha sonra yaygın olarak kullanılan 2 eksen takımının denklemlerinin de ω hızının bazı özel değerleri için elde edileceği gösterilmiştir.

Önceki bölümde tanımlanan denklemlere rasgele ω hızında qd0 dönüşümünün uygulanması sonucu uygun qd0 denklemleri oluşturulur. abc büyüklükleri ve ω açısal hızı ile dönen qd0 referans eksenleri arasındaki ilişki (1.14) eşitliğinde gösterilmiştir (abc büyüklüklerinden qd0 referans eksenine dönüşüm denklemi)

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{qd0}(\theta) \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

(1.14) eşitliğinde f değişkeni makinanın faz gerilimleri, akımları ya da akı bağıntıları olabilir. ω açısal hızında dönen referans eksenini ile statorda duran a-fazı sargısı arasındaki dönüşüm açısı $\theta(t)$;

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \theta(0) \quad (rad) \quad (1.15)$$

olarak ifade edilebilir. Aynı şekilde $\omega_r(t)$ hızı ile dönen rotorun, rotor a-fazı ve stator eksenleri arasındaki rotor açısı $\theta_r(t)$

$$\theta_r(t) = \int_0^t \omega_r(t) dt + \theta_r(0) \quad (rad) \quad (1.16)$$

olarak ifade edilebilir. (1.15) ve (1.16) eşitliklerinde görülen

$\theta(0)$ ve $\theta_r(0)$ açıları başlangıç anındaki açı değerleridir.

3 fazlı sistemden 2 fazlı (eksenli) sisteme dönüşümü sağlayan $\mathbf{T}_{qd0}(\theta)$ matrisi

$$\mathbf{T}_{qd0}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

olarak verilir. Bu matrisin tersi ise

$$\mathbf{T}_{qd0}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

olarak elde edilir [2].

1.3.1. Qd0 gerilim denklemleri

(1.7) ve (1.8) eşitliklerinde verilen abc gerilim değerleri, stator akımları cinsinden;

$$\mathbf{v}_s^{abc} = \frac{d}{dt} \lambda_s^{abc} + \mathbf{r}_s^{abc} \mathbf{i}_s^{abc} \quad (1.19)$$

olarak ifade edilebilir. (1.14) eşitliği (1.19) eşitliğinde her bir abc değişkeni için ayrı ayrı uygulandığında stator gerilimlerinin qd0 eksen takımındaki değeri;

$$\mathbf{v}_s^{qd0} = [\mathbf{T}_{qd0(\theta)}] \frac{d}{dt} ([\mathbf{T}_{qd0(\theta)}]^{-1} [\lambda_s^{qd0}]) + [\mathbf{T}_{qd0(\theta)}] \mathbf{r}_s^{abc} [\mathbf{T}_{qd0(\theta)}]^{-1} [\mathbf{i}_s^{qd0}] \quad (1.20)$$

eşitliği ile hesaplanır. (1.20) eşitliğinin sağ tarafında görülen dönüşüm matrisinin tersi ile akının çarpımının türev ifadesi (1.21) eşitliğinde hesaplanmıştır.

$$\frac{d}{dt} ([\mathbf{T}_{qd0(\theta)}]^{-1} [\lambda_s^{qd0}]) = \begin{bmatrix} -\sin\theta & \cos(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} [\lambda_s^{qd0}] + [\mathbf{T}_{qd0(\theta)}]^{-1} \left[\frac{d}{dt} \lambda_s^{qd0} \right] \quad (1.21)$$

(1.21) eşitliği (1.20) de kullanılır ve elde edilen yeni eşitlikler tekrar düzenlenirse

$$\mathbf{v}_s^{qd0} = \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_s^{qd0} + \frac{d}{dt} \lambda_s^{qd0} + \mathbf{r}_s^{qd0} \mathbf{i}_s^{qd0} \quad (1.22)$$

denklemi elde edilir.

(1.22) eşitliğinde ;

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}$$

ve

$$\mathbf{r}_s^{qd0} = r_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

değerine eşittir.

Aynı şekilde rotor büyüklükleri de $qd0$ eksen takımı üzerine dönüştürülürse, rotor faz büyüklükleri için dönüşüm açısı $(\theta - \theta_r)$ olur. $[\mathbf{T}_{qd0(\theta - \theta_r)}]$ dönüşümü stator gerilim denklemlerine uygulandığı gibi rotor gerilim denklemlerine de uygulanır ise rotor sarımları için gerilim denklemlerinin $qd0$ eksen takımındaki değeri;

$$\mathbf{v}_r^{qd0} = (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_r^{qd0} + \frac{d}{dt} \lambda_r^{qd0} + \mathbf{r}_r^{qd0} \mathbf{i}_r^{qd0} \quad (1.24)$$

eşitliği ile hesaplanabilir.

1.3.2. Qd0 akı ilişkileri

(1.9) eşitliğinde verilen stator akı denklemlerine $[\mathbf{T}_{qd0(\theta)}]$ dönüşümü uygulanırsa

$$\lambda_s^{qd0} = [\mathbf{T}_{qd0}(\theta)] (\mathbf{L}_{ss}^{abc} \mathbf{i}_s^{abc} + \mathbf{L}_{sr}^{abc} \mathbf{i}_r^{abc}) \quad (1.25)$$

elde edilir. (1.25) eşitliğinde abc stator ve rotor akımları ters dönüşüm matrisleri yardımı ile $qd0$ akımlarına dönüştürülebilir. Bu durumda (1.25) eşitliği

$$\begin{aligned} \lambda_s^{qd0} &= [\mathbf{T}_{qd0}(\theta)] \mathbf{L}_{ss}^{abc} [\mathbf{T}_{qd0}(\theta)]^{-1} \mathbf{i}_s^{qd0} + [\mathbf{T}_{qd0}(\theta)] \mathbf{L}_{sr}^{abc} [\mathbf{T}_{qd0}(\theta - \theta_r)]^{-1} \mathbf{i}_r^{qd0} \\ &= \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ss} \end{bmatrix} \mathbf{i}_s^{qd0} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_r^{qd0} \end{aligned} \quad (1.26)$$

şeklini alır. (1.25) eşitliği rotor devresi için yapılır ve abc eksen değişkenleri $qd0$ eksenine ters dönüşüm matrisi yardımı ile dönüştürülürse, rotor devresine ilişkin akı bağlantıları

$$\begin{aligned}
\lambda_r^{qd0} &= [\mathbf{T}_{qd0}(\theta - \theta_r)] \mathbf{L}_{ss}^{abc} [\mathbf{T}_{qd0}(\theta)]^{-1} \mathbf{i}_s^{qd0} + [\mathbf{T}_{qd0}(\theta - \theta_r)] \mathbf{L}_{rr}^{abc} [\mathbf{T}_{qd0}(\theta - \theta_r)]^{-1} \mathbf{i}_r^{qd0} \\
&= \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_s^{qd0} + \begin{bmatrix} L_{lr} + \frac{3}{2} L_{rr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} + \frac{3}{2} L_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \mathbf{i}_r^{qd0}
\end{aligned} \quad (1.27)$$

eşitliği ile hesaplanır. (1.26) ve (1.27) eşitlikleri ile verilen stator ve rotor akı ilişkileri, tek bir matris olarak

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{0s} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \\ \lambda'_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L'_{lr} + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L'_{lr} + L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{0r} \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

şeklinde ifade edilebilir. (1.28) eşitliğinde (') ile gösterilen rotor büyüklükleri stator tarafına indirgenmiş büyüklükleri ifade etmektedir. İndirgenmiş rotor büyüklükleri;

$$\lambda'_{qr} = \frac{N_s}{N_r} \lambda_{qr} \quad \lambda'_{dr} = \frac{N_s}{N_r} \lambda_{dr} \quad (1.29)$$

$$i'_{qr} = \frac{N_r}{N_s} i_{qr} \quad i'_{dr} = \frac{N_r}{N_s} i_{dr} \quad (1.29.a)$$

$$L'_{lr} = \left(\frac{N_s}{N_r} \right)^2 L_{lr} \quad (1.29.b)$$

Eşitlikleri ile verilir. (1.28) eşitliğinde kullanılan (stator tarafındaki mıknatıslanma endüktansı) L_m değeri;

$$L_m = \frac{3}{2} L_{ss} = \frac{3}{2} \frac{N_s}{N_r} L_{sr} = \frac{3}{2} \frac{N_s}{N_r} L_{rr} \quad (1.30)$$

eşitliği ile hesaplanır.

1.3.3. Qd0 moment denklemleri

Stator ve rotorun toplam 6 sargısına giren ani gücün toplamı

$$P_{giris} = v_{sa}i_{sa} + v_{sb}i_{sb} + v_{sc}i_{sc} + v'_{ra}i'_{ra} + v'_{rb}i'_{rb} + v'_{rc}i'_{rc} \quad (W) \quad (1.31)$$

bağıntısı ile verilebilir. qd0 büyüklükleri cinsinden ani giriş gücü ise

$$P_{giris} = \frac{3}{2} (v_{qs}i_{qs} + v_{ds}i_{ds} + 2v_{0s}i_{0s} + v'_{qr}i'_{qr} + v'_{dr}i'_{dr} + 2v'_{0r}i'_{0r}) \quad (W) \quad (1.32)$$

bağıntısı ile verilir. (1.22) ve (1.24) numaralı denklemler (1.32) numaralı denklemin sağ tarafında gerilimler için yerine yazılırsa, (1.32) eşitliği i^2r , $ip\lambda$ ve $\omega\lambda i$ terimlerini içeren bir denkleme dönüşür.

i^2r terimi bakır kayıplarını, $ip\lambda$ terimi sarımlar arasındaki manyetik alan enerjinin karşılıklı değişim oranını, $\omega\lambda i$ terimi ise mekanik işe dönüştürülen enerji oranını göstermektedir. Makina tarafından üretilen elektromekanik moment $\omega\lambda i$ terimlerinin toplamının mekanik hıza bölünmesinden elde edilir [2]. Bu da;

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_r} [\omega(\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds}) + (\omega - \omega_r)(\lambda'_{dr}i'_{qr} - \lambda'_{qr}i'_{dr})] \quad (N.m.) \quad (1.33)$$

bağıntısı ile ifade edilir. (1.28) eşitliği ile verilen akı ilişkisinden

$$\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds} = -(\lambda'_{dr}i'_{qr} - \lambda'_{qr}i'_{dr}) = L_m(i'_{dr}i_{qs} - i'_{qr}i_{ds}) \quad (1.34)$$

olduğu göz önüne alınırsa, (1.33) numaralı denklem

$$\begin{aligned} T_{em} &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda'_{dr}i'_{qr} - \lambda'_{qr}i'_{dr}) \quad (N.m.) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds}) \quad (N.m.) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i'_{dr}i_{qs} - i'_{qr}i_{ds}) \quad (N.m.) \end{aligned} \quad (1.35)$$

şeklinde de ifade edilebilir.

Moment ifadesini çıkarmanın başka bir yolu da Şekil 1.2, Şekil 1.3 de verilen eş değer devredeki hıza bağlı gerilimler tarafından çekilen gücü kullanmaktır. q,d ve 0 devrelerindeki direnç karakteristikli elemanlar bakır kayıplarıyla, reaktanslar manyetik alan enerjisiyle ve hız bağımlı gerilim terimleri mekanik işle ilişkilendirilebilir. Hız bağımlı gerilim kaynakları

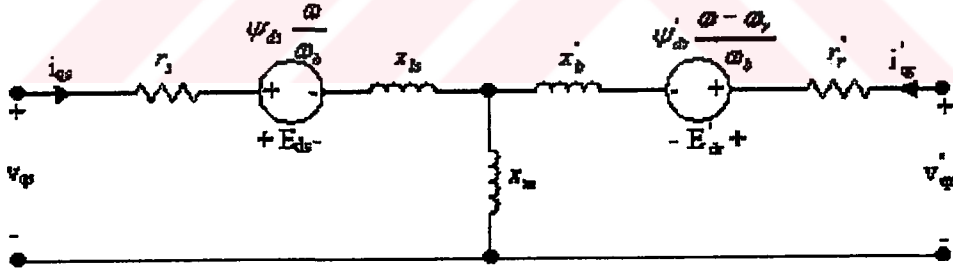
$$E_{qs} = \omega \lambda_{ds} \quad E_{ds} = -\omega \lambda_{qs} \quad (V) \quad (1.36)$$

$$E'_{qr} = (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} \quad E'_{dr} = -(\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} \quad (V) \quad (1.37)$$

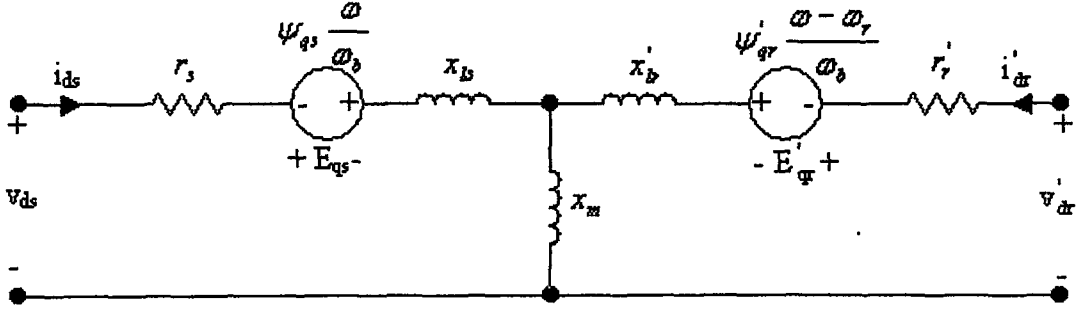
olarak ifade edilirler. (1.36) ve (1.37) eşitlikleri ile verilen 4 adet e.m.k tarafından çekilen aktif güç makinanın elektromekanik gücüdür ve

$$P_{em} = \frac{3}{2} \text{Re} \left[(E_{qs} - jE_{ds}) (i_{qs} - ji_{ds})^* + (E'_{qr} - jE'_{dr}) (i'_{qr} - ji'_{dr})^* \right] \quad (W) \quad (1.38)$$

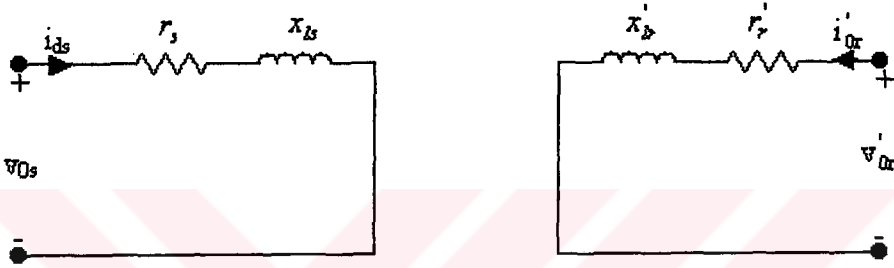
eşitliği ile hesaplanır. (1.38) eşitliğinin gerçek kısmı mekanik hıza bölünürse (1.35) eşitliğinin elektromekanik moment ifadeleri bulunacaktır.



Şekil 1.2 Asenkron Makina Q-Ekseni Eşdeğer Devresi



Şekil 1.3 Asenkron Makina D-Ekseni Eşdeğer Devresi



Şekil 1.4 Asenkron Makina Sıfır Ekseni Eşdeğer Devresi

1.4. Temel Büyüklükler

Makina denklemleri sıklıkla λ ve L yerine saniyedeki akı değişimi (ψ) ve reaktans (x) cinsinden ifade edilirler. Bunlar basitçe temel frekans ya da anma frekansı ω_b ile ilişkilendirilir. Bu durumda değişkenler;

$$\begin{aligned} \psi &= \omega_b \lambda & V \text{ (veya b.)} \\ \text{ve} & & \\ x &= \omega_b L & H \text{ (veya b.)} \end{aligned} \quad (1.39)$$

olarak ifade edilirler. (1.39) eşitliklerinde $\omega_b = 2\pi f_n$ elektriksel açısal hız olup f_n ise makinanın besleme geriliminin nominal frekansıdır. Temel gerilim olarak etkin hat gerilimi kullanılır. P kutuplu 3 fazlı bir makinanın V_n ve S_n değerleri kullanılarak temel büyüklükler aşağıdaki gibi belirlenir;

$$\text{Temel gerilim: } V_b = \sqrt{\frac{2}{3}} V_n \quad (1.40)$$

$$\text{Temel görünür güç: } S_b = S_n \quad (1.41)$$

$$\text{Temel tepe akımı : } I_b = 2S_b/3V_b \quad (1.42)$$

$$\text{Temel Empedans: } Z_b = V_b/I_b \quad (1.43)$$

$$\text{Temel moment : } T_b = S_b/\omega_{bm} \quad (1.44)$$

(1.44) eşitliğinde $\omega_{bm} = \frac{2\omega_b}{P}$ değerindedir.

w hızla dönen referans eksenindeki makina denklemleri (anma frekansında) ψ ve x cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$\begin{aligned} v_{qs} &= \frac{P}{\omega_b} \psi_{qs} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} + r_s i_{qs} \\ v_{ds} &= \frac{P}{\omega_b} \psi_{ds} - \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} + r_s i_{ds} \\ v_{0s} &= \frac{P}{\omega_b} \psi_{0s} + r_s i_{0s} \\ v'_{qr} &= \frac{P}{\omega_b} \psi'_{qr} + \frac{(\omega - \omega_r)}{\omega_b} \psi'_{dr} + r_r i'_{qr} \\ v'_{dr} &= \frac{P}{\omega_b} \psi'_{dr} - \frac{(\omega - \omega_r)}{\omega_b} \psi'_{qr} + r_r i'_{dr} \\ v'_{0r} &= \frac{P}{\omega_b} \psi'_{0r} + r_r i'_{0r} \end{aligned} \quad (1.45)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{0s} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \\ \psi'_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{ls} + x_m & 0 & 0 & x_m & 0 & 0 \\ 0 & x_{ls} + x_m & 0 & 0 & x_m & 0 \\ 0 & 0 & x_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ x_m & 0 & 0 & x'_{lr} + x_m & 0 & 0 \\ 0 & x_m & 0 & 0 & x'_{lr} + x_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & x'_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{0r} \end{bmatrix} \quad (1.46)$$

Eletromekanik moment denklemleri ise

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_r} \left[\frac{\omega}{\omega_b} (\psi_{ds} i'_{qs} - \psi_{qs} i'_{ds}) + \frac{(\omega - \omega_r)}{\omega_b} (\psi'_{dr} i'_{qr} - \psi'_{qr} i'_{dr}) \right] \quad (N.m.) \quad (1.47)$$

(1.46) eşitliğindeki akı ilişkisinden

$$\psi_{ds} i'_{qs} - \psi_{qs} i'_{ds} = -(\psi'_{dr} i'_{qr} - \psi'_{qr} i'_{dr}) = x_m (i'_{dr} i'_{qs} - i'_{qr} i'_{ds}) \quad (1.47.a)$$

olduğu göz önüne alınırsa, (1.47) numaralı eşitlik

$$\begin{aligned} T_{em} &= \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} (\psi'_{dr} i'_{qr} - \psi'_{qr} i'_{dr}) \quad (N.m.) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} (\psi_{ds} i'_{qs} - \psi_{qs} i'_{ds}) \quad (N.m.) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} x_m (i'_{dr} i'_{qs} - i'_{qr} i'_{ds}) \quad (N.m.) \end{aligned} \quad (1.48)$$

şeklinde de ifade edilebilir. Ayrıca Şekil 1.2 ve Şekil 1.3 göz önüne alındığında q ve d devrelerine ilişkin mıknatıslanma akıları

$$\psi_{mq} = x_m (i'_{qs} + i'_{qr}) \quad (1.48.a)$$

ve

$$\psi_{md} = x_m (i'_{ds} + i'_{dr}) \quad (1.48.b)$$

eşitlikleri ile hesaplanır. (1.48.a) ve (1.48.b) eşitlikleri (1.46) eşitlikleri ile birlikte göz önüne alındığında (1.48) eşitliği

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} \frac{xM}{x_{ls} x_{lr}} (\psi_{qs} \psi'_{dr} - \psi_{ds} \psi'_{qr}) \quad (N.m.) \quad (1.48.c)$$

eşitliği şeklinde de ifade edilebilir. (1.48.c) eşitliğinde görülen xM ifadesi

$$xM = \left(\frac{1}{x_{ls}} + \frac{1}{x_m} + \frac{1}{x_{lr}} \right)^{-1} \quad (1.48.d)$$

eşitliği ile hesaplanır. (1.48) ve (1.48.c) eşitlikleri makina tarafından üretilen elektromanyetik momente ilişkin denklemlerdir.

Makinanın elektriksel kısmına yönelik denklemler yukarıda çıkarılmıştır. Mekanik kısmına ait denklemler için de önceki bölümlerde bahsedildiği gibi Newton hareket yasalarından faydalanılacaktır. Bu yasaya göre makina tarafından üretilen elektromanyetik moment aynı zamanda

$$T_{em} = J \frac{d\omega_{rm}}{dt} + B\omega_{rm} + T_{mek} \quad (N.m.) \quad (1.49)$$

bağıntısı ile verilir. (1.49) eşitliğinde;

J eylemsizlik sabiti ($kg.m^2$)

B sönüm çarpanı ($Nm.san/rad$)

T_{mek} ise yük momentidir. (Nm)

Dışarıdan yük olarak uygulanan bu momentin yönü (1.49) denkleminde rotor dönme yönünün tersinedir aynı şekilde sürtünmeden dolayı oluşan moment de rotor dönme yönünün tersinedir. (1.49) eşitliğine göre T_{mek} değeri motor çalışmada pozitif jeneratör çalışmada ise negatiftir. Rotorun hareket denklemini atalet momentinden çıkarılır. Bu da;

$$J \frac{d\omega_{rm}}{dt} = T_{em} - T_{mek} - T_{damp} \quad (N.m.) \quad (1.50)$$

Bu modelde ω_{rm} hızı yerine ω_r/ω_b hızı kullanılacağından bu durumda (1.50) eşitliği;

$$\frac{2J\omega_b d(\omega_r/\omega_b)}{P dt} = T_{em} - T_{mek} - T_{damp} \quad (N.m.) \quad (1.51)$$

haline dönüşür. (1.51) eşitliği genellikle temel hız ve anma gücünde, dönen kütlelerin kinetik enerjisi olarak tanımlanan atalet sabiti (H) cinsinden yazılır. (1.51) eşitliğinde

$$H = \frac{J\omega_{bm}^2}{2S_b} \quad (1.52)$$

(1.52) ifadesi kullanılırsa;

$$2H \frac{d(\omega_r/\omega_b)}{dt} = T_{em} - T_{mek} - T_{damp} \quad (b.) \quad (1.53)$$

elde edilir.

1.5. Makinanın Durum Denklemleri

Hem elektriksel hem de mekanik kısma ait denklemler makinanın durum denklemlerini verecek şekilde yeniden düzenlenebilir. Bunun için şöyle bir yol takip edilmelidir:

Makinanın türev içeren ifadeleri ayrı türev içermeyen ifadeleri de ayrı olarak yazılmalı ve sonrada bu denklemler durum denkleminin genel ifadesi olarak bilinen

$$\begin{aligned} \dot{[x]} &= [A][x] + [B][u] \\ [y] &= [C][x] + [D][u] \end{aligned} \quad (1.54)$$

biçimde düzenlenmelidir. (1.45) ve (1.46) eşitliklerde görülen sıfır bileşeni, makina için varsayılan kabuller ışığında sıfır olacağından bununla ilgili denklemler durum denkleminde görülmeyecektir. Durum denklemlerinde durum değişkeni olarak ψ alınmıştır. Öncelikle elektriksel kısma ait eşitlikler yazılacak olup, bu eşitlikler daha sonra mekanik kısma ilgili durum denklemleriyle birleştirilecektir.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \dot{\psi}_{qr} \\ \dot{\psi}_{dr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega - \omega_r \\ 0 & 0 & -(\omega - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \dot{\psi}_{qr} \\ \dot{\psi}_{dr} \end{bmatrix} \\ &- \omega_b \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{ls} + x_m \\ 0 \\ x_m \\ 0 \end{bmatrix} + \omega_b [\mathbf{I}] \begin{bmatrix} \dot{\psi}_{qs} \\ \dot{\psi}_{ds} \\ \dot{\psi}_{qr} \\ \dot{\psi}_{dr} \end{bmatrix} + \omega_b \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.55)$$

(1.55) eşitliğinin sağ tarafındaki açısal hızlardan oluşan matris N olarak, dirençlerden oluşan matris R olarak ve reaktanslardan oluşan matris X olarak yazılırsa (1.55) eşitliği;

$$[\dot{\psi}_{sr}] = -\{[N] + \omega_b [R][X]^{-1}\}[\psi] + \omega_b [v_{s,r}] \quad (1.56)$$

biçimine dönüşür. Durum denkleminin genel biçimi göz önüne alındığında elektriksel kısım için katsayı matrisleri şu şekilde bulunur.

$$\begin{aligned} [A] &= -\{[N] + \omega_b [R][X]^{-1}\} \\ [B] &= \omega_b [I] \end{aligned} \quad (1.57)$$

olarak bulunur. [I] burada birim matristir ve [4x4] boyutundadır.

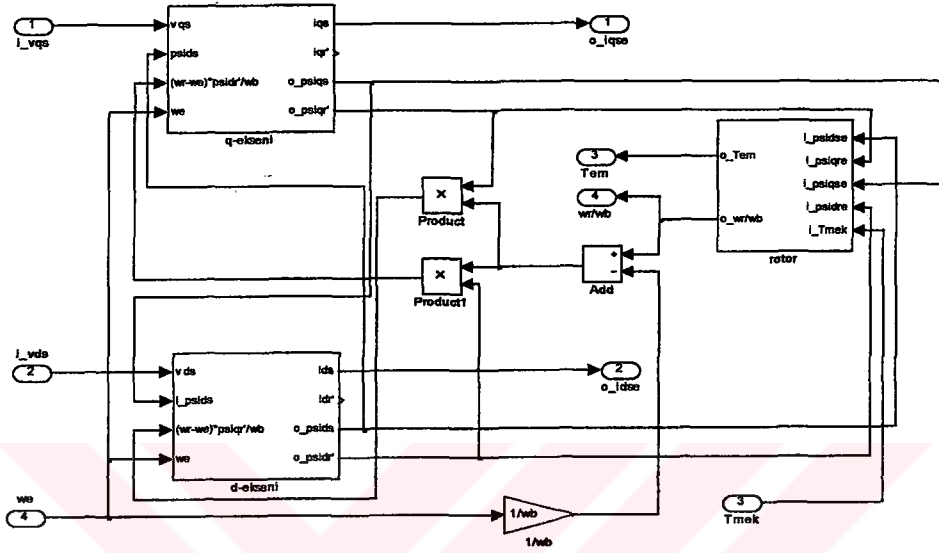
Yukarıda verilen mekanik kısma ait durum denklemleri de denklemlere ilave edilince asenkron makinanın 4'ü akı ve 1'i de normalize edilmiş rotor hızı ω_r/ω_b olan 5 tane durum değişkeni elde edilmiş olur.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \dot{\psi}_{qr} \\ \dot{\psi}_{dr} \\ \omega_r/\omega_b \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \omega_b \frac{r_s}{x_s} \left(\frac{xM}{xIs} - 1 \right) & -\omega & \omega_b \frac{r_s xM}{x_s x_r} & 0 & 0 \\ \omega & \omega_b \frac{r_s}{x_s} \left(\frac{xM}{xIs} - 1 \right) & 0 & \omega_b \frac{r_s xM}{x_s x_r} & 0 \\ \omega_b \frac{r_r xM}{x_s x_r} & 0 & \omega_b \frac{r_r}{x_r} \left(\frac{xM}{x_r} - 1 \right) & -(\omega - \omega_r) & 0 \\ 0 & \omega_b \frac{r_r xM}{x_s x_r} & \omega - \omega_r & \omega_b \frac{r_r}{x_r} \left(\frac{xM}{x_r} - 1 \right) & 0 \\ k_\psi \dot{\psi}_{dr} & -k_\psi \dot{\psi}_{qr} & k_\psi \psi_{qs} & -k_\psi \psi_{ds} & \frac{B\omega_b}{PH} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \dot{\psi}_{qr} \\ \dot{\psi}_{dr} \\ \omega_r/\omega_b \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \omega_b & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ \dot{v}_{qr} \\ \dot{v}_{dr} \\ T_{mek} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.57.a)$$

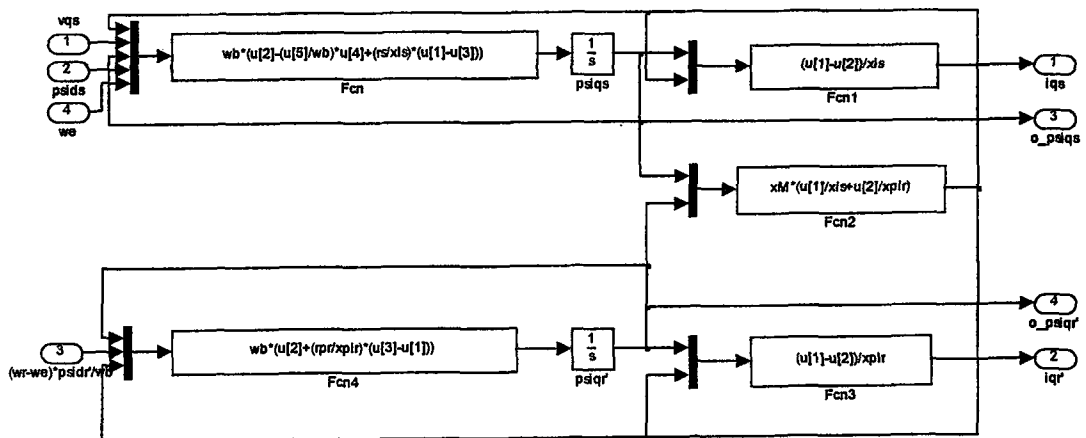
(1.57.a) eşitliğinde görülen k_ψ ifadesi bir sabit olup değeri

$$k_\psi = \frac{1}{2.H} \frac{3.P.xM}{4.\omega_b.x_{Is}.x_{Ir}} \quad (1.57.b)$$

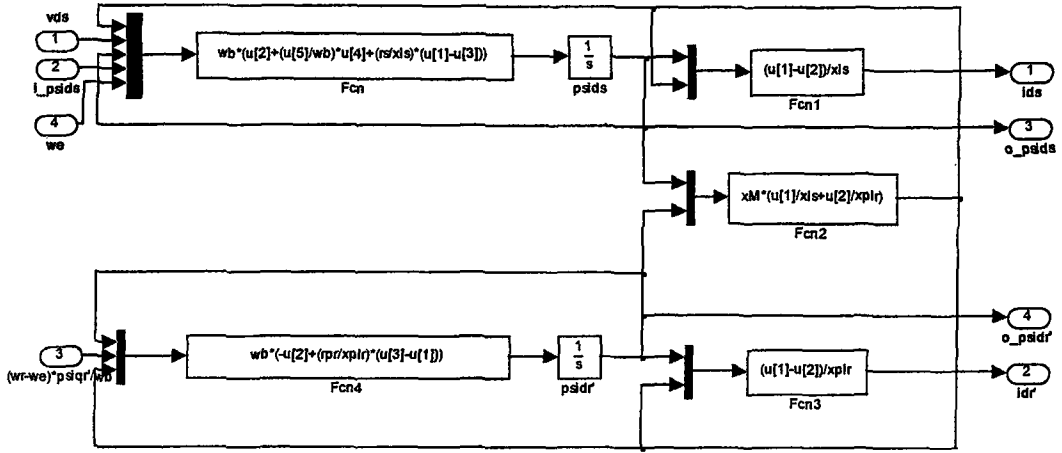
eşitliği ile hesaplanır. Şekil 1.5 de, (1.57.a) eşitliğinde görülen durum denklemleri göz önüne alınarak açılal hızı $\omega = \omega_e$ olan senkron dönen eksen takımında, asenkron makinanın simulink modeli görülmektedir.



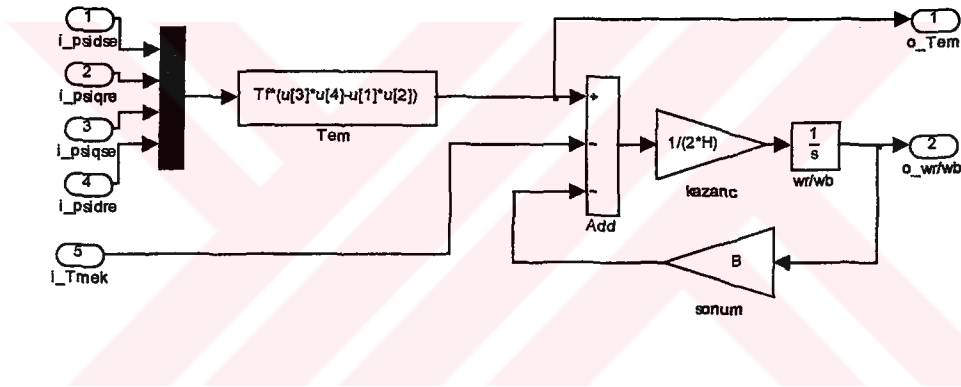
Şekil 1.5 3-Faz Asenkron Makinanın Senkron Döner Eksen Takımında Simülasyon Gösterimi



Şekil 1.6 Q-Ekseni Bloğunun Ayrıntılı Gösterimi



Şekil 1.7 D-Eksenli Bloğunun Ayrıntılı Gösterimi



Şekil 1.8 Rotor Bloğunun Ayrıntılı Gösterimi

1.6. Lineerleştirilmiş Model

(1.57.a) eşitliğinden de görüleceği üzere bir durum değişkeni hesaplanırken başka bir durum değişkenine gereksinim duyulduğundan durum denklemleri lineer değildir. Bu nedenle sistemin belirli bir çalışma noktası etrafında lineerleştirilmesi gerekir. Böylece lineer sistemler için çok iyi tanımlanmış olan kontrol kuralları sisteme uygulanabilir ve sistem performansı belirlenebilir. Ayrıca sistemin istenilen davranışı göstermesi için kontrolör veya kompensatör tasarlanabilir. Bunun için sistemi tanımlayan durum denklemini belirli bir nokta etrafında Taylor serisine açılır ve bu serideki yüksek mertebeden türevler ihmal edilir. Bu durumda sistem en genel halde

$$\dot{x}_i(t) = f_i(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) + \sum_{j=1}^n \frac{\partial f_i(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial x_j} \Big|_{\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0} (x_j - x_{0j}) + \sum_{j=1}^p \frac{\partial f_i(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial u_j} \Big|_{\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0} (u_j - u_{0j}) \quad (1.58)$$

ifadesi ile tanımlanır. Ayrıca

$$\Delta x_i = x_i - x_{oi} \quad \text{ve} \quad \Delta u_i = u_i - u_{oi} \quad (1.59)$$

farkları için

$$\Delta \dot{x}_i = \dot{x}_i - \dot{x}_{oi} \quad (1.60)$$

ilişkisi geçerlidir.

$$x_{oi} = f_i(x_0, u_0)$$

için (1.58) eşitliği

$$\Delta \dot{x}_i = \sum_{j=1}^n \frac{\partial f_i(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial x_j} \Big|_{x_0, u_0} \Delta x_j + \sum_{j=1}^p \frac{\partial f_i(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial u_j} \Big|_{x_0, u_0} \Delta u_j \quad (1.61)$$

şeklinde yazılabilir. (1.61) ifadesi vektör-matris biçiminde yazılırsa

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}^*] [\Delta \mathbf{x}] + [\mathbf{B}^*] [\Delta \mathbf{u}] \quad (1.62)$$

elde edilir. (1.62) ifadesinde görülen $[\mathbf{A}^*]$ ve $[\mathbf{B}^*]$ matrisleri

$$[\mathbf{A}^*] = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad \text{ve} \quad [\mathbf{B}^*] = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \frac{\partial f_1}{\partial u_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial u_p} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u_1} & \frac{\partial f_2}{\partial u_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial u_p} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial u_1} & \frac{\partial f_n}{\partial u_2} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial u_p} \end{bmatrix} \quad (1.63)$$

eşitliği ile hesaplanır [3].

Durum denklemleri kullanılarak bir sistemin istenen giriş ve çıkış değişkenleri arasındaki transfer fonksiyonu bulunabilir. Bu ilişkinin çıkarılması burada ayrıntılı olarak incelenmemiş ancak temel bağıntı kullanılmıştır. Bununla ilgili ayrıntılı bir inceleme için otomatik kontrol kitaplarına başvurulabilir [3]. Giriş ve çıkış değişkenleri arasındaki transfer fonksiyonu $-T(s)$ - katsayı matrisleri cinsinden

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (1.64)$$

eşitliği ile verilir. Bu ilişki kullanılarak belirli bir çalışma noktası etrafında doğrusallaştırılan asenkron makinanın bulunan $[A^*]$ ve $[B^*]$ matrisleri ve istenen çıkışa ilişkin $[C]$ matrisi (1.64) eşitliğinde yerine yazılarak istenen giriş ve çıkış arasındaki transfer fonksiyonu bulunur. Günümüzde bu işlem bilgisayarlar kullanılarak çok hızlı bir şekilde gerçekleştirilir. Bu çalışmada asenkron makina simülasyonu için kullanılmış olan matlab paket programının trim ve linmod komutları kullanılarak nominal gerilim ve frekans noktası etrafında boşa çalışma için $\frac{\omega_r/\omega_b}{T_m}$ transfer fonksiyonu kutup ve sıfırları bulunacaktır. Bunun için (1.57.a)

eşitliğine göre oluşturulan Şekil-3 deki simulink blok diyagramından faydalanılacaktır. Doğrusallaştırma için EK-1 de verilen kaynak kodları kullanılarak makinanın nominal besleme koşulları altında boşa çalışma için aşağıda verilen kutup ve sıfırlar bulunmuştur.

Bu sonuçların elde edilmesi için faz arası gerilimi 220 V, 50 Hz olan 3 HP gücündeki makinanın aşağıda verilen parametreleri kullanılmıştır [10].

$$r_s = 0.435\Omega \quad r_r' = 0.816\Omega \quad x_{ls} = 0.754\Omega \quad x_{lr}' = 0.754\Omega$$

$$x_m = 26.13\Omega \quad J = 0.089 \text{ kg.m}^2 \quad P = 4$$

z =

$$1.0e+002 *$$

$$-1.0159 + 3.3568i$$

$$-1.0159 - 3.3568i$$

$$-2.1561 + 1.2261i$$

$$-2.1561 - 1.2261i$$

p =

$$1.0e+002 *$$

$$-1.0267 + 3.3532i$$

$$-1.0267 - 3.3532i$$

$$-2.1287 + 1.3047i$$

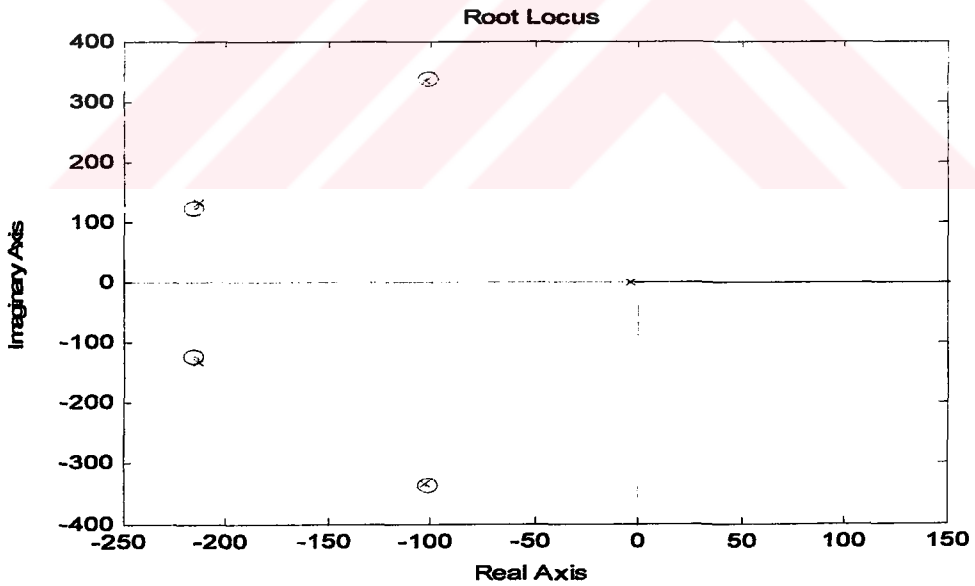
$$-2.1287 - 1.3047i$$

$$-0.0330$$

k =

$$-0.7077$$

Burada z transfer fonksiyonunun sıfırlarını, p kutuplarını ve k ise kazancını göstermektedir. Bu kutup ve sıfırlara göre Matlabda çizilmiş kök yer eğrisi Şekil 1.9 da gösterilmektedir.



Şekil 1.9 $(w_r/w_b)/T_m$ Transfer Fonksiyonunun Kök Yer Eğrisi

1.1. Sürekli Hal Modeli

Bir fiziksel sistem modelini tanımlayan diferansiyel denklem takımının tam çözümü, değeri zamanla giderek azalan geçici durum ile bu geçici durumun sona ermesinden sonra oluşan sürekli hali içeren iki çözümün toplamı olarak düşünülebilir. Elektriksel

sistemlerde sürekli halde makinanın uç değişkenleri olan gerilimler ile iç değişkenler olan akımlar arasında devre parametrelerinin (r, L, C) değerine bağlı olarak genlik ve faz farkı mevcuttur. Sürekli halde devrenin geçici çözümü ile ilgilenilmez. Ancak fiziksel sistem boyutlandırılırken ve sistemi koruyacak koruma elemanları seçilirken geçici hal çözümleri de önem kazanır. Sürekli halde makina daha basit eşitliklerle modellenebilir ve sürekli haldeki performansı daha kolay ölçülebilir. Ayrıca sürekli haldeki eşitlikler kullanılarak gerekli durumlarda makinanın doğrudan ölçülemeyen bazı büyüklükleri kestirilebilir.

Dengeli 3 faz sinüzoidal bir kaynaktan beslenen asenkron makinanın stator gerilimleri

$$\begin{aligned} v_{sa} &= V_{ms} \cos(\omega_e t) \\ v_{sb} &= V_{ms} \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{sc} &= V_{ms} \cos\left(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (1.65)$$

eşitlikleri ile ve akımları da;

$$\begin{aligned} i_{sa} &= I_{ms} \cos(\omega_e t - \phi_s) \\ i_{sb} &= I_{ms} \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} - \phi_s\right) \\ i_{sc} &= I_{ms} \cos\left(\omega_e t - \frac{4\pi}{3} - \phi_s\right) \end{aligned} \quad (1.66)$$

eşitlikleri ile gösterilir. Benzer olarak s kayması ile dönen rotorun gerilimleri

$$\begin{aligned} v_{ra} &= V_{mr} \cos(s\omega_e t - \theta_r(0) - \delta) \\ v_{rb} &= V_{mr} \cos\left(s\omega_e t - \theta_r(0) - \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{rc} &= V_{mr} \cos\left(s\omega_e t - \theta_r(0) - \delta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (1.67)$$

eşitlikleri ile ve akımları da;

$$\begin{aligned}
i_{ra} &= I_{mr} \cos(s\omega_e t - \theta_r(0) - \phi_r - \delta) \\
i_{rb} &= I_{mr} \cos(s\omega_e t - \theta_r(0) - \phi_r - \delta - \frac{2\pi}{3}) \\
i_{rc} &= I_{mr} \cos(s\omega_e t - \theta_r(0) - \phi_r - \delta - \frac{4\pi}{3})
\end{aligned} \tag{1.68}$$

eşitlikleri ile ifade edilebilir.

(1.65)-(1.68) denklemlerindeki stator ve rotor büyüklüklerinin q ekseni a-fazı ile çakıştırılmış, stator ve rotorda duran qd0 eksen takımına dönüşümü yapılırsa

$$\begin{aligned}
\vec{v}_s &= v_{qs}^s - jv_{ds}^s = V_{ms} e^{j\omega_e t} \\
\vec{i}_s &= i_{qs}^s - ji_{ds}^s = I_{ms} e^{-\phi_s} e^{j\omega_e t} \\
\vec{v}_r &= (v_{qr}^r - jv_{dr}^r) e^{j\theta_r(t)} = (V_{mr} e^{j(s\omega_e t - \theta_r(0) - \delta)}) e^{j\theta_r(t)} \\
\vec{i}_r &= (i_{qr}^r - ji_{dr}^r) e^{j\theta_r(t)} = (I_{mr} e^{j(s\omega_e t - \theta_r(0) - \delta - \phi_r)}) e^{j\theta_r(t)}
\end{aligned} \tag{1.69}$$

ifadeleri elde edilir. Yukarıdaki ifadelerde s ve r ifadesi stator ve rotorda duran (stationary) qd0 eksen takımı bileşenlerini diğer bir deyişle $\alpha\beta$ eksen takımı bileşenlerini göstermektedir. Sürekli halde rotorun sabit bir $\omega_e(1-s)$ hızında dönmesiyle

$$\theta_r(t) = \omega_e(1-s)t + \theta_r(0) \tag{1.70}$$

olarak ifade edilir. Bu ifade (1.69) numaralı denklemde rotor gerilim ve akım ifadelerinde yerine yazılıp bu ifadeler yeniden düzenlendiğinde

$$\begin{aligned}
\vec{v}_r &= (v_{qr}^s - jv_{dr}^s) = V_{mr} e^{-j\delta} e^{j\omega_e t} \\
\vec{i}_r &= (i_{qr}^s - ji_{dr}^s) e^{j\theta_r(t)} = I_{mr} e^{-j(\delta + \phi_r)} e^{j\omega_e t}
\end{aligned} \tag{1.71}$$

ifadeleri elde edilir.

Sinüzoidal sürekli hal analizinde etkin (rms) zaman fazörü kullanılmıştır. Uzay vektörü etkin (rms) değeri büyük ve kalın üzerinde ok olan bir harfle, rms zaman fazörü ise yine büyük kalın ancak üzerinde küçük bir dalga işareti ile gösterilmiştir.

Rotor gerilim ve akımları stator tarafına indirildiğinde

$$\begin{aligned}\vec{V}_{qr}^{'s} - j\vec{V}_{dr}^{'s} &= \left(\frac{N_s}{N_r}\right)\tilde{V}_{ra}e^{j\omega_e t} = \tilde{V}_{ra}'e^{j\omega_e t} \\ \vec{I}_{qr}^{'s} - j\vec{I}_{dr}^{'s} &= \left(\frac{N_r}{N_s}\right)\tilde{I}_{ra}e^{j\omega_e t} = \tilde{I}_{ra}'e^{j\omega_e t}\end{aligned}\quad (1.72)$$

ifadeleri elde edilir.

$\omega = 0$ alındığında duran eksen takımı elde edilir. Bu değer için (1.46) ve (1.47) denklemlerindeki qd gerilim ve akı denklemlerinde rms qd0 gerilim ve akım denklemleri yerine yazılarak

$$\begin{aligned}\vec{V}_{qs}^s - j\vec{V}_{ds}^s &= (r_s + j\omega_e(L_{ls} + L_m))\left(\vec{I}_{qs}^s - j\vec{I}_{ds}^s\right) + j\omega_e L_m\left(\vec{I}_{qr}^{'s} - j\vec{I}_{dr}^{'s}\right) \\ \vec{V}_{qr}^{'s} - j\vec{V}_{dr}^{'s} &= j(\omega_e - \omega_r)L_m\left(\vec{I}_{qs}^s - j\vec{I}_{ds}^s\right) + (r_r' + j(\omega_e - \omega_r)(L_{lr}' + L_m))\left(\vec{I}_{qr}^{'s} - j\vec{I}_{dr}^{'s}\right)\end{aligned}\quad (1.73)$$

Etkin zaman fazörü ve etkin uzay vektörü arasındaki (1.69),(1.72) ilişkisi, $\omega_e - \omega_r$ yerine $s\omega_e$ kullanılarak ve ortak olan $e^{j\omega_e t}$ terimi yazılmayarak (1.73) denklemi

$$\begin{aligned}\tilde{V}_{sa} &= (r_s + j\omega_e L_{ls})\tilde{I}_{sa} + j\omega_e L_m(\tilde{I}_{sa} + \tilde{I}_{ra}') \\ \tilde{V}_{ra}' &= (r_r' + js\omega_e L_{lr}')\tilde{I}_{ra}' + js\omega_e L_m(\tilde{I}_{sa} + \tilde{I}_{ra}')\end{aligned}\quad (1.74)$$

biçiminde yazılır. (1.74) denklemindeki rotor gerilim denkleminin her iki yanını s ile bölünürse

$$\frac{\tilde{V}_{ra}'}{s} = \left(\frac{r_r'}{s} + j\omega_e L_{lr}'\right)\tilde{I}_{ra}' + j\omega_e L_m(\tilde{I}_{sa} + \tilde{I}_{ra}')\quad (1.75)$$

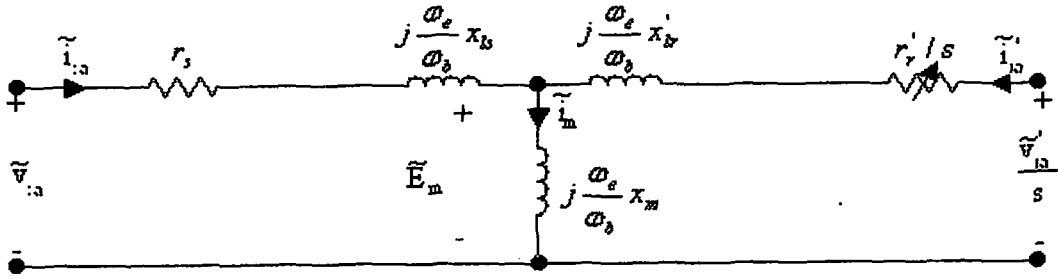
eşitliği elde edilir. Bu durumda (1.74) numaralı denklem yeniden düzenlenerek

$$\begin{aligned}\tilde{V}_{sa} &= r_s \tilde{I}_{sa} + j\frac{\omega_e}{\omega_b} x_{ls} \tilde{I}_{sa} + j\frac{\omega_e}{\omega_b} x_m (\tilde{I}_{sa} + \tilde{I}_{ra}') \\ \frac{\tilde{V}_{ra}'}{s} &= \frac{r_r'}{s} \tilde{I}_{ra}' + j\frac{\omega_e}{\omega_b} x_{lr}' \tilde{I}_{ra}' + j\frac{\omega_e}{\omega_b} x_m (\tilde{I}_{sa} + \tilde{I}_{ra}')\end{aligned}\quad (1.76)$$

ifadesi elde edilir. Mıknatıslanma akımı;

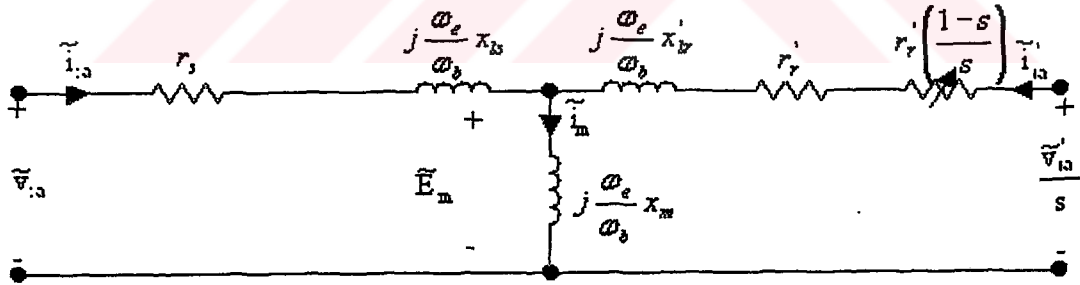
$$\tilde{I}_m = \tilde{I}_{sa} + \tilde{I}'_{ra} \quad (1.77)$$

değerine eşittir. (1.76) denklemindeki fazör ifadelerin eşdeğer devresi Şekil 1.10 da gösterildiği gibidir.



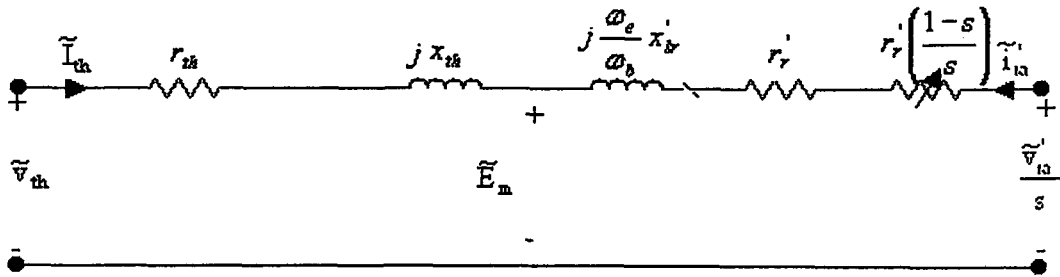
Şekil 1.10 (1.76) Denkleminin Eşdeğer Devre Gösterimi

Eş değer devrede rotor çevresine r'_r direnç değerinin eklenmesi ve çıkarılmasıyla ve ortaya çıkan terimlerin farklı bir şekilde gruplandırılmasıyla Şekil 1.11'de görülen alternatif bir devre gösterimi elde edilir.



Şekil 1.11 Rotor Direncinin Ayrı İki Bileşen Olarak Gösterildiği Alternatif Eşdeğer Devre Gösterimi

Rotor direnci r'_r ayrı olarak yazıldığında arta kalan $r'_r(1-s/s)$ direnci makina tarafından üretilen mekanik güçle ilişkilendirilirken, r'_r/s direnci hava aralığı gücü ile ilişkilendirilir. Eğer makine tarafından geliştirilen moment ile ilgileniliyorsa Şekil 1.11 de görülen eşdeğer devrenin stator tarafı Şekil 1.12'de görüldüğü gibi Thevenin eşdeğeriyle yer değiştirebilir.



Şekil 1.12 Statorun Thevenin Eşdeğeri $\omega_e = \omega_b$ ve $V'_{ra} = 0$

Sürekli halde üretilen gücün ortalama değeri

$$P_{em} = 3I_{ra}'^2 \frac{1-s}{s} r_r' \quad (1.78)$$

ifadesi ile verilir. Bu durumda P kutuplu bir makina tarafından üretilen elektromanyetik momentin ortalama değeri için bir ifade geliştirilebilir. Bu değer

$$T_{em} = \frac{P_{mek}}{\omega_{rm}} = 3I_{ra}'^2 r_r' \frac{(1-s)}{s\omega_{sm}(1-s)} = \frac{3I_{ra}'^2 r_r'}{s\omega_{sm}} = \frac{3I_{ra}'^2 r_r'}{\omega_{sm} - \omega_{rm}} \quad (1.79)$$

eşitliği ile bulunur.

Bir akım kaynağından beslenen asenkron makinanın karakteristikleri ile bir gerilim kaynağından beslenen asenkron makinanın karakteristikleri tümüyle farklıdır. Gerilim kaynağından sürülen bir asenkron makinanın stator seri empedansı sebebiyle gerilim düşümü küçük kaldığında hava aralığı gerilimi sıklıkla kaynak gerilimine geniş bir yüklenme aralığında yakın kalacaktır [2]. Akım kaynağından sürülen bir asenkron makina uç ve hava aralığı gerilimi stator akımı sabit tutulduğunda yükte biraz değişebilir.

Makinanın stator sargılarının sabit bir gerilim kaynağından sürüldüğü ve rotor sargılarının kısa devre edildiği göz önüne alındığı ve eşdeğer devrenin de buna paralel olarak Şekil 1.12'de olduğu bir durumda eş değer devreden de görüleceği üzere mıknatıslanma devresi yerine thevenin eşdeğeri kullanılmıştır. Orijinal stator parametrelerinin terimlerinden Thevenin devresi parametreleri

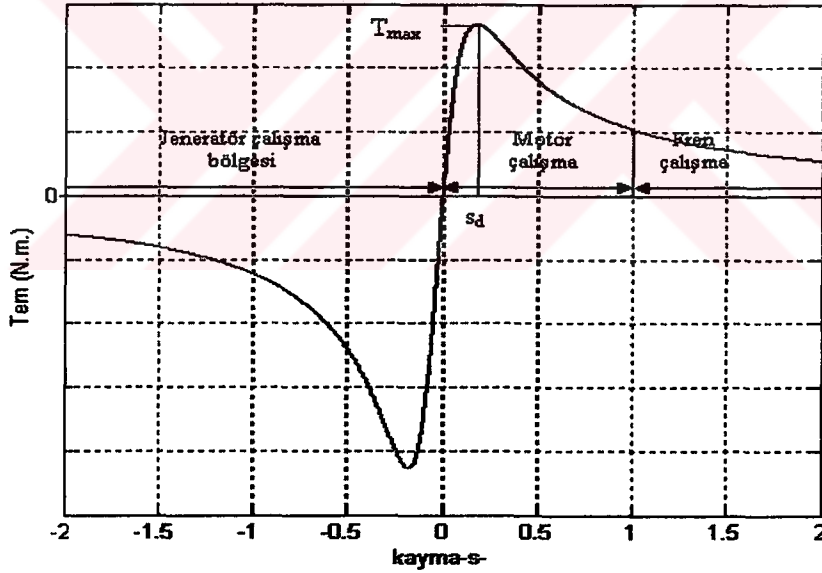
$$\tilde{V}_{th} = \frac{jx_m}{r_s + j(x_{ls} + x_m)} \tilde{V}_{sa} \quad (1.80)$$

$$Z_{th} = r_{th} + jx_{th} = \frac{jx_m (r_s + jx_{ls})}{r_s + j(x_{ls} + x_m)}$$

eşitliği ile ifade edilirler. (1.80) eşitliğinde verilen Thevenin devresi parametrelerine sahip sabit gerilim kaynağından beslenen P kutuplu bir makinanın ürettiği elektromanyetik momentin ortalama değeri

$$T_{em} = \frac{3P}{2\omega_e} \frac{V_{th}^2 (r_r'/s)}{(r_{th} + r_r'/s)^2 + (x_{th} + x_{lr}')^2} \quad (1.81)$$

eşitliği ile verilir. Verilen kaynak gerilimi, frekans ve makina parametreleri (1.81) eşitliğinde kullanılarak değişik kayma değerleri için üretilen moment değeri hesaplanabilir.



Şekil 1.13 Moment-Kayma (s) eğrisi (sabit gerilim kaynağında)

Şekil 1.13 değişik kayma değerlerindeki momentin değerini fren, jeneratör ve motor çalışma bölgeleri için göstermektedir. Motor çalışmada üretilen moment dönme yönündedir. jeneratör çalışmada rotor hızı senkron hızın üzerindedir ve üretilen moment dönme yönünün tersine doğrudur. Fren çalışmada üretilen moment uyarma alanı yönünde ancak rotorun dönme yönünün tersidir. Değişken r_r'/s direnci kaynaktan maksimum gücü çektiğinde makina tarafından maksimum moment

üretir. Momentin bu değerine devrilme momenti, bu momentin oluştuğu kayma değerine ise devrilme kayması (s_d) denir. Bu değer;

$$\frac{r_r'}{s_d} = \sqrt{r_{th}^2 + (x_{th} + x_{lr}')^2} \quad (1.82)$$

eşitliği ile bulunur. s_d nin bu değeri (1.81) numaralı eşitlikte yerine yazılırsa sabit gerilim kaynağından beslenen makinanın üreteceği maksimum moment ya da devrilme momenti

$$T_{em}^{max} = \frac{3P}{4\omega_e r_{th}} \frac{V_{th}^2}{\sqrt{r_{th}^2 + (x_{th} + x_{lr}')^2}} \quad (N.m.) \quad (1.83)$$

olarak bulunur. (1.83) denklemini gösteriyor ki devrilme momentinin oluştuğu kayma değeri r_r' değerine bağlı olmasına rağmen devrilme momenti rotor direnci r_r' değerine bağlı değildir. Sabit bir gerilim kaynağından beslenen asenkron makinanın giriş empedansı kaymayla değiştiğinden dolayı akımda buna uygun olarak değişecektir. Stator giriş empedansı

$$Z_i = r_s + jx_{ls} + \frac{jx_m (r_r'/s + jx_{lr}')}{r_r'/s + j(x_{lr}' + x_m)} \quad (1.84)$$

ifadesi ile verilir. Stator giriş akımı ve kompleks güç

$$\tilde{I}_{sa} = \frac{\tilde{V}_{sa}}{Z_i} \quad (1.85)$$

$$S_i = P_i + jQ_i = 3\tilde{V}_{sa} \tilde{I}_{sa}^*$$

eşitlikleri kullanılarak hesaplanabilir.

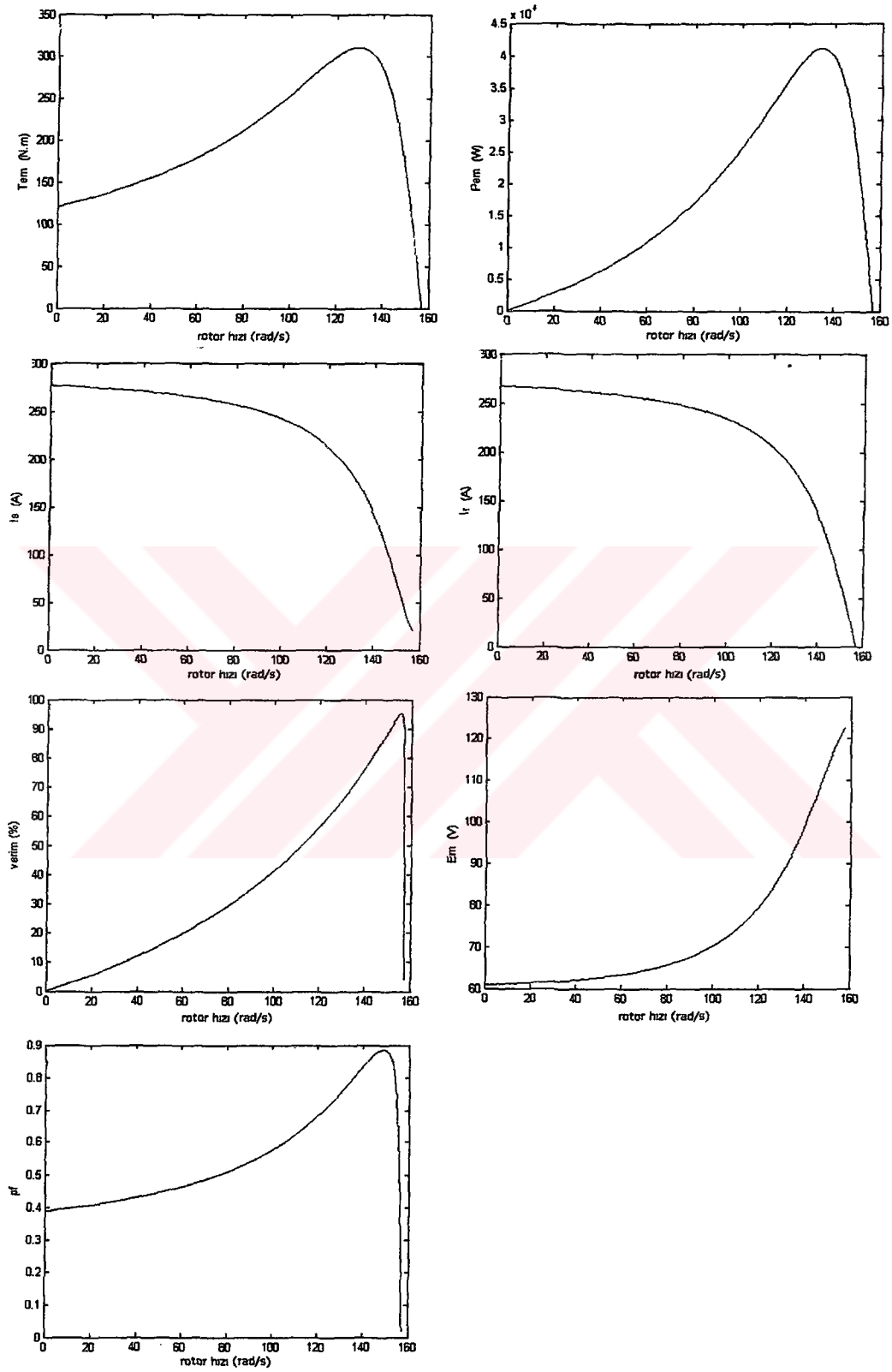
Sabit bir akım kaynağından beslenen bir asenkron makinanın stator akımı sabit tutulur ancak stator uç gerilimi kaymaya bağlı olarak, değişen giriş empedansına göre değişir.

$$\begin{aligned} \tilde{E}_m &= j(\tilde{I}_{sa} + \tilde{I}_{ra}')x_m = (r_r'/s + jx_{lr}')\tilde{I}_{ra}' \\ I_{ra}'^2 &= \frac{x_m^2 I_{sa}^2}{(r_r'/s)^2 + (x_{lr}' + x_m)^2} \end{aligned} \quad (1.86)$$

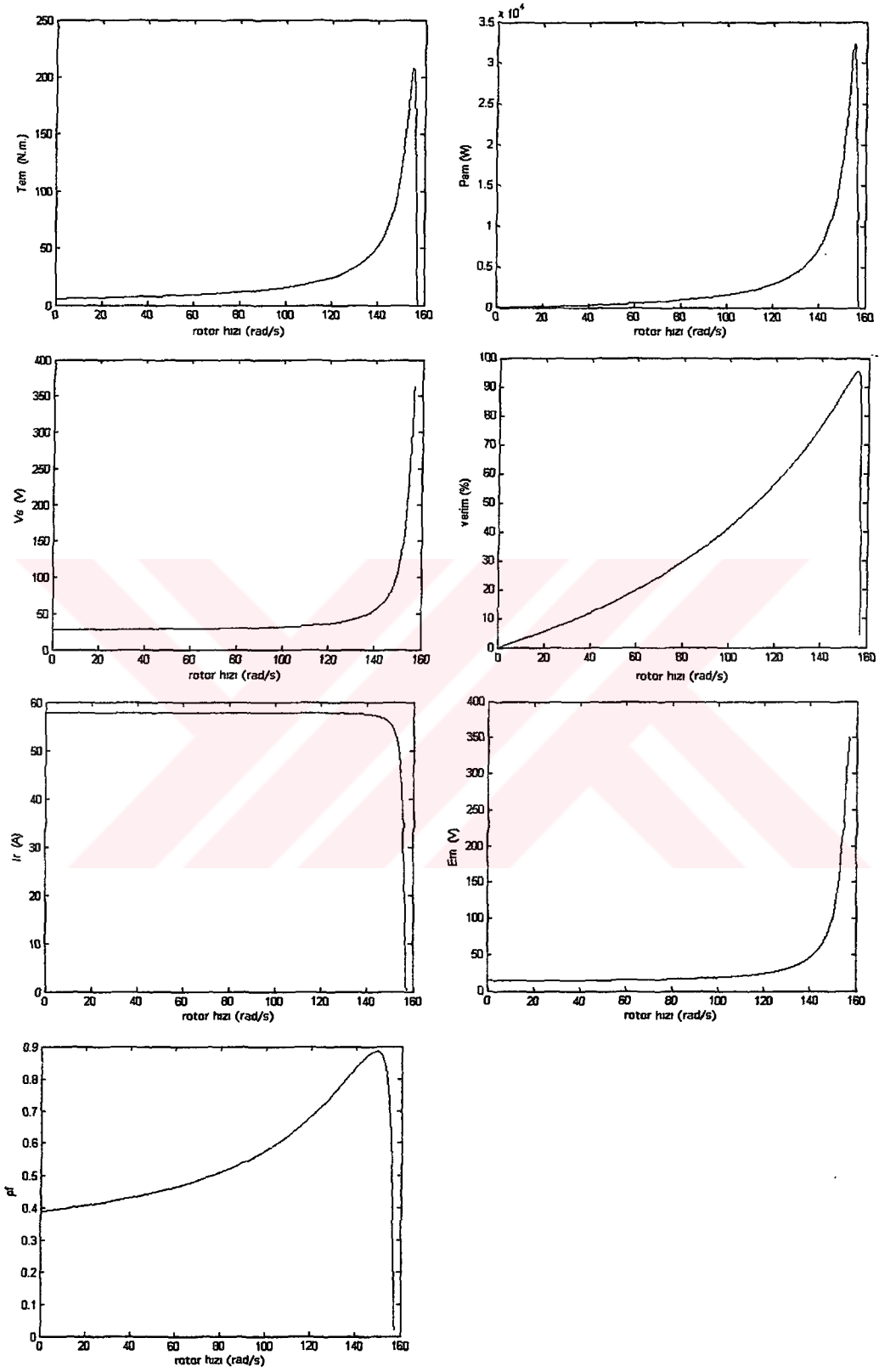
Tek kaynaktan beslenen makinanın rotor sargıları kısa devre edilirse makina tarafından üretilen moment (1.86) eşitliklerinden elde edilen rotor akımının (1.79) numaralı eşitlikte yerine yazılmasından elde edilebilir. Şekil 1.14 ve Şekil 1.15 sabit gerilim ve sabit akım kaynağından beslenen makinanın çalışma karakteristikleri arasındaki farkı göstermektedir.

Bu karakteristiklerin çıkarılmasında kullanılan faz arası nominal gerilimi 220 V, 60 Hz olan 20 HP gücündeki makinanın parametreleri [2] aşağıda verilmiş olup bu karakteristiklerin çıkarılması için kullanılan Matlab .m dosyasının kodları EK-B ve EK-C de verilmiştir.

$$\begin{aligned} r_s &= 0.1062 & r_r' &= 0.0764 \, \Omega & x_{ls} &= 0.2145 \, \Omega & x_{lr}' &= 0.2145 \, \Omega \\ x_m &= 5.834 \, \Omega & J &= 2.5 \, \text{kg.m}^2 & P &= 4 \end{aligned}$$



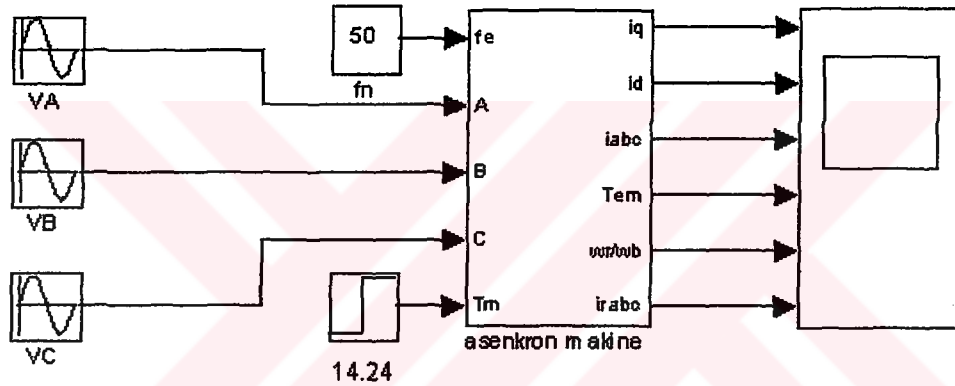
Şekil 1.14 Sabit gerilim Kaynağında Makinanın İşletme karakteristikleri



Şekil 1.15 Sabit Akım Kaynağında Makinanın İşletme Karakteristikleri

1.7.1. Asenkron makinanın doğrudan şebekeye bağlanması

Şekil 1.16'da görülen devre gösterimindeki sinüzoidal kaynaklar 3 fazlı yıldız bağlı bir sinüzoidal kaynağın her bir fazına eşdeğerdir, asenkron makina ise temelde Şekil 1.5'te görülen makine modelini içermektedir. Ancak bu alt sistemin içinde ayrıca sinüzoidal gerilim kaynaklarını qd0 gerilimlerine ve qd0 akım büyüklüklerini sinüzoidal faz büyüklüklerine dönüştüren ilave araç kutuları da bulunmaktadır. Asenkron makinenin bu durumunu içeren tam bir simulink şekli EK-F de görülmektedir. Şekil 1.16 da görülen asenkron makinayı içeren tüm simulink dosya çalıştırılmadan EK-D de verilen .m dosya Matlab komut satırından çalıştırılmalıdır.



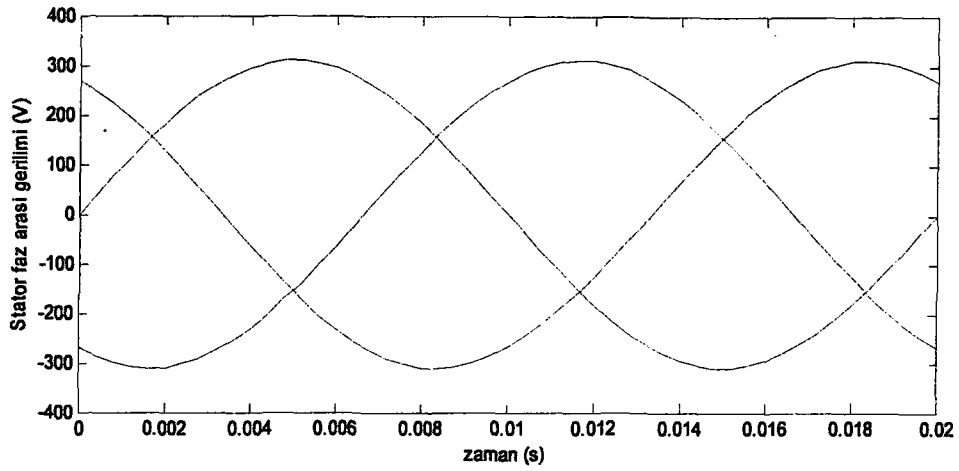
Şekil 1.16 3-Fazlı Kaynaktan Beslenen Asenkron Makinanın Devre Gösterimi

Faz arası anma gerilimi 220 V 50 Hz olan dengeli sinüzoidal bir kaynaktan beslenen 3 HP gücündeki makinanın parametre değerleri aşağıda verilmiştir [10].

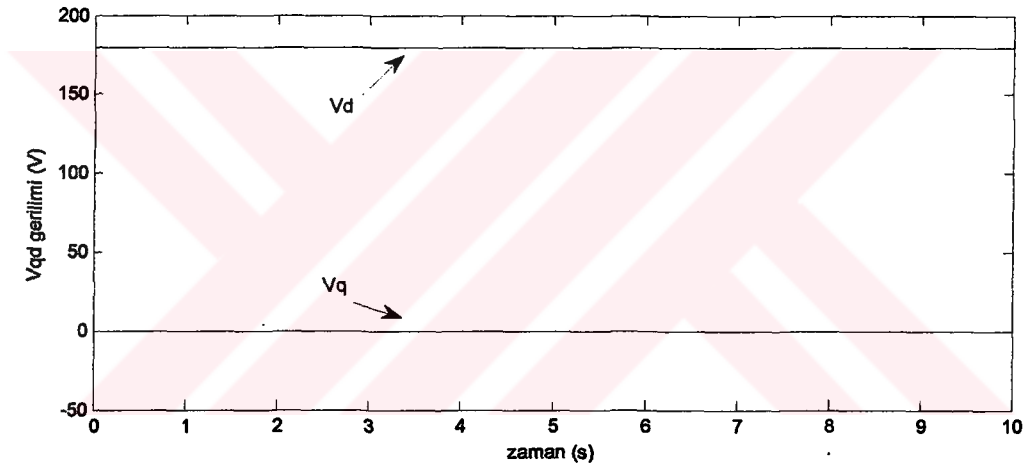
$$r_s = 0.435 \Omega \quad r_r' = 0.816 \Omega \quad x_{ls} = 0.754 \Omega \quad x_{lr}' = 0.754 \Omega$$

$$x_m = 26.13 \Omega \quad J = 0.089 \text{ kg.m}^2 \quad P = 4$$

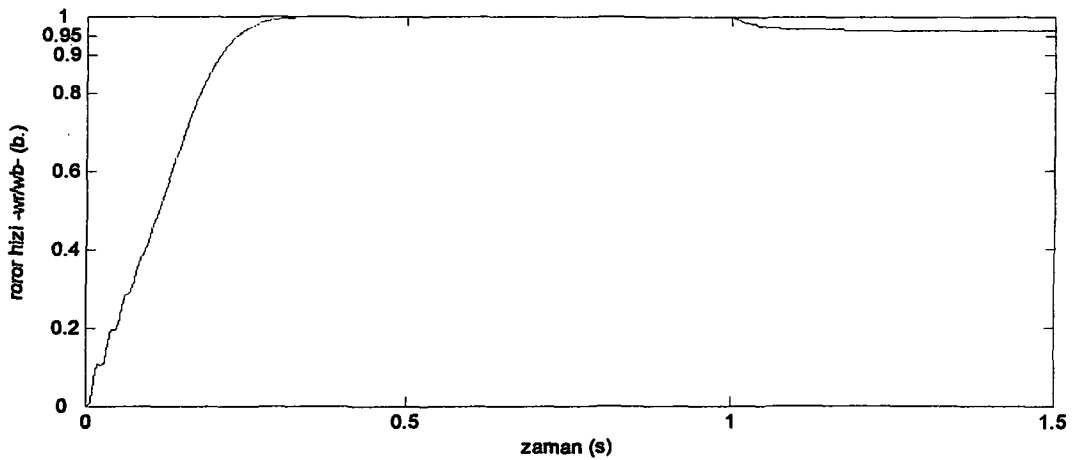
Simülasyonda başlangıçta boşta çalışan makinaya $t=1$ anında 14.24 N.m. değerinde bir mekanik moment uygulanmaktadır. Bu değer aynı zamanda makinanın nominal yük momentidir. Her iki durumda makinanın davranışı Şekil 1.17- Şekil 1.23 'de gösterilmiştir.



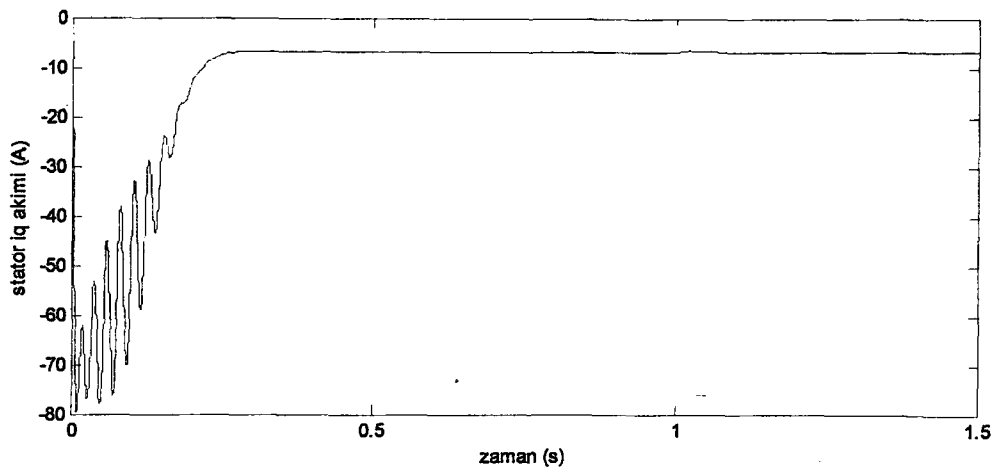
Şekil 1.17 Makinaya Uygulanan Faz Arası Gerilimlerinin Değişimi



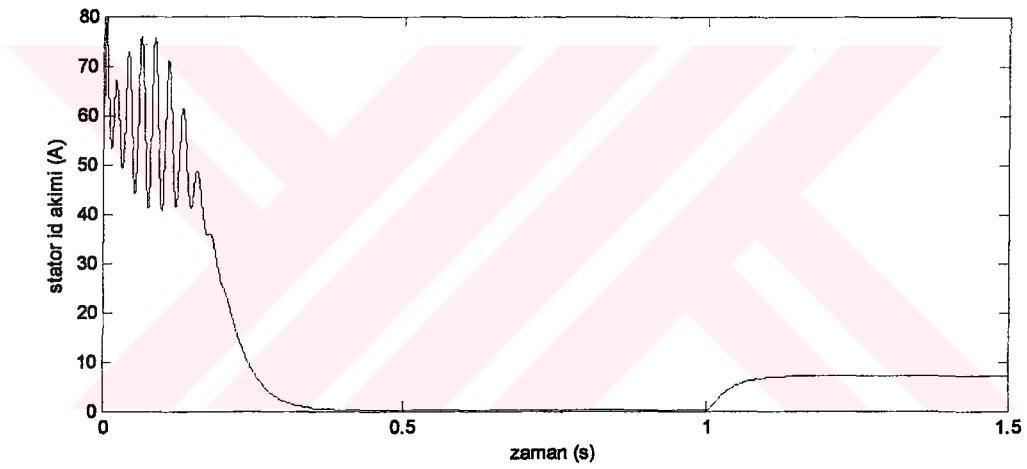
Şekil 1.18 Makinaya Uygulanan Gerilimin dq Bileşenleri



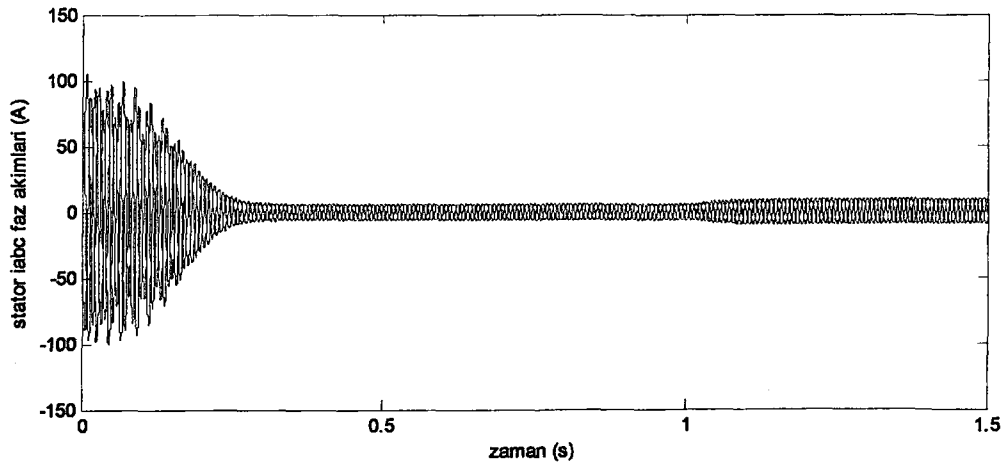
Şekil 1.19 Makinanın Yol Alma Sırasındaki Açısal Hızı (b.)



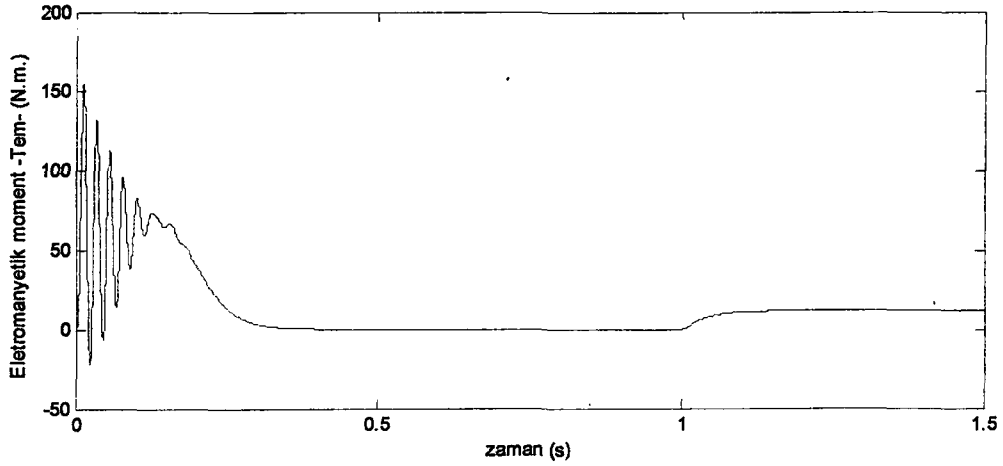
Şekil 1.20 Makinanın Q-Eksenli Akım Bileşeni



Şekil 1.21 Makinanın D-Eksenli Akım Bileşeni



Şekil 1.22 Yol Alma Sırasında Makinanın Faz Akımlarının Değişimi



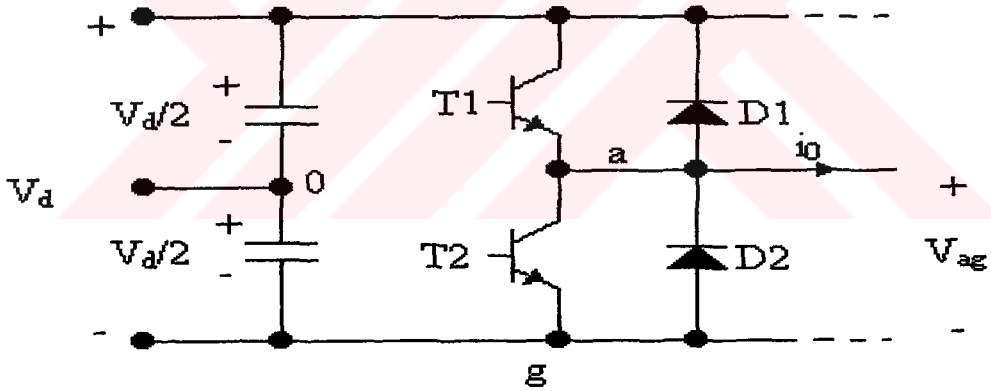
Şekil 1.23 Makinada İndüklenen Moment

Şekil 1.17’de görüldüğü gibi benzetimde faz arası gerilimin genliği sabittir. Buna bağlı olarak Şekil 1.18’de V_q ve V_d gerilimleri de sabit bir değerdedir. Stator akımlarının ilk kalkış anında değerleri çok yüksektir. Buna bağlı olarak yol alma momenti de çok yüksek olmaktadır. Daha sonraki bölümlerde makinanın bu yol alma momentini ve dolayısıyla akımlarını sınırlamak için kullanılan kontrol yöntemleri tanıtılacaktır.

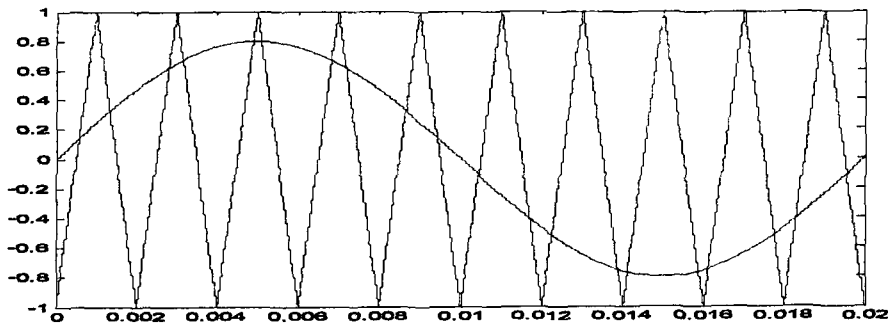
Makina $t=1$ saniyeye kadar boşta çalıştığından akım değerleri kısa bir süre sonra boşta çalışma değerine düşmüştür. Makinanın bu benzetiminde sürtünme ventilasyon kayıpları sıfır olarak alındığından makina sürekli halde hiç elektromanyetik moment üretmemektedir. Bu demektir ki sürtünme olmadığı takdirde sürekli halde, rotor kazandığı kinetik enerjiyle dönmektedir. Ancak pratikte böyle bir durum söz konusu değildir. $T=1$ saniyede makinaya 14.24 N.m. değerinde mekanik moment uygulanmaktadır. Makina bu momenti karşılayacak elektromanyetik momenti üretmek için kaynaktan çektiği akımı arttırmıştır ve yüklenmeden dolayı Şekil 1.19’da görüldüğü gibi rotorun hızı düşmüştür.

BÖLÜM 2. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONLU (PWM) ANAHTARLAMA

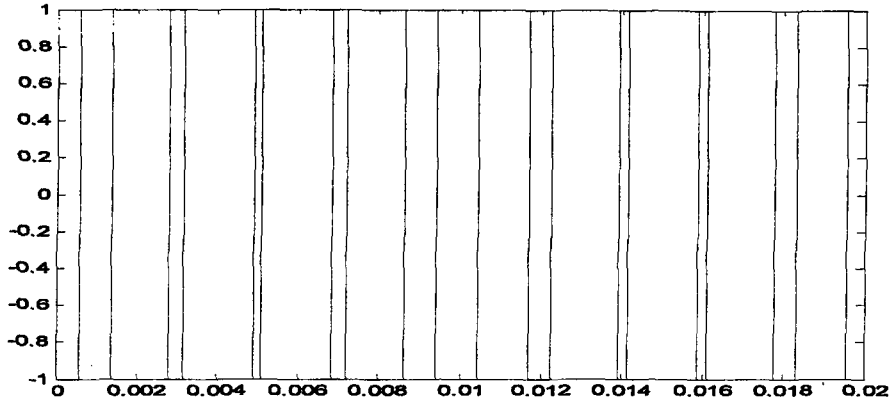
Bir eviricinin çıkışındaki a.a. dalgasının hem genliğinin hem frekansının ayarlanması hem de dalga şeklinin sinüse yaklaştırılması gerekmektedir. Bu nedenle eviricilerde PWM uygulaması biraz daha zordur. İstenen frekansta bir sinüzoidal dalga elde etmek için, bu frekansta sinüzoidal bir kontrol işareti Şekil 2.2’de görüldüğü gibi daha yüksek frekanslı bir üçgen dalga ile karşılaştırılır. Şekil 2.1’de görülen üst (T1,T3...) ve alt (T2,T4...) anahtar gurupları kontrol ve üçgen dalgalarının karşılaştırılmasına uygun olarak tetiklenir. Genliği $V_{\text{üçgen}}$ olan üçgen dalganın frekansı genellikle sabit tutulur.



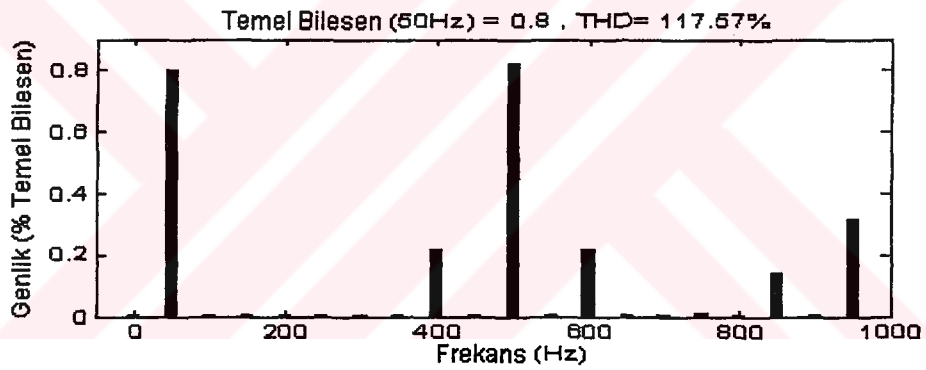
Şekil 2.1 Eviricinin Bir Kolu



Şekil 2.2 Taşıyıcı Dalga ($f_s=500$ Hz) ve Sinüzoidal Kontrol İşareti ($f_l=50$ Hz)



Şekil 2.3 Sinitis-Üçgen Karşılaştırması Sonucu Elde Edilen PWM Dalgası



Şekil 2.4 PWM Dalgasının Harmonik Spektrumu

Taşıyıcı dalga olarak tanımlanan $v_{\text{üçgen}}$ üçgen dalgasının frekansı f_s aynı zamanda eviricinin anahtarlama frekansıdır. Bu frekansa taşıyıcı frekansı da denir. Kontrol dalgası v_{kont} ise anahtarların çalışma oranının ve eviricinin çıkış dalgasının frekansı olan f_e 'yi belirler, f_e ise modülasyon frekansı olarak isimlendirilir. Ne kadar başarılı bir PWM uygulanırsa uygulansın evirici çıkışında saf bir sinüs dalgası elde edilemez ve dalganın içerisinde f_e frekansı ile orantılı harmonikler bulunur [4]. Modülasyon genliği olarak isimlendirilen m_a oranı

$$m_a = \frac{V_{\text{kontrol}}}{V_{\text{üçgen}}} \quad (2.1)$$

bağıntısı ile tanımlanır. Burada V_{kont} kontrol işaretinin genliğini, $V_{üçgen}$ ise değeri genellikle sabit tutulan üçgen dalganın genliğini göstermektedir. Frekans modülasyonu oranı

$$m_f = \frac{f_s}{f_e} \quad (2.2)$$

bağıntısı ile tanımlanır.

Şekil 2.1'de görülen üst (T1,T3...) ve alt (T2,T4...) anahtar gurupları v_{kont} ve $v_{üçgen}$ dalgalarının karşılaştırılmasına uygun olarak tetiklenmesiyle, (2.3), (2.4) bağıntıları ile verilen çıkış gerilim değerleri elde edilir. Bu değerler akım yönünden tamamen bağımsızdır.

$$v_{kontrol} > v_{üçgen}, \quad \text{üst grup iletimde} \quad v_{a0} = \frac{1}{2}V_d \quad (2.3)$$

veya

$$v_{kontrol} < v_{üçgen}, \quad \text{alt grup iletimde} \quad v_{a0} = -\frac{1}{2}V_d \quad (2.4)$$

Her iki anahtar hiçbir zaman birlikte kesim durumunda olamayacağından v_{a0} çıkış gerilimi $\frac{1}{2}V_d$ ile $-\frac{1}{2}V_d$ değerleri arasında değişir.

Temel bileşenin tepe değeri $(V_{a0})_1 = m_a(\frac{1}{2}V_d)$ dır. Bunun anlaşılması için önce kontrol işareti sabit kabul edilip ve buna göre v_{a0} 'ın dalga şekli elde edilirse çıkış geriliminin bir anahtarlama periyodu ($1/T_s$) için ortalama değeri olan V_{a0} , kontrol gerilimi genliğinin (v_{kont}) üçgen dalganın genliğine ($V_{üçgen}$) oranına eşittir. Verilen bir V_d gerilimi için;

$$V_{a0} = \frac{v_{kontrol}}{V_{üçgen}} \frac{V_d}{2} \quad v_{kontrol} \leq V_{üçgen} \quad (2.5)$$

Bir anahtarlama periyodu boyunca v_{kont} geriliminin hemen hiç değişmediği varsayılmıştır. Bu aynı zamanda m_f nin yeterince büyük olduğu anlamına gelmektedir.

Ani ortalama değer olarak da tanımlanabilen ve bir anahtarlama periyodu için bulunan ortalama değer gerçekte v_{a0} 'ın temel bileşenidir. Bu açıklamalar dikkate alındığında harmonikleri çok az olan bir sinüs dalgası elde etmek için kontrol işareti olarak sinüzoidal bir dalganın seçilmesi gerektiği görülür [4]. Kontrol gerilimi olarak frekansı $f_e = \omega_e / 2\pi$ olan bir sinüs dalgası seçilirse kontrol gerilimi;

$$v_{kontrol} = V_{kontrol} \sin \omega_e t \quad (2.6)$$

olup burada,

$$V_{kontrol} \leq V_{üçgen}$$

Yukarıdaki bilgiler v_{a0} in temel bileşeninin $(v_{a0})_1$ sinüzoidal olduğunu ve $v_{kontrol}$ ile aynı fazda olduğunu göstermektedir. Sonuç olarak,

$$(v_{a0})_1 = \frac{V_{kontrol}}{V_{üçgen}} \frac{V_d}{2} \sin \omega_e t = m_a \sin \omega_e t \frac{V_d}{2} \quad m_a \leq 1.0 \quad (2.7)$$

olduğundan dolayı;

$$(V_{a0})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad m_a \leq 1.0 \quad (2.8)$$

eşitliği ile temel bileşenin genliği bulunur. Bu sonuç m_a 'nın 1.0 'den küçük olduğu durumlarda, evirici çıkış geriliminin temel bileşen genliğinin m_a ile doğru orantılı olduğunu göstermektedir. Bu nedenle m_a 'nın 0 ile 1 aralığında değiştiği aralığa lineer bölge adı verilir.

Evirici çıkış gerilim dalgasındaki harmonikler anahtarlama frekansı f_s ve onun katları biçiminde; $m_f, 2m_f, \dots$ olarak ortaya çıkar. Bu durum m_a 'nın 0-1 arasındaki tüm değerleri için geçerlidir [4],[5].

Çok büyük güçlü uygulamalar dışında genellikle frekans modülasyonu oranı $m_f \geq 9$ mertebesindedir. Bu oran harmoniklerin meydana geldiği frekansı belirlemekle birlikte, bu harmoniklerin genliğini etkilemez. Teorik olarak eviricinin çıkış gerilimi harmonik frekansları (2.9) bağıntısıyla bulunur.

$$f_h = (jm_f \pm k)f_e \quad (2.9)$$

$$h = j(m_f) \pm k \quad (2.10)$$

Harmonikler j 'nin tek değerlerinde k 'nın yalnızca çift değerleri için mevcuttur. Benzeri biçimde j 'nin çift değerlerinde ise yalnızca k 'nın tek değerleri için harmonikler bulunmaktadır.[4]

m_f için tek tamsayı seçildiğinde tek fonksiyon simetrisi nedeniyle $[f(-t)=-f(t)]$ ve yarım dalga simetrisi $[f(t)=-f(t+1/2T_1)]$ nedeniyle yalnızca tek harmonikler mevcuttur ve v_{a0} dalgası içerisinde çift harmonikler bulunmamaktadır.

Yüksek frekanslı gerilim harmoniklerinin süzülmesi daha kolaydır. Bu nedenle anahtarlama frekansının olabildiğince büyük seçilmesi istenir. Ancak buna engel bulunmaktadır. Bu da eviricinin anahtarlama kayıplarının f_s ile doğru orantılı olarak artmasıdır [4],[6]. Bu nedenle birçok uygulamada anahtarlama frekansı 6 kHz. 'den daha küçük veya insan kulağının işitebileceği en büyük frekans olan 20 kHz. den daha büyük seçilir. m_f 'nin küçük değerlerinde üçgen dalga ve kontrol dalgası birbiriyle senkronize çalışırlar. Senkron PWM 'in koşulu m_f 'in tamsayı olmasıdır. Eğer m_f tamsayı yapılmazsa asenkron PWM çalışma durumu ortaya çıkar ve evirici çıkış gerilim dalgasında temel frekanstan küçük olan alt harmonikler oluşur. Bu ise pek çok uygulama için sakıncalıdır. Bu nedenle m_f bir tam ve tek sayı olmalıdır.

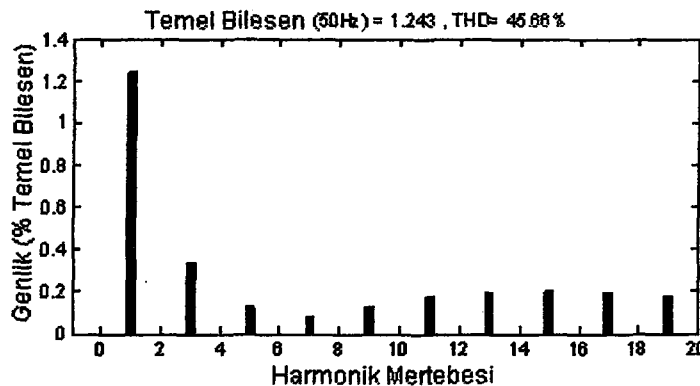
Asenkron PWM uygulandığında meydana gelen alt harmonikler m_f 'nin büyük değerleri için oldukça küçüktür. Bu nedenle m_f 'nin büyük değerleri için asenkron PWM kullanılabilir. Bu durumda üçgen dalganın frekansı sabit tutulur buna karşılık v_{kont} işaretinin frekansı değiştirilir. Böylece ortaya sayıca büyük ancak kesirli m_f değerleri ortaya çıkar. Eviricinin motor gibi bir yükü beslemesi durumunda sıfır civarında oluşan alt harmonikler motordan zararlı büyük akımların geçmesine neden olurlar. Bu nedenle asenkron PWM den olabildiğince kaçınmak gerekir.

2.1. Modülasyon Üstü Çalışma ($m_a > 1.0$)

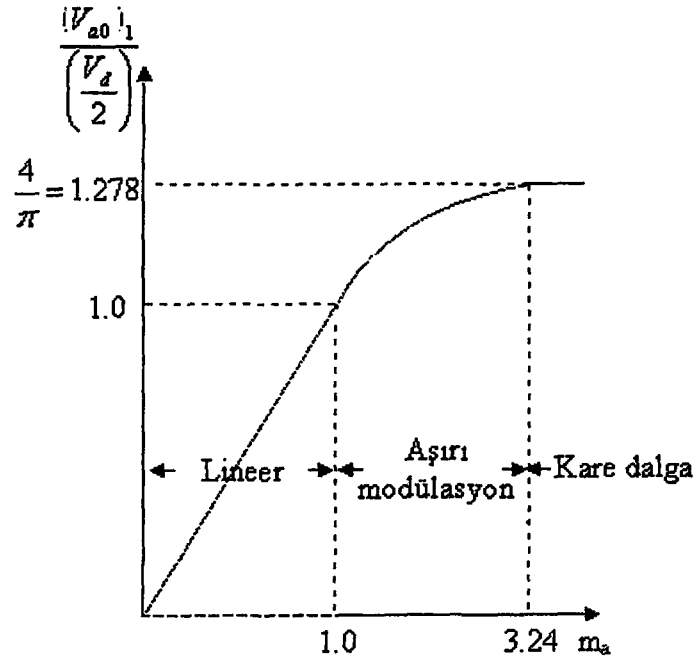
Önceki kısımda m_a 'nın 1.0'dan küçük olduğu durumlarda, evirici çıkış geriliminin temel bileşeninin genliğinin m_a ile doğru orantılı olduğunu gösterilmiş ve m_a 'nın 0 ile 1 aralığında değiştiği aralığa lineer bölge ismi verilmişti. Bu aralıkta uygulanan sinüzoidal PWM sonucu elde edilen çıkış gerilimindeki harmoniklerin, anahtarlama frekansında ve onun katlarındaki frekanslarda oluştuğu da gösterilmişti. Her ne kadar çıkış geriliminin temel bileşeni, m_a 'nın değiştirilmesi ile doğrusal olarak ayarlanmakta ise de, bu gerilimin en büyük değeri yeterince büyütülememektedir.

Temel bileşen gerilimini daha da artırmak için $m_a > 1.0$ bölgesine geçilir. Bu durum modülasyon üstü çalışma olarak tanımlanır. Şekil 2.5'de görüldüğü gibi çıkış geriliminde, lineer bölgede bulunmayan birçok yan bant harmonikleri ortaya çıkar. Lineer çalışmada baskın olan harmonikler burada bu özelliklerini kaybederler. Bundan da önemlisi, modülasyon üstü çalışmada çıkış geriliminin temel bileşeni, m_a ile doğrusal olarak değişmez [4].

Şekil 2.6'da $(V_{o0})_1$ çıkış temel bileşen geriliminin tepe değerinin, $V_d/2$ 'ye bölünerek normalize edilmiş değerinin, genlik modülasyonu oranı m_a ile değişiminin nasıl nonlineer değişim gösterdiği ve $m_a=3$ ve üzeri değerlerde artık hiç değişmediği görülmektedir. Her iki bölge arasındaki fark m_f 'nin etkisi bakımından da ortaya çıkar. Lineer bölgede $m_f > 9$ koşuluyla çıkış geriliminde m_f 'ye bağlı hemen hiçbir değişim görülmezken, $m_a > 1.0$ bölgesinde çıkış gerilimi m_f 'nin değişimlerine oldukça duyarlıdır [4].



Şekil 2.5 Modülasyon Üstü Çalışma Harmonik Diyagramı ($m_a=2.5$ $m_f=15$)



Şekil 2.6 Modülasyon Genliği'nin (m_a) Değiştirilmesi ile Gerilim Ayarı

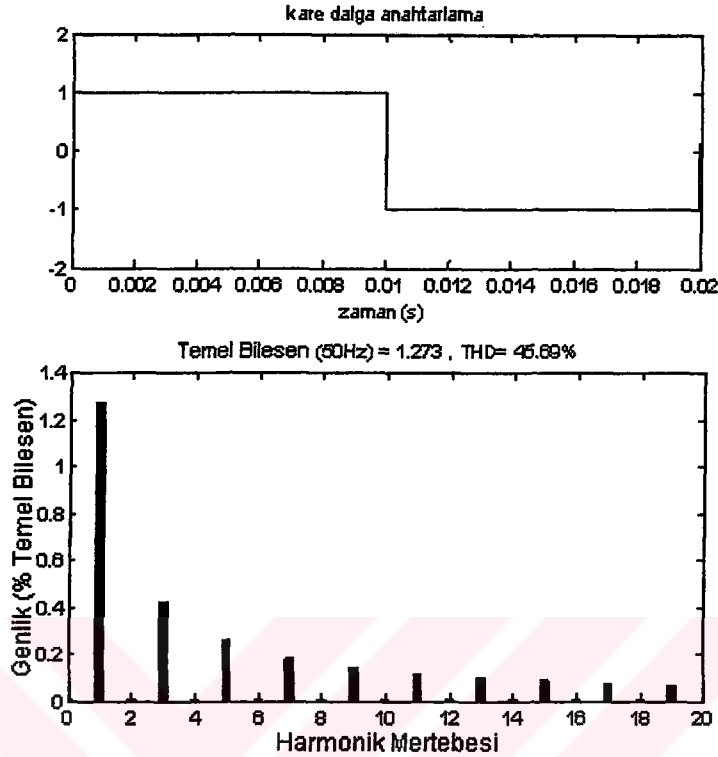
Modülasyon üstü çalışmada m_f 'nin değerine bakmaksızın senkron PWM çalışma önerilmektedir. Böylece m_f 'nin küçük değerleri için yukarıda tanımlanan gerekler yerine getirilmiş olmaktadır.

Modülasyon genliği m_a 'nın belirli bir eşik değerinden daha büyük değerlerinde, PWM sona erer ve çıkış gerilimi kare dalga biçimini alır. Şekil 2.6'dan ve kare dalga ile ilgili aşağıdaki bilgilerden $m_a > 1.0$ olduğunda,

$$\frac{V_d}{2} < (V_{a0})_1 < \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} \quad (2.11)$$

koşulunun bulunduğu görülür.

2.2. Kare Dalga Durumu



Şekil 2.7 Kare Dalga Anahtarlama ($f=50$ Hz) ve Harmonik Diyagramı

Bir evirici kolunda bulunan yarı iletken anahtarların bir kare dalga oluşturacak biçimde tetiklenmeleri halinde, her anahtar çalışma frekansına göre belirlenen sürenin yarısı olan 180° iletiminde kalır ve Şekil 2.7'deki çıkış gerilim dalgası elde edilir. Giriş gerilimi V_d olmak üzere bu dalganın temel bileşenin ve her harmoniğin tepe değeri (2.12) ve (2.13) bağıntıları kullanılarak hesaplanabilir.

$$(V_{a0})_1 = \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} = 1,273 \left(\frac{V_d}{2} \right) \quad (2.12)$$

$$(V_{a0})_h = \frac{(V_{a0})_1}{h} \quad (2.13)$$

Şekil 2.7'de görüldüğü gibi, harmonik mertebesini gösteren $h=3,5,7,\dots$ gibi yalnızca tek sayılardan oluşmaktadır. Kare dalga anahtarlamanın PWM anahtarlamanın m_a 'nın büyük değerlerine karşılık düşen bir özel hali olduğunu hatırlamakta yarar vardır. Bu değer öylesine büyüktür ki Şekil 2.2'deki kontrol gerilimi dalgası, üçgen

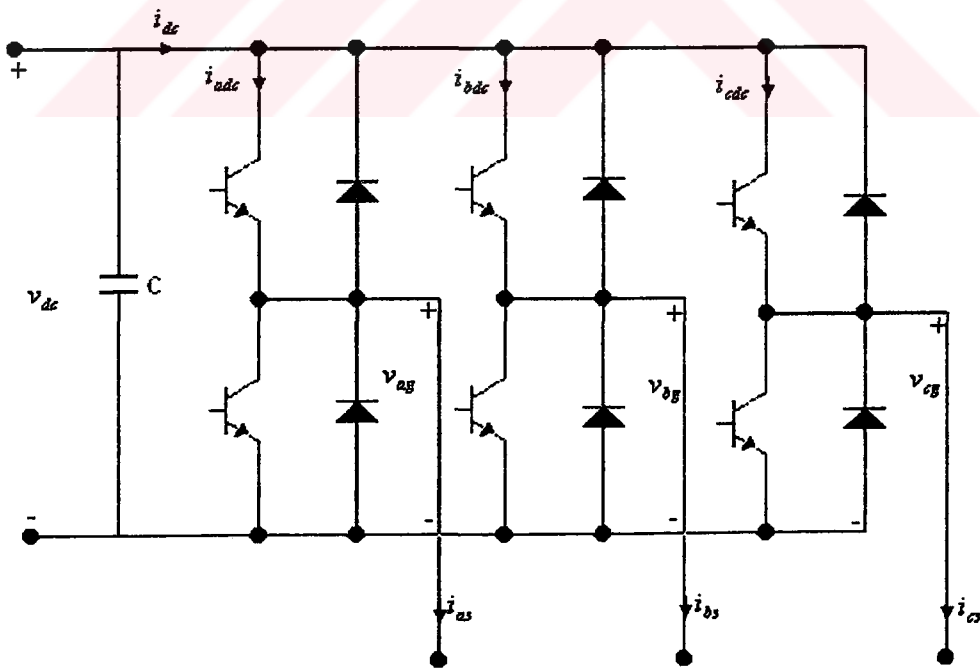
dalgayı v_{kontrol} 'un sıfır geçişlerinde kesmektedir. Bu nedenle kare dalga anahtarlama bölgesinde çıkış gerilimi, Şekil 2.6'dan da görüldüğü gibi m_a 'dan bağımsızdır.

Eviricinin kare dalga üretiyor olmasının bir yararı, yarı iletken anahtarların bir periyot içerisinde yalnızca iki defa çalışma konumunu değiştirmesidir. Bu durum çok büyük güçlerde özellikle yararlıdır. Çünkü bu güçlerde yarı iletken anahtarların açma kapama hızı düşüktür. Kare dalga çalışmanın bir önemli sakıncası çıkış geriliminin ayarlanmasının mümkün olamamasıdır. Bu nedenle eğer eviricinin çıkış gerilimi değiştirilmek isteniyorsa, girişteki V_d geriliminin kontrol edilmesi gerekmektedir.

2.3. Kontrollü 3 Fazlı Çevirici

2.3.1. 3-Faz köprü evirici

Kesintisiz a.a. güç kaynakları ve a.a. motor sürücüler gibi uygulamalarda, üç fazlı yükleri beslemek için üç fazlı eviriciler yaygın olarak kullanılır. Çıkışı birbirinden 120° (temel frekansa göre) kaydırılmış, üç adet bir fazlı evirici ile de üç fazlı yük beslenebilir



Şekil 2.8 3-Fazlı Evirici

Bu tip bir evirici T1-T6 olarak isimlendirilmiş 6 adet kontrol edilebilen anahtardan oluşur. Fiziksel olarak bipolar jonksiyon transistör (BJT), MOSFET, IGBT veya MCTs anahtar olarak kullanılabilirler birkaç araçtır [5]. Her bir anahtara ters yönde paralel olarak 6 adet serbest geçiş diyodu bağlıdır. Kaynak genellikle sabit bir d.c. gerilimdir ve tek veya 3 fazlı a.c. gerilimin doğrultulmasıyla elde edilir. Şekil 2.8 de görülen kapasite doğru gerilimdeki dalgalanmayı azaltmak için kullanılır ve değeri genellikle büyüktür. Serbest geçiş diyotları yarıiletken anahtarlara ters olarak bağlanmışlardır ve anahtar açıldığı anda makinanın endüktansında biriken enerji tüketilene kadar akım sirkülasyonu için makina sargılarını da içeren kapalı bir devre oluştururlar. Serbest geçiş diyotları aynı zamanda geri kazanımlı (regenerative) çalışmada kaynağa akım akmasını da sağlarlar. Kapasitansın enerji biriktirme olanağının sınırlı olmasından dolayı giriş doğrultucusu tamamen kontrol edilebilir olmalıdır.

Şekil 2.8'de v_d evirici köprüsüne uygulanan dc gerilimi, i_{dc} ise köprüden akan dc akımı göstermektedir. Köprü her biri bir faz için olmak üzere 3 kolludur. a-,b- ve c-fazlarının hat gerilimi sırasıyla v_{ag} , v_{bg} , v_{cg} , olarak gösterilir. i_{as} , i_{bs} , ve i_{cs} yükün her bir fazına giren akımları göstermek için kullanılmıştır. Eviricinin her bir koluna giren akımlar i_{adc} , i_{bdc} ve i_{cdc} olarak gösterilmiştir. Her kolun çıkışı, örneğin v_{ag} , yalnızca v_d 'ye ve anahtarların durumuna bağlıdır. Her iki koldaki iki anahtardan herhangi biri her zaman iletimde olduğu için, çıkış gerilimi çıkış yük akımından bağımsızdır.

Şekil 2.8 de anahtarlama elemanı olarak kullanılan yarıiletkenlerden aynı zamanda kuvvetlendirici olarak kullanılabilen araçlardan hiç birinin çalışma noktasının elemanlara ilişkin akım-gerilim (i-v) karakteristiklerinin aktif bölgesinde olmamalıdır. Çalışma noktası ya doyma bölgesinde (on) ya da kesim (off) bölgesinde olması gerekir. Çalışma noktasının i-v karakteristiğinin aktif bölgesinde olması avantajlı gibi görülebilir. Çünkü bu durumda bu araçlar kontrollü gerilim kaynağı olarak kullanılabilir. Ancak bu durumda yarıiletken sürekli olarak akım akacağından ve üzerinde bir gerilim düşümü olacağından sürekli olarak bir güç kaybı söz konusu olacaktır [5],[7].

Çalışma noktasının doyma ya da kesim bölgesinde olması durumunda ise devreden akım akıyorken gerilim sıfır olacağından güç kaybı sıfır olacaktır, yine anahtar uçlarında gerilim varken akım olmayacağından yine güç kaybı sıfır olacaktır. Ancak pratikte böyle bir durum söz konusu değildir ve anahtar elemanlarda bir miktar güç kaybı meydana gelmektedir.

Evirici gerilim çıkışı tamamen saf bir sinüs dalgası olamayacağından her zaman harmonikler içerecektir. Bu harmonikleri elimine etmek için çeşitli yöntemler mevcuttur. Sinüs-üçgen karşılaştırması, hesaplama dayalı harmonik eliminasyonu, uzay vektörlü PWM v.b. PWM Gerilim dalga şekli harmonik içerdiğinden akım da harmonik içerecektir [8]. Ancak makina empedansı oldukça endüktif bir karakterde olduğundan gerilim kaynağından kaynaklanan yüksek frekanslı bileşenler zayıflatılır ve bu nedenle akım daha az harmonikli olur. Akımdaki bu küçük dalgalanmalar makina momentinin harmonikli olmasına ve rotorda dengesizlik gibi sonuçlar doğmasına sebep olacaktır. PWM'in önemi de bu noktada ortaya çıkmaktadır. Anahtarlama yariletken teknolojisindeki gelişmelerle beraber gerilim harmonikleri oldukça yüksek frekanslara kaydırılarak bu yüksek harmonikli bileşenler kolayca süzülür ve böylece daha düzgün bir moment üretimi sağlanmış olur.

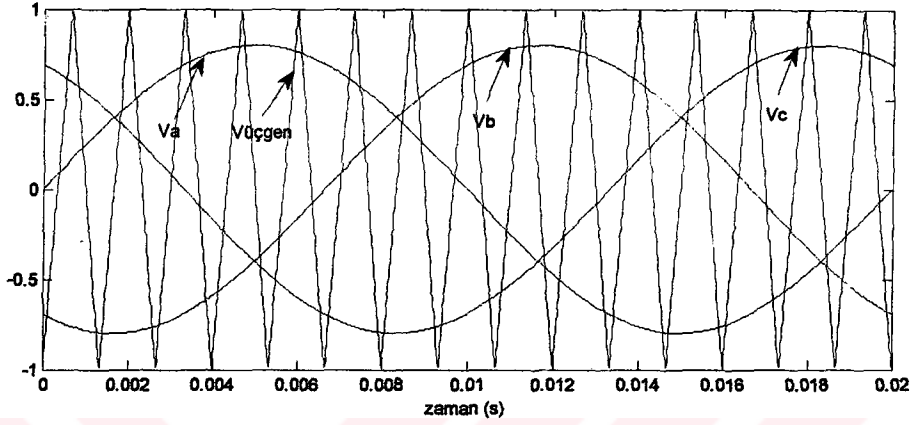
2.3.2. 3 - Fazlı gerilim kaynaklı eviricilerde PWM

Tek fazlı eviricilere benzer olarak, dalga genişlik modülasyonlu üç fazlı eviricilerde de girişteki sabit doğru gerilim V_d ile üç fazlı çıkış gerilimlerinin büyüklüklerini ve frekanslarını kontrol etmek ve şekillendirmek amaçtır. Üç fazlı eviricide dengeli üç fazlı çıkış gerilimleri elde etmek için, aynı üçgen dalga şekli, Şekil 2.9'da görüldüğü gibi, üç tane 120° faz farklı sinüzoidal kontrol gerilimleri ile karşılaştırılır. Bununla ilgili simulink diyagramı EK-E de verilmiştir.

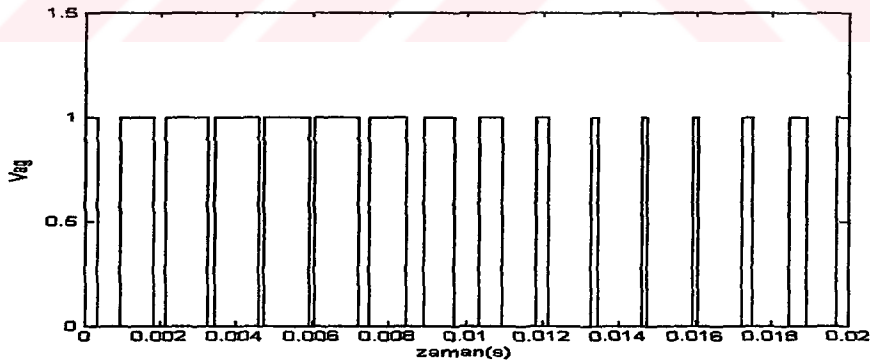
Şekil 2.10 ve Şekil 2.11 de görüldüğü üzere, negatif d.a. yoluna göre ölçülen v_{ag} ve v_{bg} çıkış gerilimlerinde birbirine eşit bir ortalama d.a. bileşeninin bulunduğu göz önüne alınmalıdır. Bu d.a. bileşenler, faz arası gerilimlerde bir birini yok eder.

Üç fazlı eviricilerde yalnızca hat arası gerilimlerin harmonikleri ile ilgilenilir. Burada yalnızca tek harmonikler, yan bantlar şeklinde, m_f 'nin tek olduğu varsayılarak, m_f 'nin katları civarında bulunurlar. Yalnızca m_f deki harmoniği göz önüne alarak v_{ag} ve

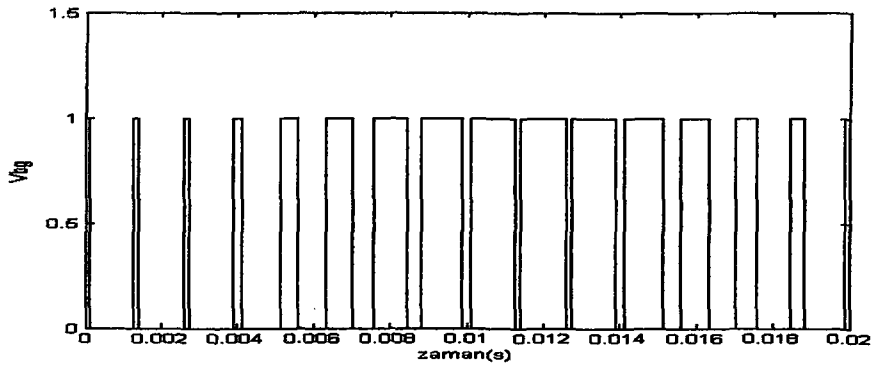
v_{bg} 'deki m_f harmoniğinin arasındaki faz farkı $(120m_f)^0$ 'dir. Bu faz farkı eğer m_f tek ve 3'ün katı ise sıfıra $(360^0$ 'nin katıdır) eşit olur. Sonuç olarak m_f deki harmonik v_{ab} faz arası gerilimde yok olur. Aynı durum m_f tek ve 3'ün katı olarak seçilirse m_f nin tek katlı harmoniklerinin yok olması durumunda da görülür.



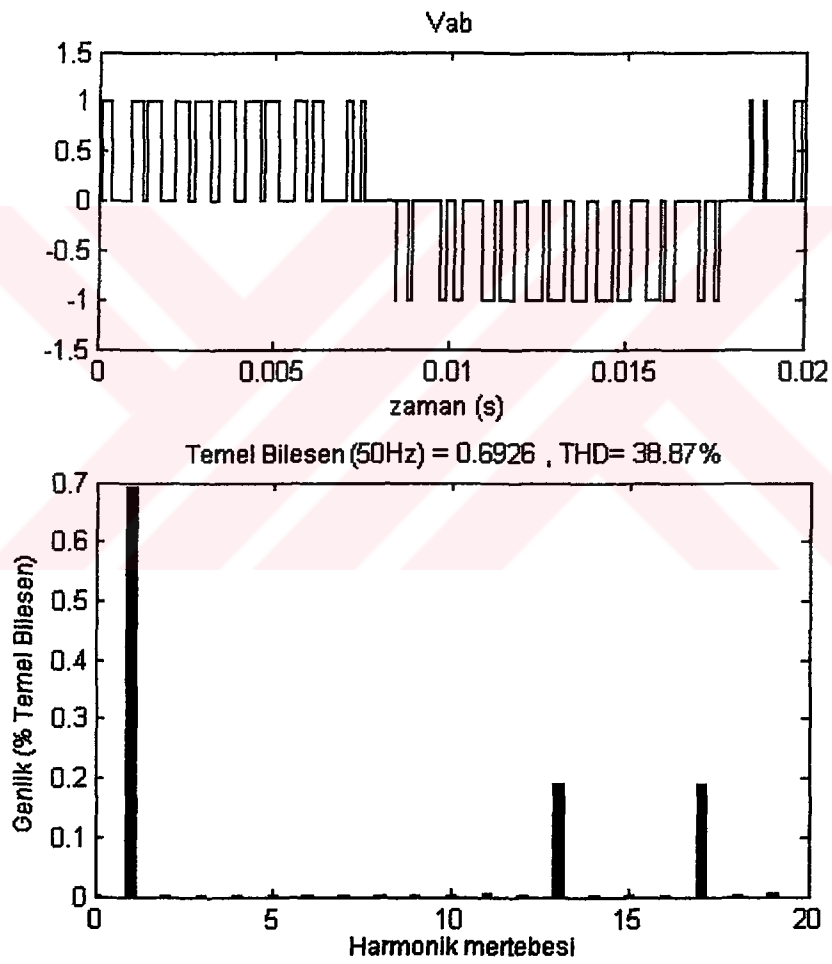
Şekil 2.9 3 Fazlı PWM Dalga ($m_a=0.8$ $m_f=15$ $f_e=50$ Hz)



Şekil 2.10 V_{ag} Gerilim Dalga Şekli ($m_a=0.8$ $m_f=15$ $f_e=50$ Hz $V_d=1$)



Şekil 2.11 Vbg Gerilim Dalga Şekli ($m_a=0.8$ $m_f=15$ $f_c=50$ Hz $V_d=1$)



Şekil 2.12 Vab Gerilim Dalga Şekli ve Harmonikleri ($m_a=0.8$ $m_f=15$ $f_c=50$ Hz $V_d=1$)

Özet olarak PWM de dikkat edilecek hususlar şu şekildedir.

1. m_f 'nin küçük değerleri için, çift harmonikleri yok etmek için senkronize PWM kullanılmalı ve m_f bir tek tamsayı olmalıdır. Ek olarak faz arasındaki baskın harmonikleri yok etmek için m_f 'nin 3'ün katı olması gerekir.
2. m_f 'nin büyük değerleri için tek fazlı PWM ile ilgili yorumlar uygulanır.
3. Aşırı modülasyon durumunda ($m_a > 1.0$), m_f 'nin değerinden bağımsız olarak küçük m_f değeri ile ilgili durumlar gözlenmelidir.

Doğrusal bölgede ($m_a \leq 1$) çıkış gerilimindeki temel frekans bileşeni modülasyon oranı m_a 'nın genliğiyle doğru orantılı olarak değişir. Eviricinin bir kolundaki temel frekans bileşeninin genliği

$$(V_{ag})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad (2.14)$$

bağıntısı ile verilir. Bu nedenle temel frekanstaki faz arası gerilimin etkin değeri, faz gerilimleri arasındaki 120° lik faz farkı nedeniyle;

$$V_{abl} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (V_{ag})_1 = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d \cong 0.612 m_a V_d \quad m_a \leq 1.0 \quad (2.15)$$

eşitliği kullanılarak bulunur.

2.3.3. Aşırı modülasyon

PWM aşırı modülasyonda kontrol gerilimlerinin tepe değerlerinin üçgen dalganın tepe değerini aşmasına izin verilir. Doğrusal bölgedekinin aksine bölümün başında bir faz için değinildiği gibi temel frekans geriliminin büyüklüğü m_a ile doğrusal olarak artmaz. m_a nın yeterince büyük değerleri için PWM, tek fazdakine benzer olarak kare dalga çalışmaya dönüşür.

2.3.4. 3-Fazlı eviricilerde kare dalga çalışma

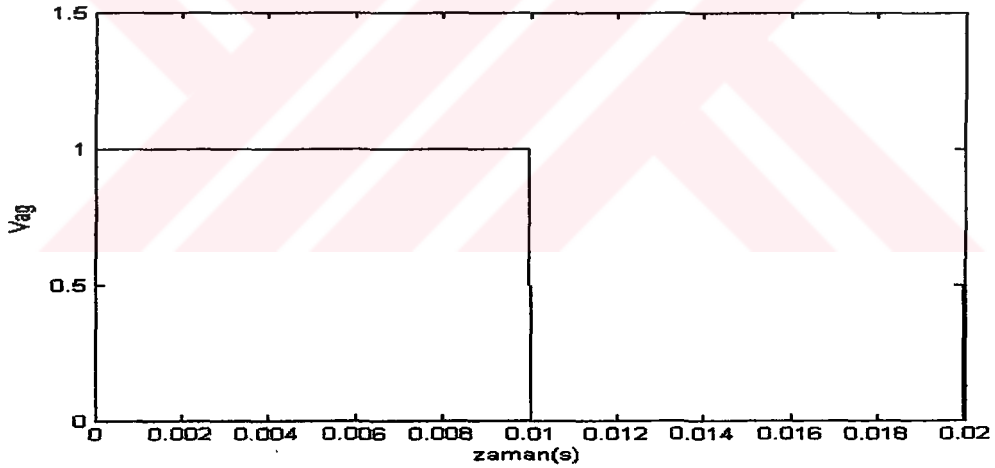
Burada her anahtar 180° için kesimdedir. Bu nedenle her bir t anında 3 anahtarda açık olur. Kare dalga çalışma durumunda eviricinin kendisi çıkıştaki alternatif

gerilimin büyüklüğünü kontrol edemez. Bu nedenle çıkışın büyüklüğünü kontrol etmek için giriş doğru geriliminin ayarlanması gerekmektedir. Kare dalga durumunda çalışan temel tek kollu evirici için yazılmış olan (2.12) eşitliğinden yararlanarak çıkıştaki faz arası gerilimin temel bileşeninin etkin değeri (2.16) bağıntısı ile elde edilebilir.

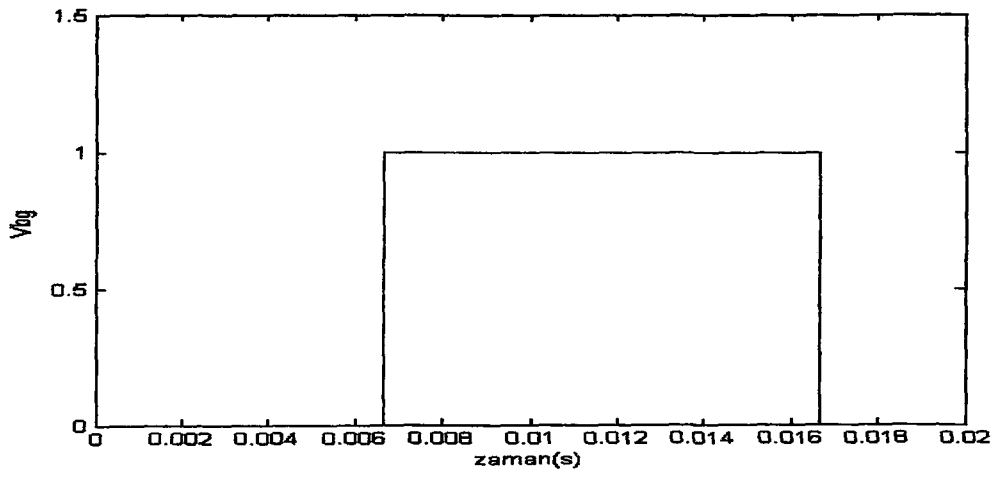
$$V_{abl} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d \cong 0.78V_d \quad (2.16)$$

Faz arası çıkış gerilimi yüke bağlı değildir ve harmonikler içerir ($6n \pm 1$; $n=1,2,\dots$). Bu harmoniklerin etkin değeri Şekil 2.17 de görüldüğü gibi harmonik mertebesiyle ters orantılı olarak azalır [4].

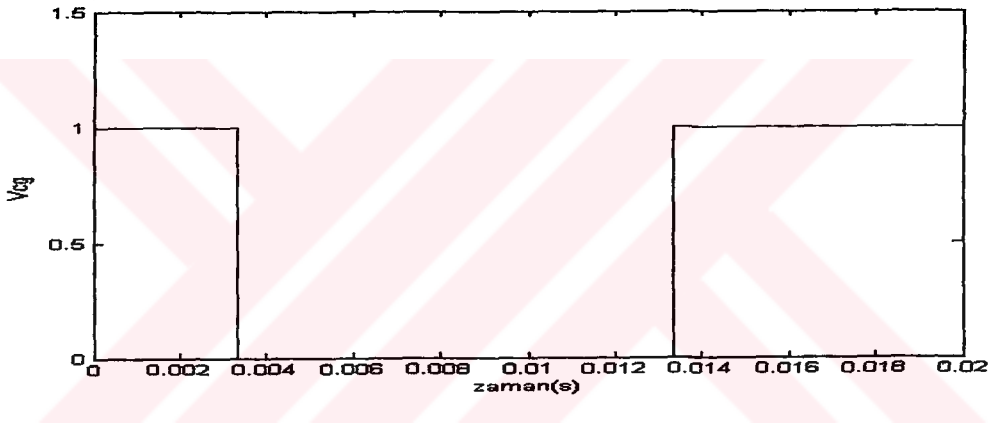
$$V_{abh} = \frac{0.78}{h} V_d \quad h = 6n \pm 1 \quad (n = 1,2,3,\dots) \quad 2.17$$



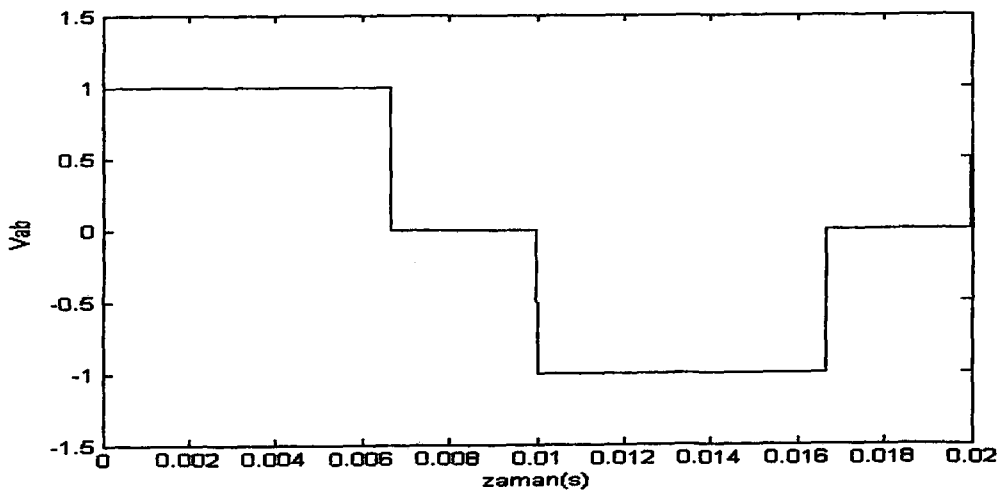
Şekil 2.13 3 Fazlı Kare Dalga Çalışmada V_{ag} Gerilim Dalgası



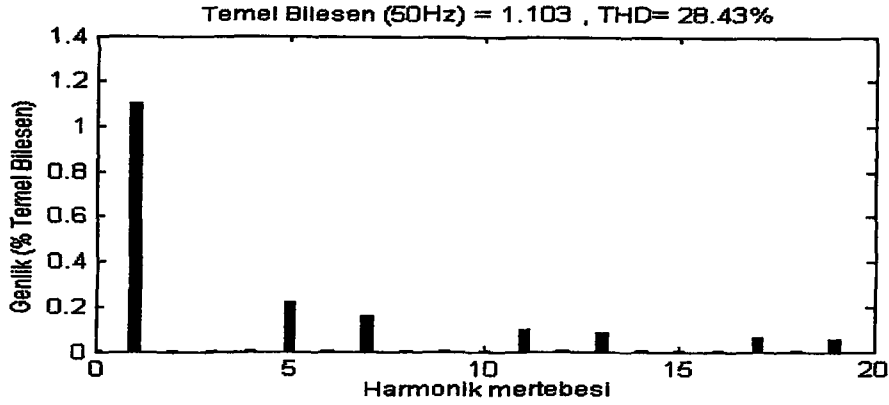
Şekil 2.14 3 Fazlı Kare Dalga Çalışmada V_{bg} Gerilim Dalgası



Şekil 2.15 3 Fazlı Kare Dalga Çalışmada V_{cg} Gerilim Dalgası



Şekil 2.16 3 Fazlı Kare Dalga Çalışmada V_{ab} Gerilim Dalgası



Şekil 2.17 Fazlı Kare Dalga Çalışmada Vab Gerilim Dalgasının Harmonikleri

2.4. Pwm Eviricilerde Ölü Zamanın Çıkış Gerilimine Etkisi

Önceki bölümlerde, anahtarların ideal olduğu varsayılmıştır. Bu nedenle, eviricinin bir kolundaki iki anahtarın eş zamanlı olarak açılıp kapanması sağlanabilir. Bir anahtarlama döngüsü göz önüne alınırsa, $v_{kontrol}$ gerilimi, sabit bir doğru gerilimdir (bunun m_f değerinin büyük olmasını gerektirdiği hatırlanmalıdır). Bu gerilimin $v_{üçgen}$ üçgen dalgası ile karşılaştırılması sonucunda eviricinin iletme geçecek anahtarı, iletme başlatılması (on), t_A gibi bir ölü zamanı kadar geciktirilir, böylece kol boyunca oluşacak bir “kısa devre” ya da çapraz iletim akımı engellenmiş olur.

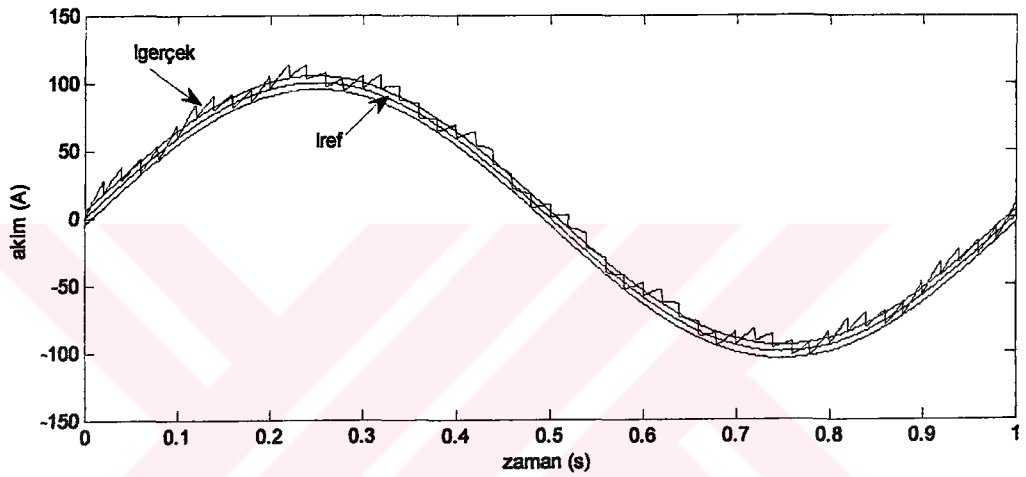
Ölü zamanın varlığı evirici çıkışında ilave harmoniklerin oluşmasına ve temel bileşenin istenen değerden farklı olmasına neden olur. Ölü zamandan kaçınılamayacağından bunun etkisinin en aza indirilmesi için hızlı iletme ve kesime geçen anahtarlama elemanları kullanılmalıdır.

2.5. Akım Kontrollü Modülasyon

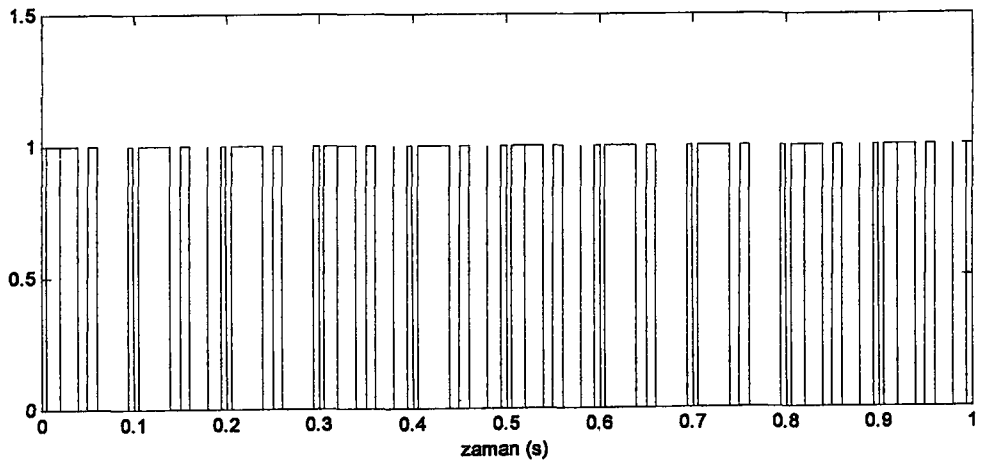
D.a. ve a.a. servo motor sürücüleri gibi bir çok uygulamada, gerilim kaynaklı evirici kullanılsa dahi, kontrol edilmesi gereken motor akımıdır. Bu açıdan, anahtarlama d.a. güç kaynağının çıkış gerilimini ayarlamak için çıkış akımının kontrol edilmesi ile benzeşmektedir [1].

2.5.1. Tolerans bant (histerezis bant) kontrolü

Bu yöntem, sinüzoidal referans akımı I_{ref} için Şekil 2.18 de gösterilmiştir. Burada, gerçek faz akımı o faz ile ilişkili referans akımının çevresindeki tolerans bandı ile karşılaştırılır. Eğer asıl akım, üst tolerans bandının ötesine geçmeye çalışırsa Şekil 2.8 de görülen T_1, T_2, T_3 iletme geçecektir (T_4, T_5, T_6 kesime gidecektir.). Eğer gerçek akım alt tolerans bandının altına inmeye çalışırsa bu kez ters anahtarlama olacaktır.



Şekil 2.18 Histerisiz Akım Kontrollü Dalga Şeklinin Oluşturulması



Şekil 2.19 Histerisiz Akım Kontrollü PWM Dalgası

Bu tip bir kontrolde anahtarlama frekansı, akımın üst limitten alt limite ya da tam tersine hangi hızda değişebildiğine bağlıdır. Bu, sırasıyla, V_d 'ye , yükün ters EMK 'sine ve yük endüktansına bağlıdır [1]. Ayrıca, anahtarlama frekansı sabit kalmaz, akım dalga şekli boyunca değişir.

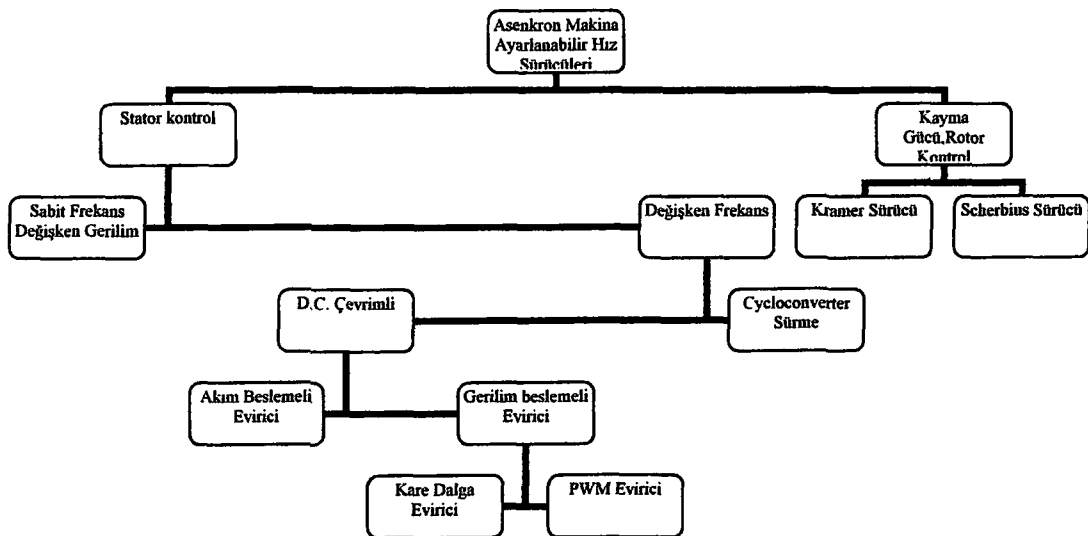


BÖLÜM 3. ASENKRON MAKİNANIN PWM İLE HIZ KONTROLU

Asenkron makinanın birinci bölümdeki (1.81) numaralı ifadesine bakılacak olursa makinanın hızının

- stator uç gerilimi değiştirilerek
- Makinanın kutup sayısı değiştirilerek
- Rotor direnci değiştirilerek
- Stator geriliminin frekansı değiştirilerek

kontrol edilebileceği görülür. Bu büyüklüklerden (c) seçeneğindeki sadece rotoru sargılı makinalara uygulanabilir. (d) seçeneğinde görülen değişken frekans kategorisi d.c. dönüşüm ve cycloconverter olarak alt iki kategoriye ayrılır. D.C. dönüşümde A.C. hat gerilimi önce doğrultulur ve sonra gereksinim görülen frekans ve gerilim evirici kullanılarak elde edilir. Aşağıdaki şema asenkron makina sürücülerinin sınıflandırılmasını göstermektedir.



Şekil 3.1 Asenkron Makina Sürücüleri [6]

Bu bölümde yapılan hız kontrolünde şemada görülen ayarlanabilir hız sürme tekniklerinden PWM sürme tekniği kullanılmıştır. Bununla ilgili ayrıntılı bir inceleme ikinci bölümde yapılmıştır. Diğer teknikler için kaynaklara başvurulabilir. Makinanın (Şekil 1.13) de görülen kayma-moment karakteristiği göz önüne alındığında motorun bu karakteristiğe göre kararlı çalışma bölgesi boştaki hız ($s=0$) ile maksimum momentin üretildiği kayma değeri (s_d) arasındaki yaklaşık doğrusal dar bir bölgeden ibarettir. Hız kontrol edilirken aynı zamanda akım ve moment kontrol edilmek istenir. Özellikle bu durum makinanın ilk kalkış anında önem kazanır.

Asenkron makina ilk kalkış anında kayma değeri $s=1$ olduğundan yol alma momentinin ve buna bağlı olarak yol alma akımının yüksek olduğu (1.81) bağıntısından görülmektedir. Bu sebeple motorun hız kontrolü yapılırken akımın bu kontrol sırasında artmasının engellemesi için frekansın yol alma anında istenen akım şartını sağlayan bir frekans değerinden başlayarak artırılması ve uygulanan gerilimin genliğinin bu frekans artışıyla birlikte değiştirilmesi gerekmektedir. Asenkron makinaların değişken hızlı tahrik sistemlerinin kontrolünde stator geriliminin genlik ve frekansının değişimine dayalı yöntemler iki temel kısma ayrılır.

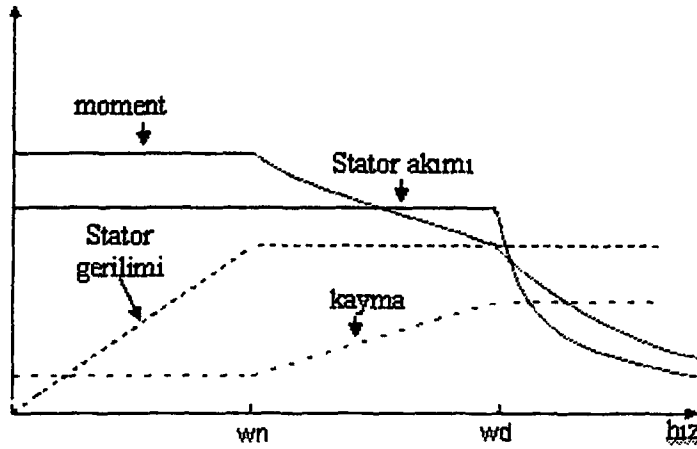
a-) Skalar kontrol yöntemleri

b-) Vektörel kontrol yöntemleri.

Bu çalışmada Skaler kontrol yöntemi incelenmiş olup, kontrol yapısı tanıtılmadan önce makinanın işletme koşulları hakkında bilgi verilecektir.

3.1. Asenkron Makinanın İşletme Koşulları

Frekansın ve gerilimin değiştirilmesi ile yapılan hız kontrolü motorun yalnızca anma hız değerinin altında değil aynı zamanda anma hız değerinin üstündeki hız değerleri için de kontrol edilmesini sağlar. Sağlam yapıları nedeniyle herhangi bir mekanik probleme yol açmaksızın anma hızlarının iki katına çıkabilen asenkron motorların çoğu uygulama için tercih edilmesinin nedenlerinden biri budur. Ancak hızın bir fonksiyonu olarak moment ve güç kapasitelerinin doğru bir şekilde belirlenmesi gerekir. Motor çalışma için bu karakteristikte üç çalışma bölgesi vardır.



Şekil 3.2 İşletme Karakteristikleri

3.1.1. Sabit moment bölgesi

Hızın anma değerinin altındaki bu bölgede evirici çıkış geriliminin frekansa oranı sabit tutulur. Böylece çok küçük değişimler ihmal edilirse hava aralığı akısı yaklaşık olarak sabit kalır. Motorun sabit bir kayma hızında anma akımını çekerek sürekli olarak anma momentini üretmesi sağlanabilir. Bu nedenle anma hızının altındaki bu bölge sabit moment bölgesi olarak adlandırılır. Sabit moment bölgesindeki en büyük moment değeri, genellikle evirici akımının, devrilme momentini üreten akım değerinin altında kalacak şekilde sınırlandırılması ile ayarlanır.

3.1.2. Sabit güç bölgesi

Sabit moment bölgesinden sabit güç bölgesi arasındaki geçiş evirici gerilimi en büyük değerini aldığı anda gerçekleşir. Bu bölgede frekans sürekli artarken gerilim sabit kalır. Bu durumda hava aralığı akısı anma değerinden itibaren düşmeye başlar. Bu çalışma bölgesinde gerilim sabit tutulup kayma artırılarak akım limit değerinde sabit tutulur. Akım ve gerilimin sabit kaldığı bu bölgeye bu nedenle sabit güç bölgesi adı verilir.

3.1.3. Sabit kayma bölgesi

Sabit güç bölgesinde artırılan kayma devrilme momentinin olduğu kayma değerinin hemen altındaki bir değerde sabit tutulur. Bu durumda artık kayma ayarlanarak akım

sabit tutulamaz. Bu durumda artan frekansla birlikte akım azalmaya ve dolayısıyla makina tarafından üretilen moment düşmeye başlar.

3.2. Skaler Kontrol

Bu kontrol türü sabit V/f olarak da adlandırılır ve kendi içinde iki bölüme ayrılabilir.

- 1- Açık çevrimli sabit V/f kontrolü
- 2- Kapalı çevrimli sabit V/f kontrolü

P kutuplu bir asenkron makina tarafından üretilen elektromanyetik moment birinci bölümde (1.81) bağıntısı ile verilmişti. Skaler kontrolde asenkron makinanın hız kontrolü yapılırken hava aralığı akısı sabit tutulmaya çalışılır. Bu kısımda bu tür bir kontrolü sağlamak için gerekli bağıntılar çıkarılacaktır. Asenkron makinanın hava aralığı akısı

$$|\lambda_m| = L_m \left| \tilde{I}_{sa} + \tilde{I}'_{ra} \right| = \frac{E_m}{\omega_e} \quad (wb.sarım) \quad (3.1)$$

olarak ifade edilir. (3.1) denkleminde görüleceği üzere hava aralığı akısının genliğini sabit tutmak demek $\frac{E_m}{\omega_e}$ oranını sabit tutmak demektir. Bu durumda E_{manma}

değerinin temel frekans olarak kullanılan anma frekansına oranı hava aralığının anma akı değerini verecektir. Hava aralığı akısı sabit tutulmaya çalışıldığında E_m ile E_{manma} değeri arasında (3.2) denklemi ile verilen ilişki geçerli olur.

$$E_m = \omega_e \frac{E_{manma}}{\omega_b} \quad (V) \quad (3.2)$$

Manyetik çekirdekdeki doymadan kaçınmak için (3.2) eşitliğinde E_m 'nin maksimum değeri, anma frekansındaki değerinden yüksek olmamalıdır. Rotoru sincap kafesli asenkron makinada $V'_{ra} = 0$ değerindedir. Bu durumda (Şekil 1.10) göz önüne alındığında rotor akımı

$$\tilde{I}'_{ra} = -\frac{\tilde{E}_m}{\frac{\omega_e r'_r}{\omega_e - \omega_r} + j \frac{\omega_e x'_{lr}}{\omega_b}} \quad A \quad (3.3)$$

eşitliği ile verilir. (3.2) eşitliği (3.3) eşitliğinde yazılırsa ve son durumda oluşan eşitliğin her iki tarafının karesi alınırsa, rotor akımının karesi;

$$I'^2_{ra} = \frac{E_m^2}{\left(\frac{\omega_e r'_r}{\omega_e - \omega_r}\right)^2 + \left(\frac{\omega_e x'_{lr}}{\omega_b}\right)^2} = \frac{E_{manma}^2}{\left(\frac{\omega_b r'_r}{\omega_e - \omega_r}\right)^2 + (x'_{lr})^2} \quad (3.4)$$

eşitliği ile bulunur. (3.4) eşitliği (1.79) eşitliğinde kullanılırsa, hava aralığı akısının sabit tutulması sonucunda oluşan moment

$$T_{em} = \frac{3P}{2(\omega_e - \omega_r)} \left(\frac{E_{manma}^2}{\left(\frac{\omega_b r'_r}{\omega_e - \omega_r}\right)^2 + (x'_{lr})^2} \right) r'_r \quad N.m. \quad (3.5)$$

eşitliği ile bulunur. (3.5) eşitliğinde görülen $(\omega_e - \omega_r)$ ifadesi kayma hızı (ω_{sl}) olarak tanımlanır. Bu durumda (3.5) eşitliği kayma hızı cinsinden

$$T_{em} = \frac{3P}{2} \left(\frac{E_{manma}^2}{(\omega_b r'_r)^2 + (\omega_{sl} x'_{lr})^2} \right) r'_r \omega_{sl} \quad (N.m.) \quad (3.6)$$

olarak bulunur. (3.6) numaralı eşitlikte görülmektedir ki hava aralığı akısı sabit olan bir asenkron makinanın kayma hızı sabit tutulduğunda, makina tarafından üretilen elektromanyetik moment de değişmeyecektir. Küçük kayma hızı değerlerinde (3.6) eşitliğinde görülen

$$(\omega_b r'_r)^2 \gg (\omega_{sl} x'_{lr})^2$$

olacağından $(\omega_{sl} x'_{lr})$ terimi hesaplamalarda kullanılmayabilir. Bu durumda (3.6) eşitliğindeki T_{em} yaklaşık olarak

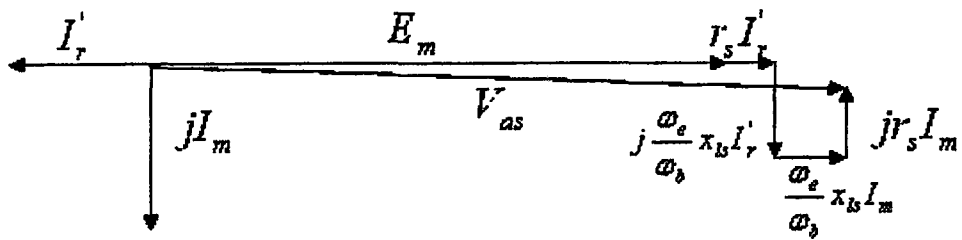
$$T_{em} \cong \frac{3P}{2} \left(\frac{E_{manna}^2}{\omega_b^2 r_r'} \right) \omega_{sl} \quad N.m. \quad (3.7)$$

eşitliği ile bulunur.

Stator sargı dirençlerindeki gerilim düşümü ihmal edilirse bu yöntemle geniş bir aralıkta hız kontrolü yapılabilir. Bu durumda makinanın oluşturabileceği maksimum moment (1.82) bağıntısından da görüleceği üzere sabit kalacaktır. V/F oranı genellikle bu oranı oluşturan büyüklüklerin anma değeri kullanılarak elde edilir. Ancak pratikte stator direnci ihmal edilemeyeceğinden düşük hız değerlerinde stator direnci üzerindeki gerilim düşümünün karşılanması gerekmektedir. Normal bir tasarıma sahip asenkron motorlarda (Şekil 1.10) de görülen eşdeğer devreye ilişkin $x_{lr}' = 2\pi f L_{lr}'$ ifadesi r_r'/s ifadesinin yanında ihmal edilebilir [4]. Bu sebeple \tilde{I}_{ra}' , \tilde{E}_m ile zıt fazda olacaktır. \tilde{E}_m referans fazör olarak alınırsa $\tilde{I}_{sa}' = -I_{ra}' - jI_m$ olacaktır. Böylece (1.75) denklemini

$$\tilde{V}_{sa}' = [E_m + \frac{\omega_e}{\omega_b} x_{ls} I_m - r_s I_{ra}'] - j[(\frac{\omega_e}{\omega_b} x_{ls}) I_{ra}' + r_s I_m] \quad (3.8)$$

olarak yeniden yazılabilir ve fazör olarak Şekil 3.3 deki gibi gösterilebilir.



Şekil 3.3 Küçük wsl Değerinde Fazör Diyagramı

Bu fazörden görüleceği üzere (3.8) denkleminin sağ tarafındaki ikinci terim stator a-fazı gerilim fazörü \tilde{V}_{sa}' 'ye yaklaşık olarak dik bir fazöre karşılık düşer ve \tilde{V}_{sa}' 'nin genliği üzerindeki etkisi ihmal edilebilir. Bu durumda \tilde{V}_{sa}' 'nin genliği yaklaşık olarak

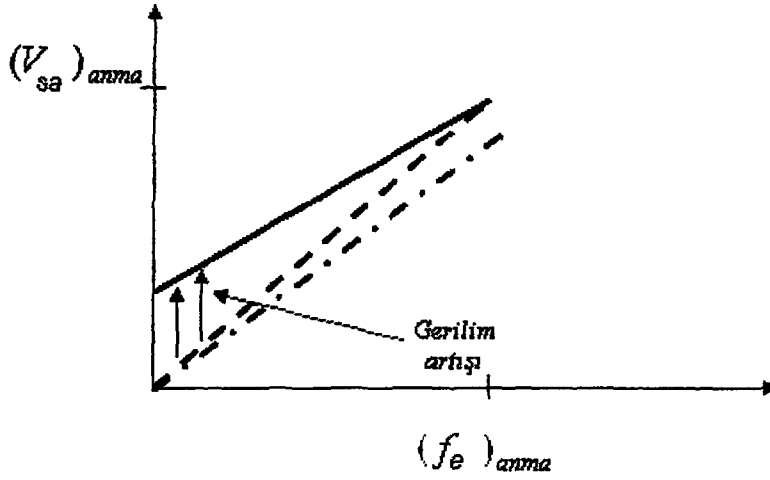
$$V_{sa} \cong E_m + \frac{\omega_e}{\omega_b} x_{ls} I_m + r_s I'_{ra} \quad (3.9)$$

eşitliği ile ifade edilebilir. Hava aralığı akısı λ_{ag} sabit tutulduğunda E_m, f_e ile doğrusal olarak değişir ve I_m de sabit kalır. Bundan dolayı (3.9) eşitliğinde x_{ls} nedeniyle gereken ilave gerilim f_e çalışma frekansı ile orantılıdır. λ_{ag} 'nin sabitliği durumunda (3.9) eşitliği

$$V_{sa} \approx kf_e + r_s I'_{ra} \quad (3.10)$$

şeklinde yazılabilir. k burada sabit bir değerdir. (3.10) eşitliğinden de görüleceği üzere λ_{ag} nin sabit tutulması için r_s üzerindeki gerilim düşümünün telafisi için gereken ilave gerilim f_e ye değil I'_{ra} akımına bağlıdır. I'_{ra} 'nin T_{em} ile orantılı olduğu göz önünde bulundurularak λ_{ag} 'nin anma moment değerinde sabit tutulması için gereken uç gerilimi Şekil 3.4 de gösterilmiştir.

Verilen bir T_{em} ye karşı düşen sabit hava aralığı akısını sağlamak üzere gerekli gerilim artışı (3.10) denklemi ve Şekil 3.4 kullanılarak belirlenebilir. Ancak özellikle sincap kafesli rotora sahip asenkron makinada rotor akımı doğrudan ölçülemez. Bu durumda rotor akımı değerinin, asenkron makina ile ilgili matematiksel modeller kullanılarak kestirilmesi gerekir.



- Anma moment değerinde f_e 'ye bağlı olarak gerilimi gösterir.
- - - $\frac{V_{sa}'}{f_e'}$ oranında f_e 'ye bağlı olarak gerilimi gösterir.
- - - Yüksüz durumda ($T_{sm}=0$), f_e 'ye bağlı gerilimi gösterir.

Şekil 3.4 f_e Frekansının Yol Almada Arttırılması

Üretilen elektromanyetik moment rotor akımı ile orantılı olduğundan, rotor akımı yerine, makina tarafından geliştirilen elektromanyetik momentin değeri belirlenerek kullanılabilir. Elektromanyetik momenti belirlemenin bir yolu; makinanın stator sargılarında meydana gelen kayıpları makinanın gücünden çıkararak hava aralığı gücünü yaklaşık olarak tespit etmektir. Tespit edilen bu hava aralığı gücü kullanılarak asenkron makina tarafından geliştirilen elektromanyetik momentin değeri yaklaşık olarak belirlenebilir. Elektromanyetik momentin değerinin tespit edildiği ve makinanın direnç, endüktans gibi parametrelerinin değişmediği ya da tespit edilebildiği varsayılarak, (1.79) eşitliğinden rotor akımının karesi çekilirse, rotor akımının karesi

$$I_{ra}^2 = \frac{2.T_{em}.\omega_{slip}}{3.P.r_r'} \quad (3.11)$$

eşitliği ile bulunur. (3.11) numaralı eşitlikte görülen kayma hızı yerine (3.7) numaralı denklemden elde edilebilen kayma hızı değeri kullanılırsa bu durumda rotor akımı;

$$I'_{ra} = \frac{2.T_{em}.\omega_b}{3.P.E_{manma}} \quad (A) \quad (3.12)$$

eşitliği ile bulunur. Bulunan bu akım değeri (3.10) eşitliğinde yazılırsa stator geriliminin değeri

$$V_s \cong k.f_e + r_s \left(\frac{2.\omega_b}{3.P.E_{manma}} \right) T_{em} \quad (V) \quad (3.13)$$

eşitliği ile bulunacaktır. Hava aralığında indüklenen zıt e.m.k \tilde{E}_m aynı zamanda

$$\tilde{E}_m = \tilde{V}_{sa} - (r_s + jx_{ls}) \tilde{I}_{sa} \quad (V) \quad (3.14)$$

eşitliği ile de tanımlanabilir. Bu durumda E_{manma} değeri, (3.14) eşitliğinde stator besleme geriliminin ve akımın anma değerleri kullanılarak bulunur. Stator gerilimin anma değerinde stator sargılarında meydana gelen gerilim düşümü ihmal edilebilecek bir değerde olduğundan

$$E_{manma} \cong V_{sanma} \quad (3.15)$$

olarak alınabilir. Şekil 3.4 den de görülmektedir ki λ_{og} nin sabit kalması için düşük frekanslarda r_s üzerindeki gerilim düşümü nedeniyle daha yüksek gerilim artışı yüzdeleri gerekmektedir. Buna karşılık yüksek f değerlerinde r_s üzerindeki gerilim düşümü E_m yanında ihmal edilebilir. Bununla ilgili olarak sıklıkla 10-15 Hz üzerindeki frekanslarda V-f eğrisi lineer kabul edilip bu frekans değerlerinin altında stator direnci üzerinde meydana gelen gerilim düşümleri kompanze edilir [1].

Artan frekansla birlikte λ_{og} nin sabit kalması için gerilim de yukarıda verilen bilgiler ışığında artırılır. Ancak sargı yalıtım problemleri sebebiyle gerilim anma değerine kadar artırılır ve bu değerde sabit tutulur. Anma hızının üstünde bu sebepten dolayı V/f oranı sabit kalmaz. Y- Δ bağlantı türlerinin her ikisinin kullanılabildiği makinalarda Y bağlantı için gerilim anma değerinin belirli bir yüzdesine kadar artırılabilir.

Skaler kontrolde stator akısı kaynak frekansı değişimlerinden bağımsız olacağından makina tarafından üretilen moment yalnızca kayma hızına bağlıdır. Bu yüzden kayma hızı ayarlanarak asenkron motorun hızı ve momenti V/f yöntemi ile kontrol edilebilir.

3.2.1. Asenkron makinanın açık çevrim skaler hız kontrolü

Açık çevrim hız kontrolü genellikle HVAC, (heating, ventilation, air conditioning) ısıtma, ventilasyon ve iklimlendirme, fan gibi hızın yüküyle değişiminin çok önemli olmadığı uygulamalarda kullanılır [7]. Bu durumda kaynak frekansı istenen rotor hızı kullanılarak belirlenir. Bu tip kontrolde rotorun senkron hızı takip ettiği ve motorun kaymasından dolayı oluşan hız hatasının kabul edilebilir bir değerde olduğu varsayılmaktadır. Mekanik eylemsizlik sabiti büyük olan makinalarda rotor hızı, stator frekansının ani değişimlerini takip edemeyeceğinden rotorda ve stator sargılarında büyük akımlar akacaktır. Bu durumun önlenmesi için referans hız girişinin bir yükselme sınırlayıcı blok üzerinden bağlanması gerekir. Şekil 3.5 de açık çevrim kontrol sisteminin blok şeması gösterilmiştir. Bunu takiben Şekil 3.6 dan Şekil 3.18 'e kadar açık çevrim kontrol sisteminin benzetim sonuçları görülmektedir. Şekil 3.5 de blok şemada görülen asenkron makine birinci bölümde değerleri verilen makina ile aynı makinadır.

3 HP gücünde 220 V 50 Hz asenkron makinanın değerleri aşağıda tekrar verilmiştir.

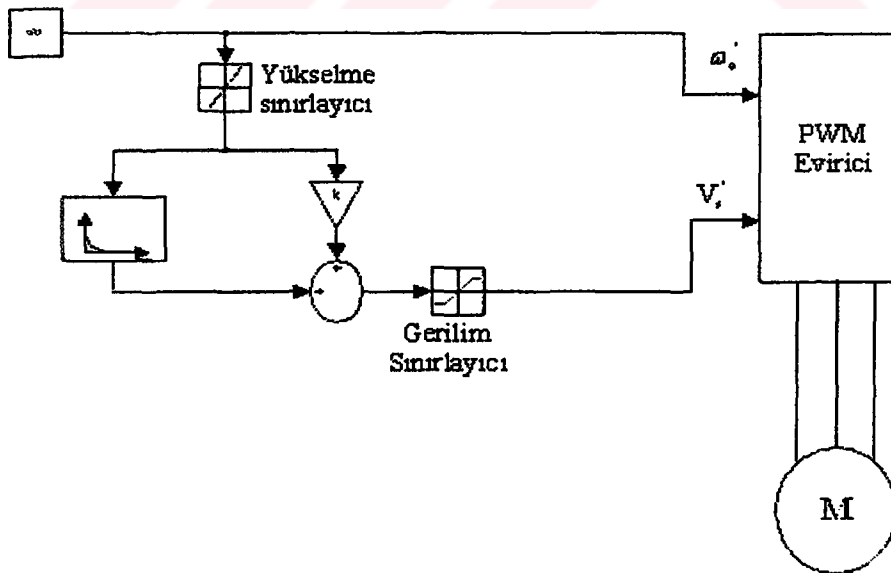
$$r_s = 0.435 \Omega \quad r_r' = 0.816 \Omega \quad x_{ls} = 0.754 \Omega \quad x_{lr}' = 0.754 \Omega$$

$$x_m = 26.13 \Omega \quad J = 0.089 \text{ kg.m}^2 \quad P = 4$$

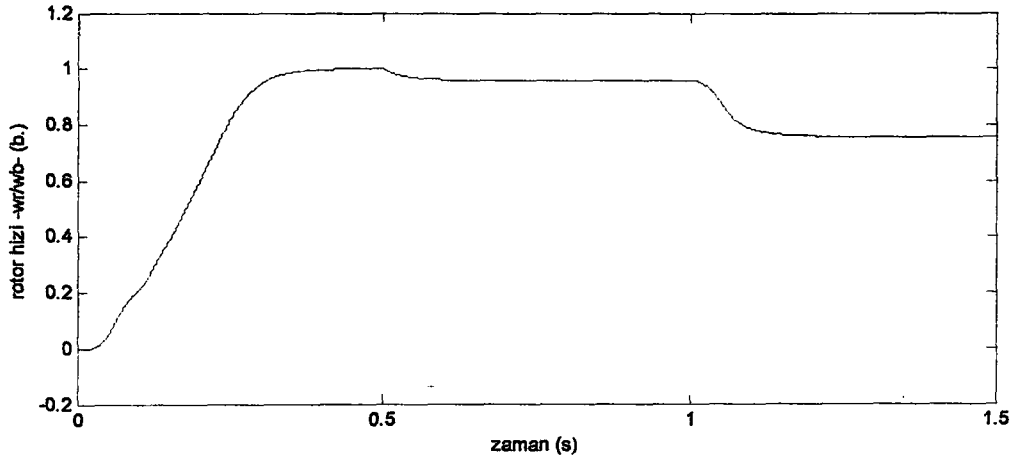
Bu bölümde PWM tekniği kullanılarak asenkron makina kontrol edileceğinden; saf sinüzoidal kaynaktan beslenen bir asenkron makina ile PWM sürme tekniği kullanılarak sürülen bir makinanın performans açısından gösterdiği farklılıkları değerlendirmek maksadı ile birinci bölümde kullanılan asenkron makina kullanılmıştır. Şekil 3.5 de prensip şeması verilen açık çevrim kontrol sisteminin tam simulink diyagramı EK-G de verilmiştir. EK-G den de görüleceği üzere simulink blokları kullanılarak oluşturulan asenkron makina modeli ile Matlab SimPowersystem kütüphanesinde bulunan asenkron makina modeli birlikte aynı

kaynaktan sürülerek her iki bloktan elde edilen sonuçlar karşılaştırılarak modelin doğruluğu da gösterilmiştir. Bu simulink dosyaları çalıştırılmadan önce EK-D de verilen .m dosya Matlab komut satırından çalıştırılmalıdır. Burada gösterilen sonuçlar birinci bölümde saf sinüzoidal kaynaktan beslenen makinanın benzetim sonuçlarından farklılıklar göstermektedir. Bu fark temelde bu bölümde evirici kullanılmasından doğmaktadır. Şekil 1.21, Şekil 3.7 ve Şekil 3.13 ile karşılaştırılacak olursa, Şekil 3.7 ve Şekil 3.13 de momentin bir miktar salınım yaptığı görülmektedir. Bu salınım makinanın kaynaktan harmonikli akım çekmesinden kaynaklanmaktadır. Bu harmonik akımların makina momenti üzerindeki etkisi sonraki kısımlarda ayrıca tartışılacaktır.

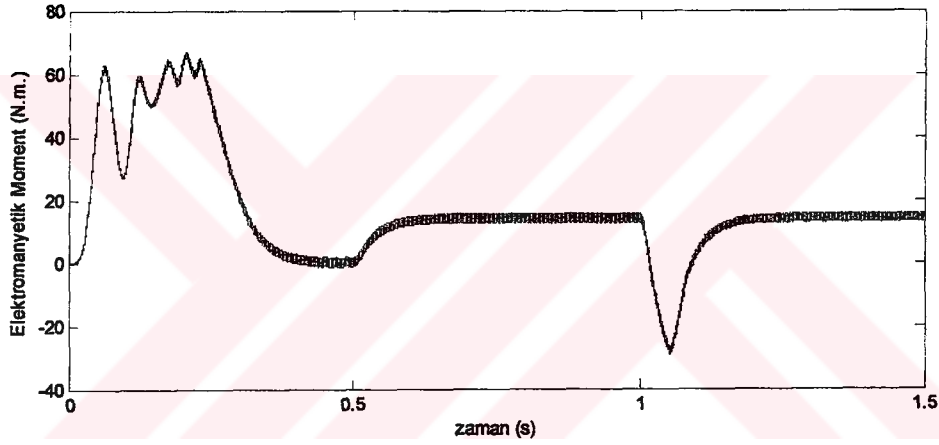
Ayrıca Şekil 3.7 ile Şekil 3.13 arasında da salınım miktarı bakımından fark mevcuttur. Bu durum ise makinayı sürmek için kullanılan güç kaynağında farklı modülasyon frekansı oranının (mf) kullanılmasından ileri gelmektedir. Şekil 3.7 deki sonucun elde edilmesinde kullanılan mf değeri (f_n için $mf=105$), Şekil 43 teki sonucun elde edilmesinde kullanılan mf değerinden (f_n için $mf=21$) daha büyüktür. Şekil 3.7 ve Şekil 3.13 teki bu sonuçlar momentin salınımlı olmasına sebep olan harmonik akımlarının azaltılması için anahtarlama frekansının yani m_f 'nin artırılması gerektiğini göstermektedir.



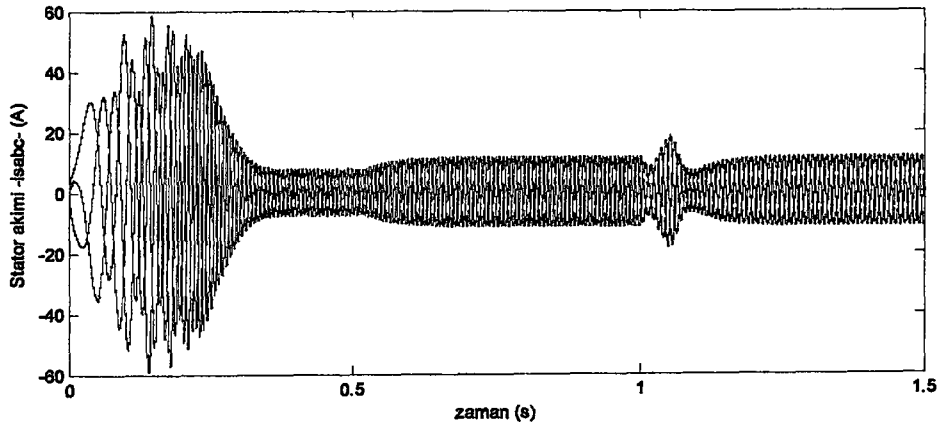
Şekil 3.5 Açık Çevrimli Sabit V/F Kontrol Diyagramı



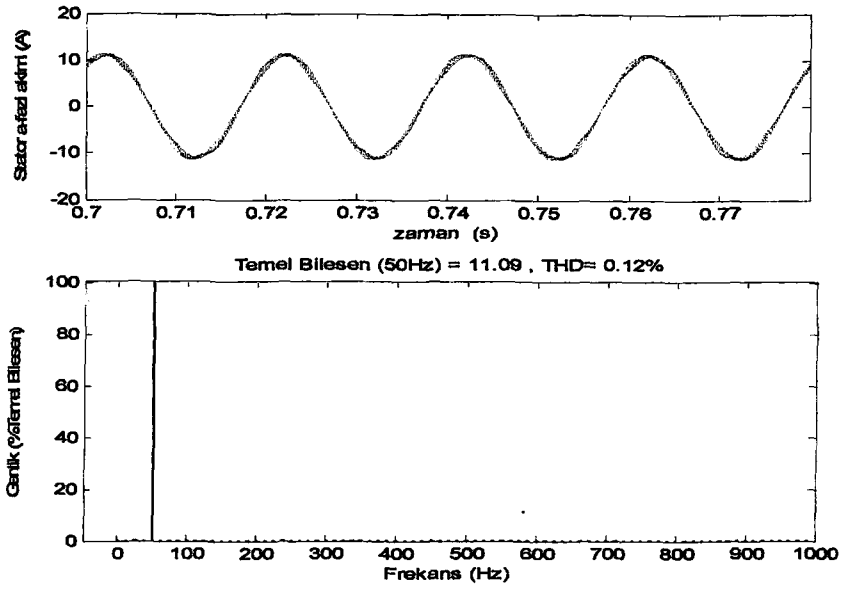
Şekil 3.6 Açık Çevrim Kontrolde Rotor Hızı ($t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $t=1$ $f_e=40$ Hz)



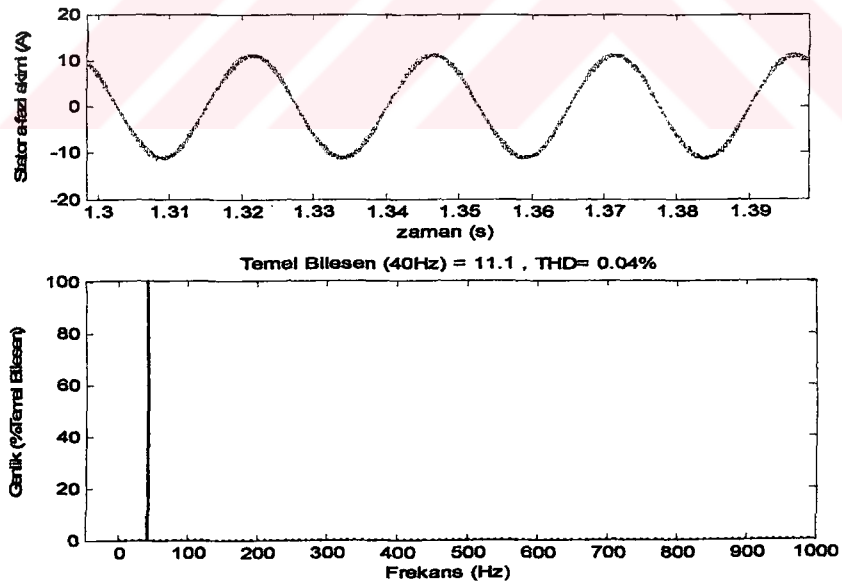
Şekil 3.7 Açık Çevrim Kontrolde Endüklenen Moment ($t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $t=1$ s $f_e=40$ Hz $mf=105$)



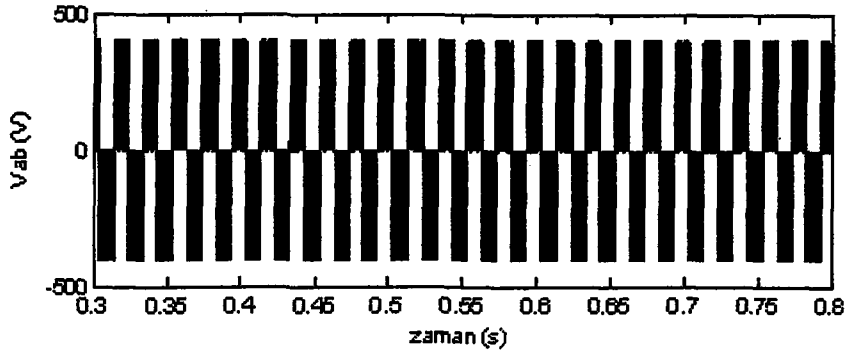
Şekil 3.8 Stator Faz Akımlarının Değişimi ($t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $t=1$ $f_e=40$ Hz $mf=105$)



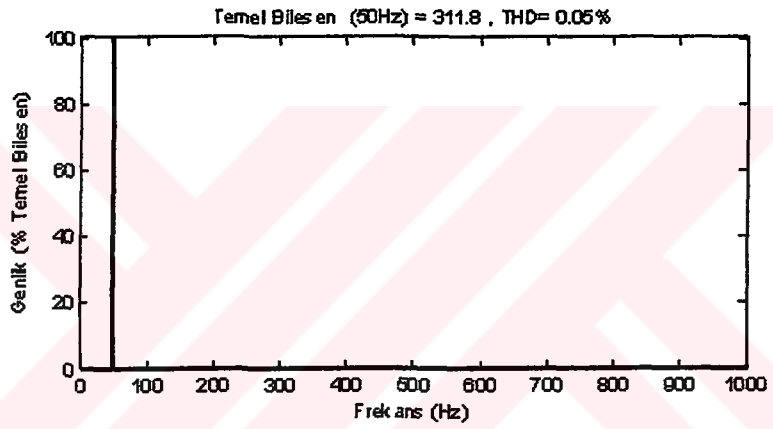
Şekil 3.9 Stator a-Fazı Akım Dalgası ve Harmonik Spektrumu ($f_c=50$ Hz $mf=105$)



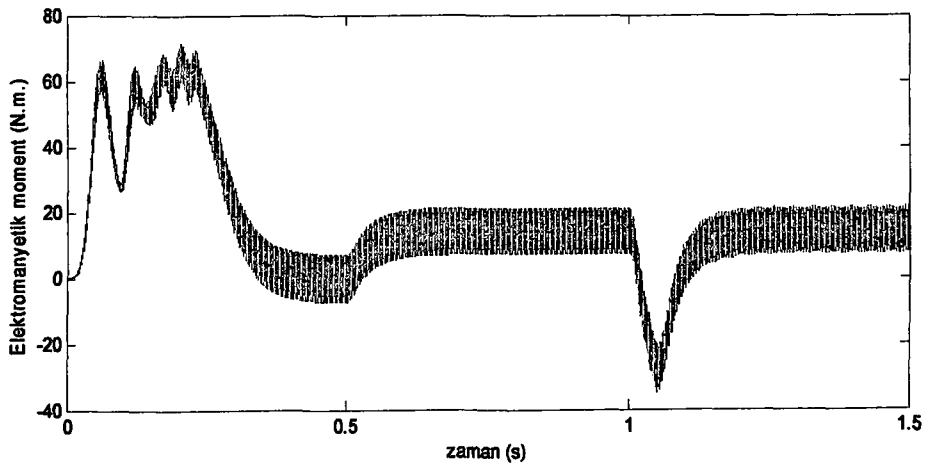
Şekil 3.10 Stator a-Fazı Akımı Dalgası ve Harmonik Spektrumu ($f_c=40$ Hz $mf=105$)



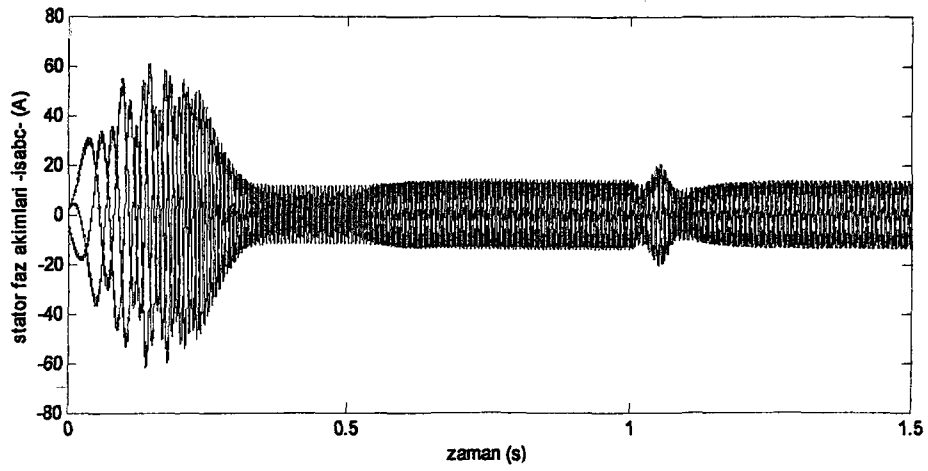
Şekil 3.11 Statora Uygulanan Vab Faz Arası Gerilim ($f_c=50$ Hz $m_f=105$)



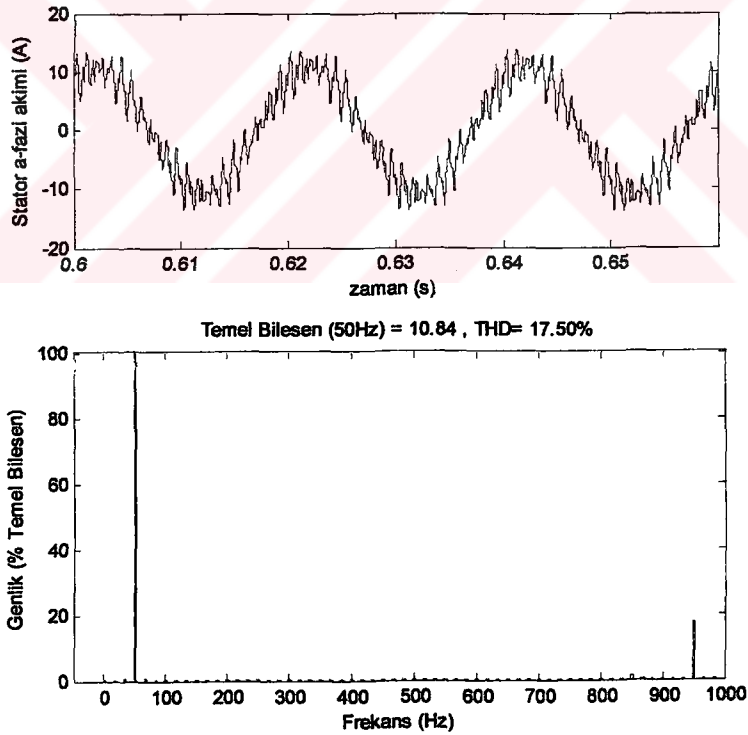
Şekil 3.12 Statora Uygulanan Vab Faz Arası Gerilimin Harmonik Spektrumu



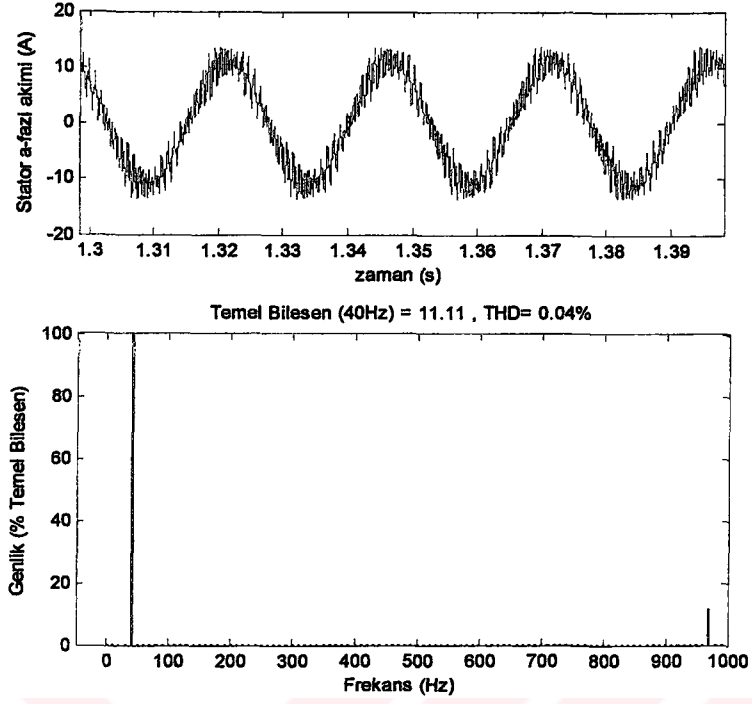
Şekil 3.13 Açık Çevrim Kontrolde Endüklenen Moment ($t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $t=1$ $f_c=40$ Hz $m_f=21$)



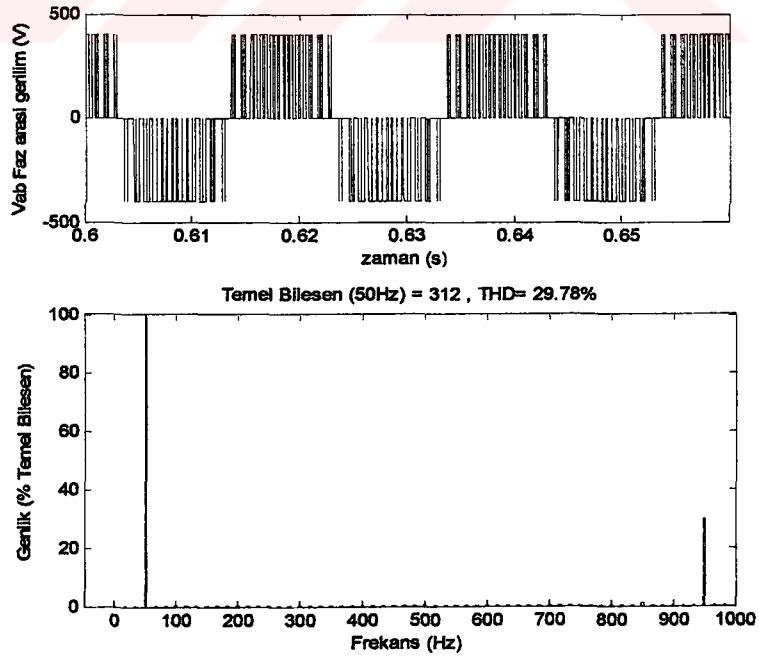
Şekil 3.14 Stator Akımlarının Değişimi ($t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $t=1$ $f_c=40$ Hz $mf=105$)



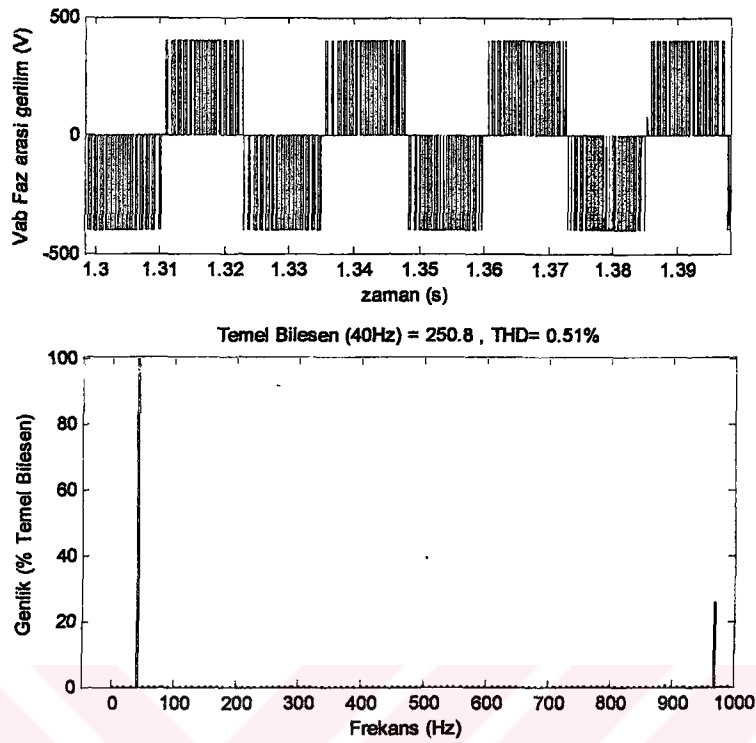
Şekil 3.15 Stator a-Fazı Akımı Dalgası ve Harmonik Spektrumu ($f_c=50$ Hz $mf=21$)



Şekil 3.16 Stator a-Fazı Akımı Dalgası ve Harmonik Spektrumu ($f_e=40$ Hz $mf=21$)



Şekil 3.17 Uygulanan Vab Faz Arası Gerilimi ($f_e=50$ Hz $mf=21$)



Şekil 3.18 Uygulanan Vab Faz Arası Gerilimi ($f_e=40$ Hz $mf=21$)

Açık çevrim kontrolde önce makina boşta çalıştırılmıştır. Bu durumda makina yükselme sınırlayıcı blok tarafından belirlenen bir ivmelenme hızı ile kısa bir süre sonra nominal hıza ulaşmıştır. Yükselme sınırlayıcı bloğun makinanın yol alması sırasında akımının ve dolayısıyla momentinin aşırı bir şekilde artmasını engellediği Şekil 3.7 ve Şekil 3.13'den görülmektedir. Bu değerler yükselme sınırlayıcı blokta daha küçük bir ivmelenme hızı kullanılarak daha da aşağı çekilebilir.

$T=0.5$ s'de makinaya nominal yükü olan $T_m=14.24$ N.m. değerinde yük momenti uygulanmıştır. Şekil 3.6 dan da görüldüğü üzere uygulanan bu yük momentinden dolayı rotor hızı düşmüş ve dolayısıyla kayma artmıştır. Makina Şekil 3.8 den görüleceği üzere artan yük momentini karşılayacak olan momenti üretmek için kaynaktan çektiği akımı arttırmıştır.

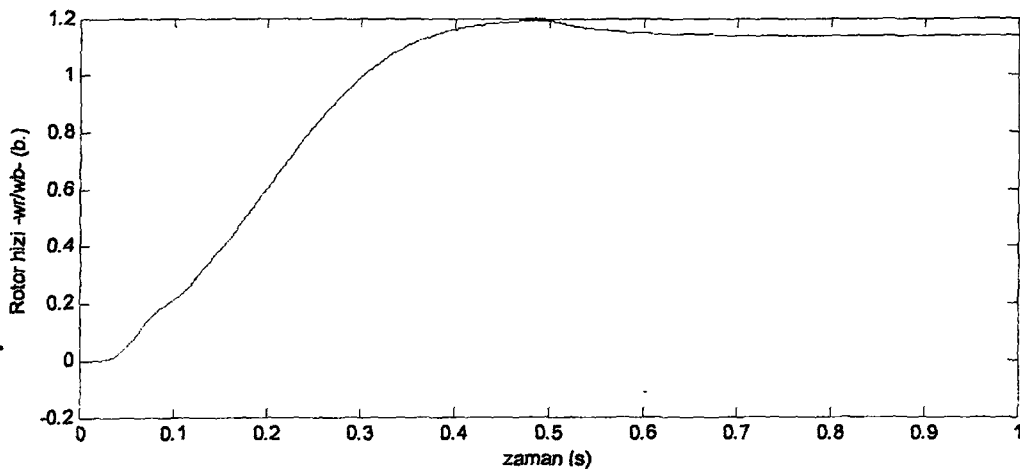
$T=1$ s'de anma yük momenti altındaki makinanın referans frekansı $f_e=40$ Hz'e düşürülmüştür. Bu durumda makinanın rotor hızı referans hızın altına düşene kadar makina jeneratör olarak çalışmıştır ve sahip olduğu enerjiyi kaynağa doğru aktarmıştır.

Yukarıda açık çevrim benzetim sonuçları aynı makina için iki farklı mf değeri ($m_f=105$ ve $m_f=21$) değeri kullanılarak elde edilmiştir. Şekil 3.9, Şekil 3.10, Şekil 3.15 ve Şekil 3.16 dan görüleceği üzere yüksek mf değerinde, faz akımları daha az harmonik içermektedir. Bu ise daha az salınımlı moment üretilmesi bakımından son derece önemli bir durumdur.

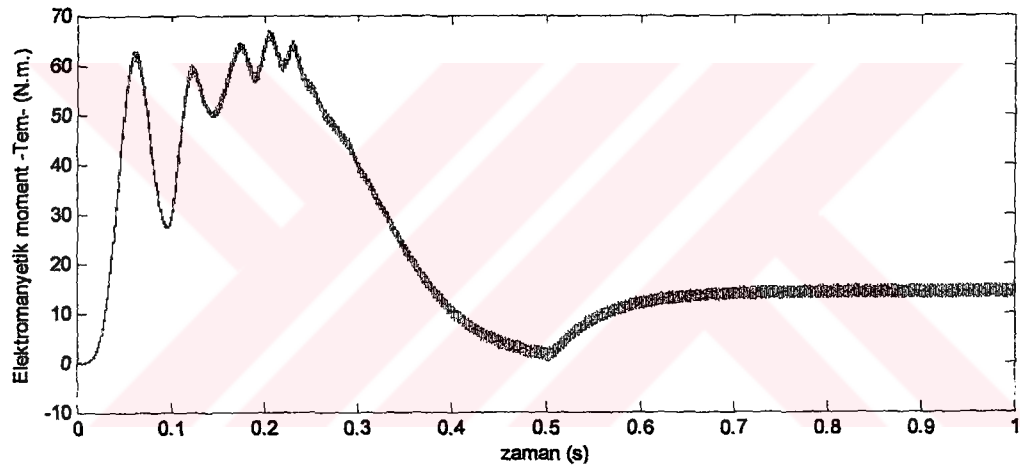
Yukarıda verilen benzetim sonuçları makinanın anma hızının altında yapılan hız kontrollerinden elde edilmiştir. Ancak bazı durumlarda anma hızının üstüne çıkılması gerekebilir. Bu durumda anma hızının üstünde gerilim anma değerinde sabit tutulacağından, asenkron motorun moment üretme kapasitesi düşecek ve motor nominal momenti üretemeyecektir. Bu durum literatürde alan zayıflatmalı çalışma olarak isimlendirilmektedir. Ayrıca anma hızının üstündeki bu çalışmanın sabit güç bölgesi olduğu hatırlanmalıdır.

Bu çalışmada akım anma değerinde sabit tutulmadığından, asenkron motor anma yükünü hareket ettirmek için gerekli momenti kayma hızını ve dolayısıyla kaynaktan çektiği akımı arttıracaktır. Bu durumda asenkron motorun kaynaktan çektiği akımın anma değerinin üstünde olduğu unutulmamalıdır. Bu sonuçlarla benzetimde karşılaşılmasına rağmen pratikte böyle bir durum söz konusu değildir. Aksi takdirde makina hasar görebilir. Pratikte stator akımlarından alınan bir geri besleme ile makina akımları anma değerinde sabit tutulur.

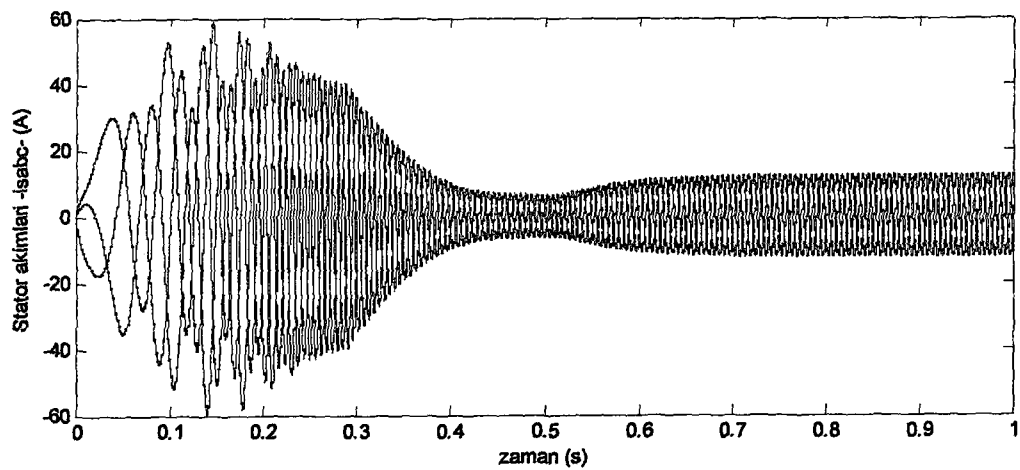
Anma hızının üstünde makinaya ilişkin benzetim sonuçları Şekil 3.19-Şekil 3.23 'de gösterilmiştir



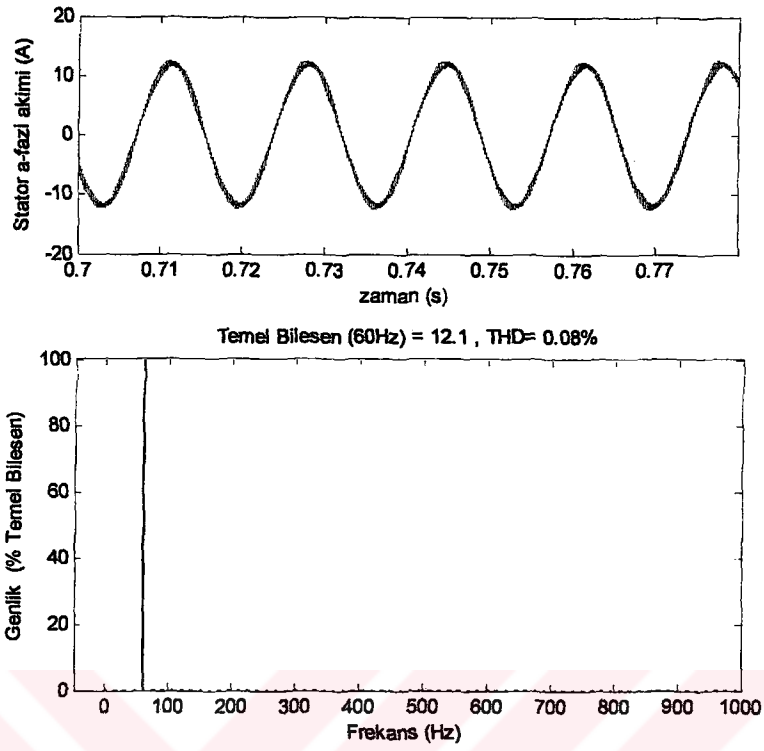
Şekil 3.19 Açık Çevrim Kontrolde Rotor Hızı ($t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $f_c=60$ Hz)



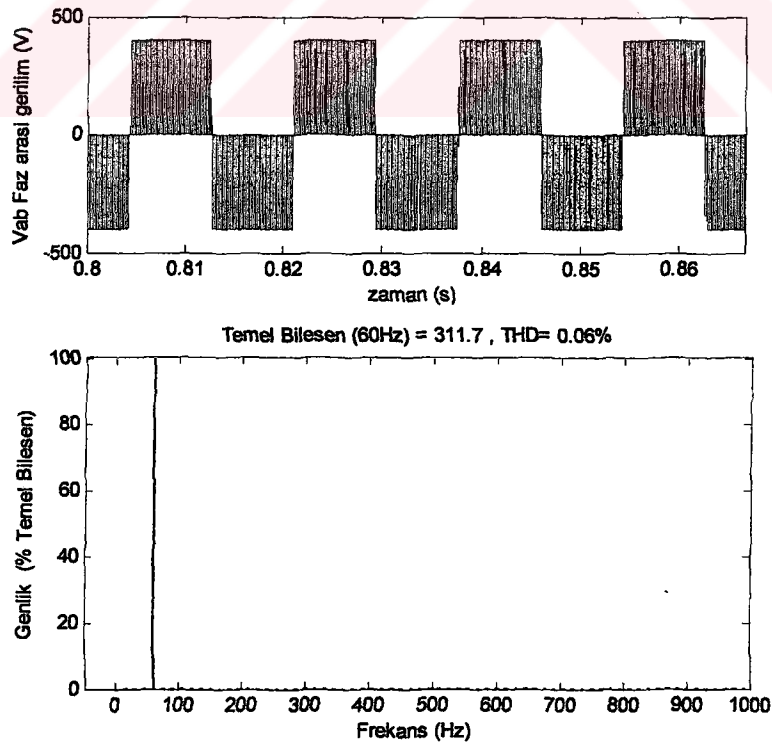
Şekil 3.20 Açık Çevrim Kontrolde Endüklenen Moment ($t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $f_c=60$ Hz $mf=105$)



Şekil 3.21 Stator Akımlarının Değişimi ($t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $f_c=60$ Hz $mf=105$)



Şekil 3.22 Stator a-Fazı Akımı Dalgası ve Harmonik Spektrumu ($f_c = 60$ Hz $mf=21$)



Şekil 3.23 Statora Uygulanan Vab Faz Arası Gerilimi ($f_c = 60$ Hz $mf=105$)

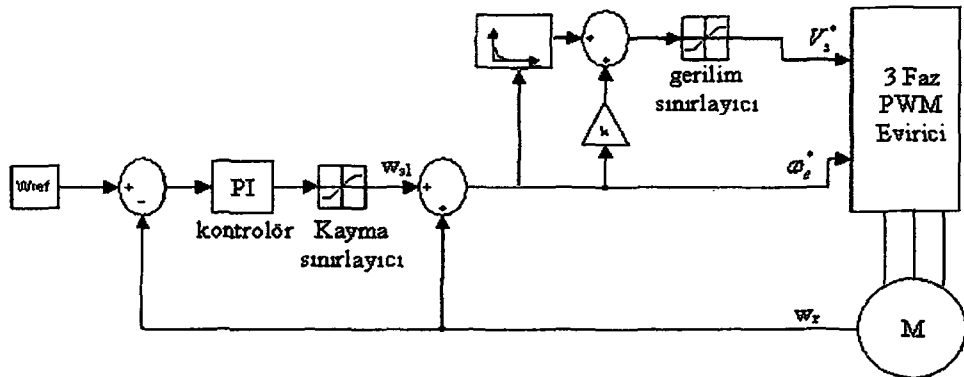
Bu benzetimde $T=0$ s anında makinaya $f_{ref}=60$ Hz frekansına sahip bir gerilim uygulanmıştır. $T=0$ anından itibaren makina boşta çalışmaktadır. Bu durumda rotor kısa bir süre sonra belirlenen referans hıza ulaşmaktadır. Benzetimde kullanılan makinanın sürtünme kayıplarının olmadığı hatırlanmalıdır.

$T=0.5$ s de makinaya $T_m=14.24$ N.m. değerinde anma momenti uygulanmaktadır. Bu durumda rotor hızı düşmeye ve stator akımı ise artmaya başlamıştır. Şekil 3.6 ile Şekil 3.19 karşılaştırılacak olursa kayma hızının, anma hızının üstünde daha fazla olduğu görülecektir. Benzer olarak Şekil 3.8 ve Şekil 3.21 karşılaştırılacak olursa Şekil 3.21 'de akımın anma akımından daha yüksek olduğu görülecektir.

Şekil 3.11, Şekil 3.12 ve Şekil 3.23 karşılaştırılacak olursa gerilimin ana harmoniğinde önemli bir değişikliğin olmadığı görülecektir. Bu temelde gerilimin anma değerinde sınırlanmasından kaynaklanmaktadır.

3.2.2. Asenkron makinanın kapalı çevrim skaler hız kontrolü

Hız cevabının hassas olduğu uygulamalar için kayma hızının düzeltildiği kapalı çevrim hız kontrol yöntemi kullanılır. Bununla ilgili diyagram Şekil 3.19 da gösterilmiştir. Bu diyagramın tam bir simulink gösterimi EK-H de verilmiştir. Şekil 3.19 da kullanılan makina açık çevrim kontrolde kullanılan aynı makinedir.



Şekil 3.24 Kapalı çevrimli Sabit V/F kontrol Diyagramı (Kayma Kompanzasyonlu)

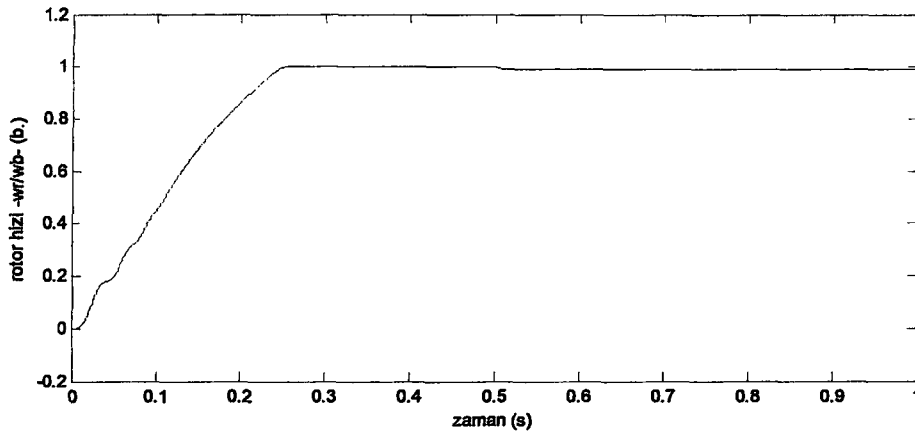
Şekil 3.24 de PI kontrolör motor hızını istenen değerde tutmak için kayma hızını düzeltmeye yarar. Bu kontrolörün yapısı EK-G de görülmektedir. Kontrolör çıkışındaki kayma hızının değeri negatif de olabilir. Bu durumda makina motor

yerine jeneratör olacaktır. Bunun yanı sıra kayma hızı devrilme momentini oluşturan değerin altında kalacak şekilde sınırlandırılmalıdır.

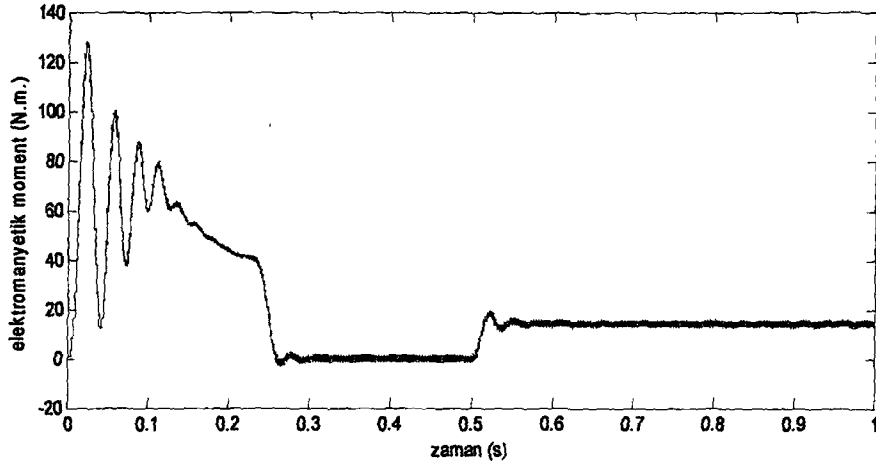
Kayma hızı görel olarak rotor hızına göre küçük olduğu için Şekil 3.24 referans alınarak yapılan kayma kompanzasyonlu kontrolde, rotor hızının çok doğru bir şekilde ölçülmesi gerekir. Negatif kayma hızındaki işletmede motor yeniden ürettiği gücü, güç katına geri pompalayacaktır. Motor tarafından üretilen bu güç bir frenleme direncinde tüketilmeli veya tam kontrollü bir doğrultucu kullanılarak şebekeye geri verilmelidir. Aksi takdirde önceki bölümlerde bahsedildiği gibi doğrultucu çıkışındaki kapasite üzerinde biriken enerji kapasiteye zarar verecek boyutlara ulaşabilir.

Giriş güç faktörü ve momentin stator akımına oranı yüksek tutulabildiğinden kayma kontrol tekniği geniş bir şekilde kullanılır. Hava aralığı akısı ve kayma hızının her ikisi de sabit tutulduğunda üretilen moment aynı kalacak, ancak verim hava aralığı akısı ve kaymanın sabit tutulduğundaki kadar yüksek olmayacaktır.

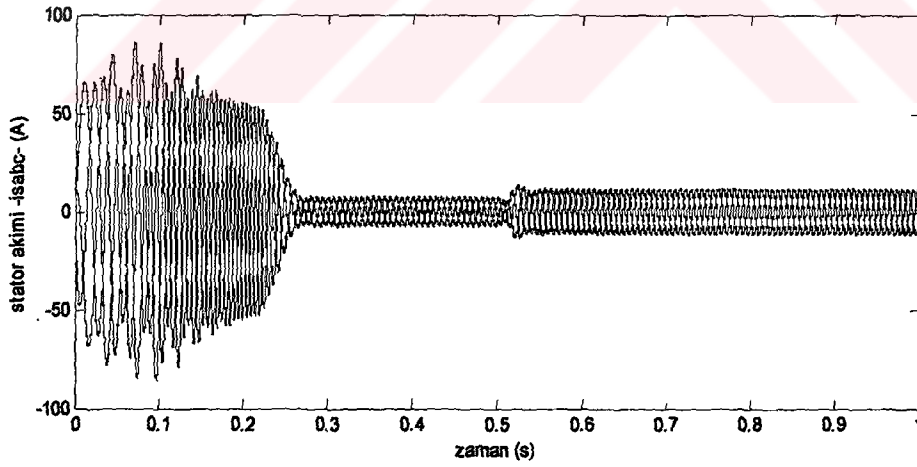
Kayma sabit tutulduğunda kayma hızı uyarma frekansı ile lineer olarak değişecektir ve senkron hız tarafında hız-moment eğrisinin eğimi uyarma frekansı ile düşecektir. Kapalı çevrim hız kontrol çevriminin benzetim sonuçları aşağıda gösterilmiştir. Bu benzetimde düşük frekanslar için gerilim Şekil 3.24'den görüleceği üzere artırılmakta ve rotorun mekanik hızı ayarlanan referans hızda sabit tutulmaktadır ($f_{ref}=25$ Hz).



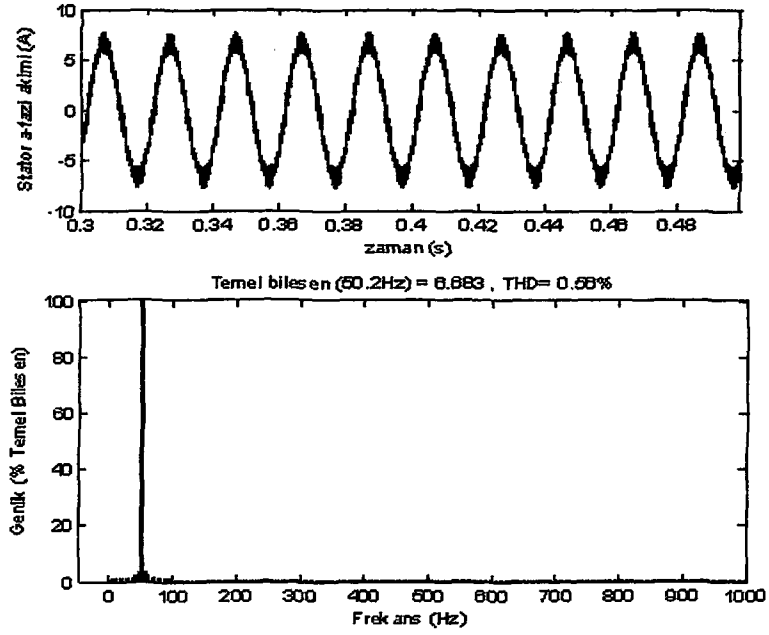
Şekil 3.25 Rotor Hızının Kapalı Çevrim Hız Kontrol Sisteminde Değişimi ($f_{ref}=25$ Hz $f_b=50$ Hz)



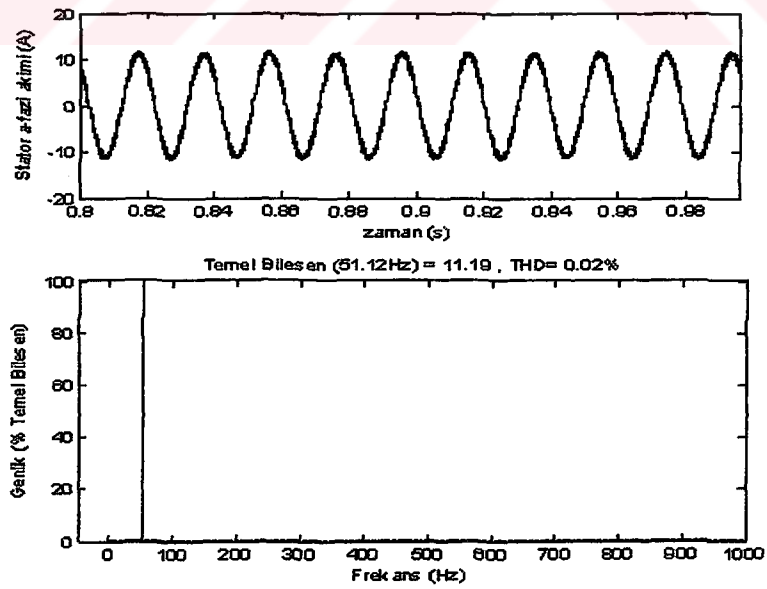
Şekil 3.26 Kapalı Çevrim Hız Kontrol Sisteminde Üretilen Momentin Değişimi ($t=0$ s $T_m=0$ N.m. $t=0.5$ s $T_m=14.24$ N.m. $m_f=105$)



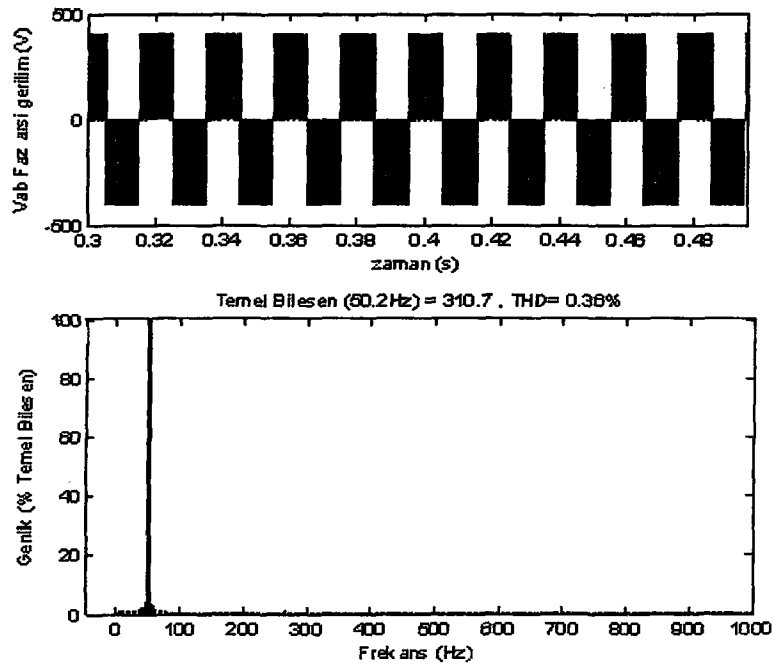
Şekil 3.27 Kapalı Çevrim Hız Kontrol Sisteminde Stator Akımlarının Değişimi ($f_{ref}=25$ Hz $f_b=50$ Hz $m_f=105$)



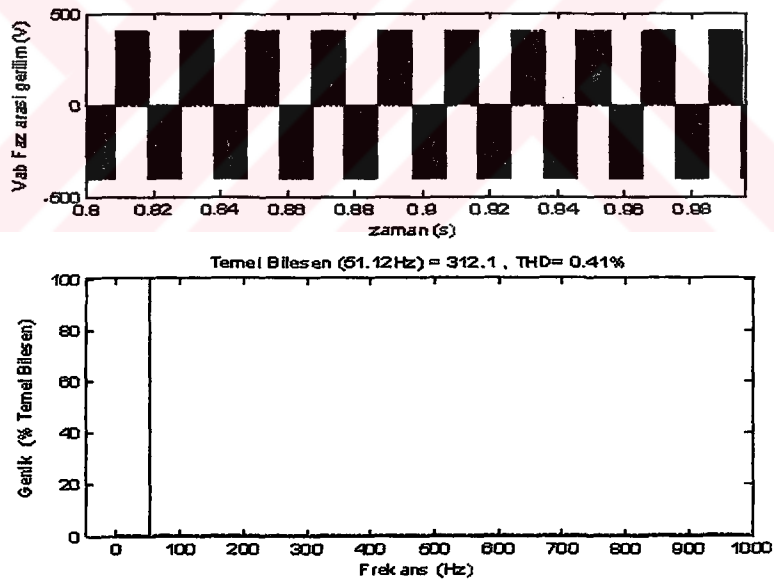
Şekil 3.28 Stator a-Fazı Akım Dalgası ve Harmonik Spektrumu ($T_m=0$ N.m. $f_{ref}=50$ Hz $m_f=105$)



Şekil 3.29 Stator a-Fazı Akım Dalgası ve Harmonik Spektrumu ($T_m=14.24$ N.m. $f_{ref}=50$ Hz $m_f=105$)



Şekil 3.30 Stator Vab Faz Arası Gerilimi ve Harmonik Spektrumu ($T_m=0$ N.m. $f_{ref}=50$ Hz $m_f=105$)



Şekil 3.31 Stator Vab Faz Arası Gerilim ve Harmonik Spektrumu ($T_m=14.24$ N.m. $f_{ref}=50$ Hz $m_f=105$)

Bu benzetimde açık çevrim kontroldekinden farklı olarak hız geri beslemesi alınmış ve bu hız geri beslemesi referans hız ile karşılaştırılarak elde edilen hata işareti bir PI tipi kontrolörden geçirilerek makinanın istenen hızda dönmesi sağlanmaya çalışılmıştır.

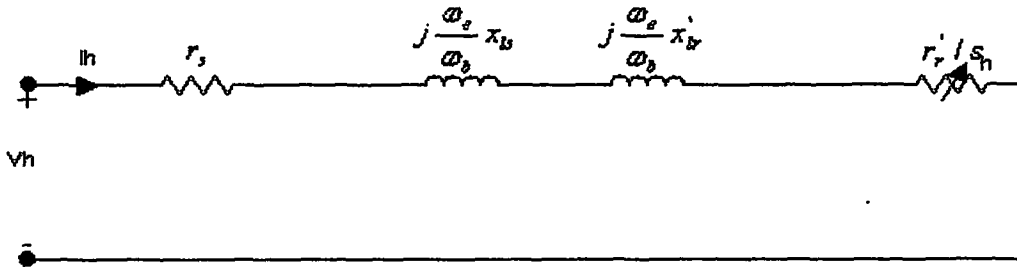
Makina $t=0$ s'de boşa çalışmaya başlamıştır. rotor istenen hıza kısa bir süre sonra ulaşmış ve bu hızda sabit kalmıştır.

Makinaya $t=0.5$ s'de $T_m=14.24$ N.m. değerinde nominal yük momenti uygulanmış ancak referans hızda bir değişikliğe gidilmemiştir. Bu durumda kontrolör çıkışından elde edilen stator frekans değeri, nominal frekans değerinin üzerine çıkmıştır. Gerilim nominal frekansın üzerindeki değerler için sınırlandığından dolayı makinanın hava aralığı akısında zayıflama olacaktır. Bu durumda makina nominal momenti üretemeyeceğinden, rotor hızı referans hız değerinden çok az bir farkla küçük olacaktır. Ancak açık çevrim kontrolle karşılaştırıldığında hız hatasının küçük olduğu görülecektir. Bu durum Şekil 3.6 ve Şekil 3.25 kıyaslığında açıkça görülmektedir. Kapalı çevrim kontrol sistemi için nominal frekans değeri (f_n) için $m_f = 105$ değerinde kabul edilmiştir. Makina boşa çalışırken akım ve gerilim ile bunların harmonik spektrumu Şekil 3.27 ve Şekil 3.30 da, $t=0.5$ s de makinaya nominal yük momenti uygulandıktan sonra akım ve gerilim ile bunların harmonik spektrumu Şekil 3.29 ve Şekil 3.31 de görülmektedir.

3.3. Sinüzoidal Olmayan Beslemenin Asenkron Motor Üzerindeki Etkisi

Önceki bölümlerde motor beslemesinin aralarında 120 derece faz farkı olan 3 fazlı bir sinüzoidal kaynaktan beslendiği varsayılmıştı. Ancak bu bölümde tanıtılan ve pratikte kullanılan kontrolörler aralarında 120 derece olan birbirinin aynı akım ve gerilimlere oluştururlar. Bu gerilim ve akımlarda ana harmoniğin dışında yüksek harmonik bileşenlerde vardır. 3 Fazlı bir gerilim kaynağından beslenen motorun besleme harmoniklerinin etkisi incelenmiştir.

3.3.1. Motor harmonik akımları:



Şekil 3.32 Asenkron Motorun Her Fazına İlişkin Harmonik Eşdeğer Devresi

Motorun besleme geriliminin harmonikli olması durumunda akım da harmonikli olacaktır. Harmoniğe ilişkin aşağıdaki eşdeğer devreden her bir harmoniğin akımı hesaplanarak süper pozisyon ilkesi kullanılıp temel bileşenin yanı sıra tüm diğer harmonik bileşenleri kullanılarak motor akımı hesaplanır.

3 Faz evirici kullanarak beslenen bir asenkron motorda herhangi bir h harmoniğinde (bu pratikte tek olup 3'ün katı olmayacaktır) gerilimin, (V_{ah}, V_{bh}, V_{ch}) bileşenleri tarafından üretilen üretilen akı hava aralığında

$$\omega_{eh} = h\omega_e \quad (3.16)$$

hızıyla döner. $h=6n-1$ ($n=1,2,3\dots$) harmoniklerinin ürettiği akının yönü, temel bileşenin tersi yönde, $h=6n+1$ ($n=1,2,3\dots$) harmoniklerinin ürettiği akı, temel bileşen yönündedir [4]. Rotor akımlarının hesaplanması için kayma değerine gerek vardır. Temel frekans için kayma değeri göz önüne alındığında $h=6n-1$ ($n=1,2,3\dots$) harmonikleri için kayma $6n-s$ ($n=1,2,3\dots$) ve $h=6n+1$ ($n=1,2,3\dots$) harmonikleri için kayma $6n+s$ ($n=1,2,3\dots$) değerindedir. Bu durumda akım

$$I'_h = \frac{V_h}{r_s + r'_r / (6n-s) + jh \frac{\omega_e}{\omega_b} (x_{ls} + x'_{lr})} \quad \text{ve} \quad i'_h = \sqrt{2} I'_h \sin(h\omega_e t - \phi_h) \quad \begin{matrix} (n=1,2,3\dots) \\ (h=1,2,3\dots) \end{matrix} \quad (3.17)$$

eşitliği ile bulunur. (3.17) eşitliğinden de görülmektedir ki 2. bölümde bahsedilen anahtarlama frekansı arttırılarak harmonik dereceleri arttırılabilir. Böylece harmonik akım büyüklükleri küçültülebilir. Ayrıca (3.17) eşitliğinde yüksek frekanslarda dirençlerin harmonik akımına etkisi ihmal edilebilir.

Kare dalga çalışma için 5. ve 7. harmonikler için inceleme yapıldığında bu harmonik akım değerleri

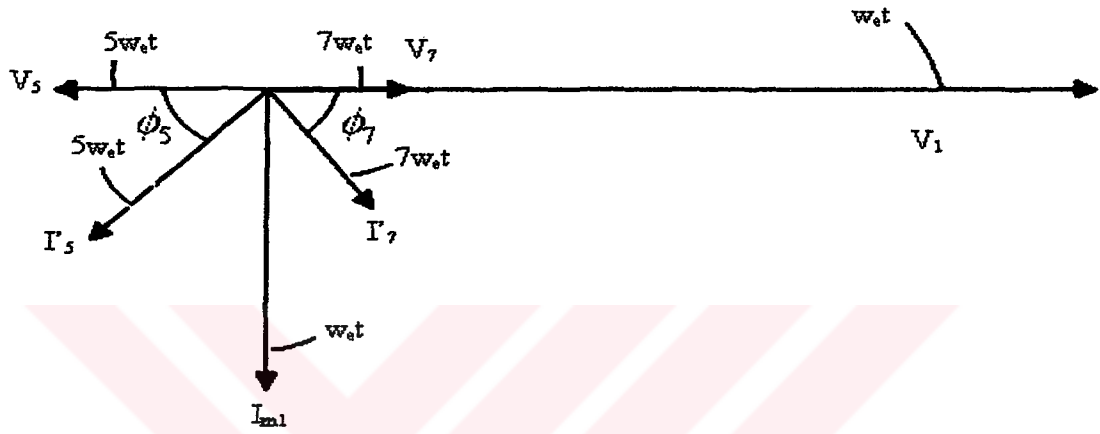
$$I'_5 = \frac{V_1}{5} \frac{1}{r_s + r'_r / (6-s) + j5 \frac{\omega_e}{\omega_b} (x_{ls} + x'_{lr})} \quad \text{ve} \quad i'_5 = \sqrt{2} I'_5 \sin(5\omega_e t - \phi_5) \quad (3.18)$$

$$I'_7 = \frac{V_1}{7} \frac{1}{r_s + r'_r / (6+s) + j7 \frac{\omega_e}{\omega_b} (x_{ls} + x'_{lr})} \quad \text{ve} \quad i'_7 = \sqrt{2} I'_7 \sin(7\omega_e t - \phi_7) \quad (3.19)$$

eşitlikleri ile bulunur. Burada V_1 temel bileşenin etkin değeridir. V_1 gerilimi referans fazör olarak ve mıknatıslanma akımı

$$I_{m1} = \frac{V_1}{x_m} \angle -90^\circ$$

olarak kabul edilip (Harmonik akımlar için x_m 'nin değeri ihmal edilmiştir.) bununla ilgili harmonik fazör diyagram $t=0$ anı için Şekil 3.33 de gösterilmiştir.



Şekil 3.33 Harmonik Fazörleri ($t=0$)

Şekil 3.33 deki fazör diyagramında 5. harmonik ana harmoniğin ters yönünde olduğundan V_5 gerilimi ana harmoniğe zıt fazda, 7. harmonik ana harmonikle aynı yönde olduğundan ana harmonikle aynı fazda görülmektedir. Mıknatıslanma akımı ile 5. harmonik arasındaki açı

$$- [6\omega_e t + (90 - \phi_5)] \quad (3.20)$$

Mıknatıslanma akımı ile 7. harmonik arasındaki açı

$$6\omega_e t + (90 - \phi_7) \quad (3.21)$$

eşitlikleri ile ifade edilir.

3.3.2. Moment salınımları

Statoru besleyen kaynakta harmoniklerin varlığı momentte salınım bileşenlerine neden olur. Bu durum önceki kısımdaki benzetim sonuçlarından da görülmektedir. Düşük frekansta oluşan salınım momentleri performansı bozan hız salınımlarına ve motor milinde malzeme yorgunluğuna sebep olur. Örnek olarak kare dalga çalışmada 5. ve 7. harmoniklerin salınım momentlerinin oluşumu ayrı ayrı göz önüne alınarak daha iyi anlaşılabilir.

Birinci bölümde momentin oluşumunu sağlayan etkenin rotor alanı ile döner alan arasındaki etkileşim olduğundan söz edilmiştir. Harmonik akımlar hava aralığında ve rotorda harmonik alanlar oluşturacaktır. Harmonik alanlardan rotorda ve hava aralığında aynı hızda olanlar rotorda bir salınım momenti oluşturmazlar ancak farklı hızdaki alanlar etkileşerek bir salınım momenti oluştururlar.

Kare dalga çalışmada 5. ve 7. harmonikler için bu durum şu şekilde açıklanabilir. Beslemedeki 7. harmonik hava aralığının temel bileşeni ve rotorla aynı yönde $7\omega_e$ lik hızla dönen hava aralığı bileşenine ve rotorda da $6+s$ hızında dönen bir alan oluştururlar.

Ana harmonik hava aralığı alanı ve rotor alanı aynı hızda döndüklerinden bir salınım meydana getirmezler. Aynı şekilde 7. harmonik hava aralığı alanı ve rotor alanı arasında da bir salınım meydana gelmez.

Ana harmonik hava aralığı alanı ile 7. harmonik rotor alanı arasında ve 7. harmonik hava aralığı alanı ile ana harmonik rotor alanı arasında $6\omega_e$ bağıl hız vardır. Bu etkileşimlerin ikisi de 6. harmonik frekansıyla salınan moment oluştururlar. Beslemedeki 5. harmonik rotora göre ters yönde $5\omega_e$ hızında dönen bir hava aralığına sebep olur. Burada da 7. harmonikte olduğu gibi rotor ve hava aralığı akısının 1. ve 5. harmonikleri arasında $6\omega_e$ bağıl hızı vardır ve 6. harmonik frekansında salınan moment oluştururlar [4],[8].

Yukarıda açıklandığı üzere 5. ve 7. harmonikler birleşerek 6. harmonik frekansında salınım yapan bir moment oluştururlar ve oluşturdukları moment

$$T_{emh} = \frac{3P}{2} \frac{V_1}{x_{m1}} \left(-I'_5 \sin(6\omega_e t + 90 - \phi_5) + I'_7 \sin(6\omega_e t + 90 - \phi_7) \right) \quad (N.m.) \quad (3.22)$$

eşitliği ile ifade edilir.

Moment salınımları dışında harmonik akımlar rotor ve stator da ek kayıplara da neden olurlar. Stator ve rotor sargılarının her bir fazında oluşan bakır kayıpları

$$\Delta P_{cu} = \sum_{h=2}^{\infty} (r_s + r_r') I_h^2 \quad (W) \quad (3.23)$$

olarak ifade edilir. Deri olayı nedeniyle (3.23) ifadesinde yer alan dirençlerin frekansla arttığı ancak bu artışın doğrusal olmadığı unutulmamalıdır. Makinada ayrıca eddy ve histerisiz kayıpları da meydana gelmektedir. Bu ve diğer ekstra kayıplar motorun geometrisi ve kullanılan manyetik malzeme, lamel kalınlıkları ile yakından ilgilidir [4].

BÖLÜM 4. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada asenkron makinanın çalışma prensipleri, elektriksel karakteristikleri ile moment ve hız arasındaki ilişki incelenmiştir. Makinanın hızının kontrol edilmesi için kullanılan yöntemlerden Skaler hız kontrol yöntemi ile hız kontrol edilirken aralarında belirli bir oran bulunan değişken frekans ve gerilimin elde edilmesi için anahtarlama elemanlarına ihtiyaç duyulduğu görülmektedir. Makinanın salınımsız bir moment üretmesi ancak kaynak akımının harmoniklerden arındırılması ile mümkündür. Ancak bu çalışmada gösterildiği gibi bu durum anahtarlama frekansının çok büyük değerlerinde gerçekleşebilir. Günümüz teknolojinin geldiği noktada anahtarlama elemanı olarak kullanılan yarı iletkenlerin anahtarlama frekansları kHz'ler mertebesinde olmasına rağmen, artan frekansla bu anahtarlama elemanlarında meydana gelen güç kaybı artışı sebebiyle verim düşmektedir. Bu durum daha az tetikleme sayısı ile istenen akım ve gerilim dalgalarını elde etmek için başka yöntemler geliştirilmesini zorunlu kılmaktadır.

Bu çalışmada geliştirilen makina modeli belirli varsayımlar yapılarak gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen bu model Matlab asenkron makina bloğu ile aynı gerilim ve yük şartları altında aynı sonuçları vermiştir. Ancak Matlab asenkron makina bloğunun altında yürütülen program ve araç kutularına ulaşmak mümkün değildir. Bundan dolayı Matlab'ın bu modeline müdahale edilemez.

Doyma, akım yığılması, stator sargılarının stator çevresine düzgün dağılmamasından dolayı oluşan etkilerini, Matlab'ın makina modelini kullanarak simüle etme olanağı yoktur. Bu sebeple yukarıda sayılan bu sebepleri simüle etmek isteyen bir araştırmacı asenkron makina modelini yeniden tasarlamak zorunda kalacaktır. Ancak geliştirilen bu model böyle bir sorunu ortadan kaldırmaktadır. Böylece isteyen bir araştırmacı bu tezin birinci bölümünde varsayılan özelliklere göre tasarlanan bu modeli kendi çalışmaları doğrultusunda kullanabilir.

Ayrıca asenkron makina doğrusal olmayan bir yapıda olduğundan dolayı giriş ve çıkış büyüklükleri arasında bütün çalışma noktaları için geçerli bir transfer fonksiyonu ilişkisi yoktur. Bu sebeple sistemin belirli çalışma noktaları için doğrusallaştırılması gerekir. Geliştirilen bu model kullanılarak Matlab ortamında asenkron makina doğrusallaştırılabilir ve belirlenen çalışma noktaları için transfer fonksiyonları bulunarak makinaya uygun kontrolör tasarlanabilir.



KAYNAKLAR

- [1] SARIOĞLU, M. K., GÖKAŞAN M., BOĞOSYAN S. : “Asenkron Makinalar ve Kontrolü”, Birsen Yayınevi, s.135-184, s.246-265, İstanbul, 2003
- [2] CHEE, M. O. : “Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink”, Prentice Hall , p. 167-212, p. 415-432, New Jersey, 1998
- [3] KUO C. B. , Çev. BİR A. : “Otomatik Kontrol Sistemleri”, Literatür Yayınları, s.192-194, İstanbul,1999
- [4] MOHAN N., UNDELAND T. M., ROBBINS W. P. Çev. TUNCAY N., GÖKAŞAN M., BOĞOSYAN S. : “Güç Elektroniği”, Literatür Yayınları s.215-263, s.428-454, İstanbul, 2003
- [5] PAUL C. K., WASYNCZUK O., SUDHOFF S. D. : “Analysis of Electric Machinery and Drive Systems”, IEEE Pres, p. 481-519, NJ, 2002
- [7] VALENTIME, R. : “Motor Control Electronics Handbook”, Mc Graw Hill, New York, 1998
- [8] EL-HAWARY,M.E.:” Principles of Electric Machines with Power Electronic Applications”,IEEE Pres.,p.330-360,New York,2002
- [8] HINDMARSH, J., RENFREW A. : “Electrical Machines and Drive Systems”, Oxford, Butter Wurth Heineman,p.77-123, England, 1996
- [9] “Power System Blockset for use with Simulink”, Math Works, Nattick, 2000
- [10] Zarringhalam, A. M., Kazerani Mehrdad : “A Dynamic Model For Studying The Behaviour Of Induction Generators”, Electrimacs 2002

EKLER

EK-A: Asenkron Makina Matematiksel Modelinin Doğrusallaştırılması

%*****

% Bu program kodları ile Bölüm-1 Şekil 1.5 te verilen asenkron makina modelinden
%belirlenen çalışma noktaları için makinanın kutup ve sıfırlarını bulmak için
%kullanılır

%*****

% TRIM: Bir simülasyon sistemi için sürekli hal parametrelerini bulur. Belirli

% giriş, çıkış ve durum koşullarını karşılayan sürekli hal parametrelerine

% uygun çözer.

% LINMOD: Sıralı diferansiyel denklemden lineer model çıkarır

% ss2tf: Durum uzayı modelinden transfer fonksiyonunun pay ve paydasındaki

% katsayıları bulur.

% tf2zpk: Transfer fonksiyonu katsayılarını kullanarak kutup, sıfır ve kazancı

% bulur.

%*****

% Vm Faz-nötr arası gerilimin genliği

% Tmek Makinaya uygulanan yük momentini

% x Makinanın durum değişkenlerini

% y Makinanın çıkışlarını

% u Makinanın girişlerini

% xg Makinanın durum değişkenlerinin başlangıç koşullarını

% yg Makinanın çıkışlarının başlangıç değerlerini

% göstermektedir.

%*****

clc

$V_m = 220 \cdot \sqrt{2/3}$;

$P_{siqso} = 0.8 \cdot V_m$;

$P_{sipqro} = 0.8 \cdot V_m$;

$P_{sidso} = 0$;

$P_{sipdro} = 0$;

wrbywbo=1;

[sizes,xO,xstr]=asenkron7([],[],[],0)

T=0

xg=[P_{siqso};P_{sipqro};P_{sidso};P_{sipdro};wrbywbo]

yg=[0;0;-0;1];

Tmek=T

u=[V_m;0;Tmek];

x=xg;

y=yg;

iu=[1;2;3]

```
ix=[];  
iy=[];  
[x,u,y,Dx]=trim('asenkron7',x,u,y,ix,iu,iy);  
[A,B,C,D]=linmod('asenkron7',x,u)  
bt=B(:,3);  
ct=C(4,:);  
dt=D(4,3);  
[pay,payda]=ss2tf(A,bt,ct,dt,1)  
[z,p,k]=tf2zpk(pay,payda)
```

EK-B: Sabit Gerilim Kaynağından Beslenen Asenkron Makinanın Karakteristik Eğrilerine Ait Program

%*****

% Bu program kodunda

%rs stator direncini

%rr rotor direncinin statora indirgenmiş değeri

%xls stator kaçak reaktansını

%xlr rotor kaçak reaktansını

%J rotor atalet momenti sabitini gösterir.

%Ias Stator akımının etkin değerini

%Iar rotor akımının etkin değerini

%Pf güç çarpanını

%s kaymayı

%P makinanın kutup sayısını

%Tem makina tarafından üretilen elektromanyetik momenti

%göstermektedir.

%*****

clear

clc

Vas=220/sqrt(3); % a fazı gerilim etkin değeri

rs=0.1062;

rr=0.0764;

$xls=0.2145;$

$xlr=0.2145;$

$xm=5.834;$

$J=2.8;$

$we=60;$

$P=4;$

$ns=4*\pi*we/P;$

$s=(1:-0.00001:0.00001);$

$Zin=rs+xls*i+((xm*(rr./s+xlr*i)*i)/(rr./s+(xlr+xm)*i));$

$Ias=Vas./Zin;$

$Vth=((xm*i)/(rs+(xls+xm)*i))*Vas;$

$Zth=(xm*(rs+xls*i)*i)/(rs+(xls+xm)*i);$

$rth=real(Zth);$

$xth=imag(Zth);$

$Sn=3*Vas.*conj(Ias);$

$pf=atan(imag(Sn)/real(Sn));$

$Iar=sqrt(((xm^2)*(abs(Ias)).^2)/((rr./s).^2+(xlr+xm)^2));$

$Tem=(3*P*(abs(Vth)).^2.*(rr./s))/(2*we*((rth+rr./s).^2+(xth+xlr).^2));$

EK-C: Sabit Akım Kaynağından Beslenen Asenkron Makinanın Karakteristik Eğrilerine Ait Program

%*****

% Bu program kodunda

%rs stator direncini

%rr rotor direncinin statora indirgenmiş değeri

%xls stator kaçak reaktansını

%xlr rotor kaçak reaktansını

%J rotor atalet momenti sabitini gösterir.

%Ias Stator akımının etkin değerini

%Iar rotor akımının etkin değerini

%Pf güç çarpanını

%s kaymayı

%P makinanın kutup sayısını

%Tem makina tarafından üretilen elektromanyetik momenti

%göstermektedir.

%*****

clear

clc

Ias=60;

rs=0.1062;

rr=0.0764;

```

xls=0.2145;

xlr=0.2145;

xm=5.834;

J=2.8;

we=60;

P=4;

ns=4*pi*we/P;

s=(1:-0.00001:0.00001);

Zin=rs+xls*i+((xm*(rr./s+xlr*i)*i)/(rr./s+(xlr+xm)*i));

Vas=Ias*Zin;

Vth=((xm*i)/(rs+(xls+xm)*i))*Vas;

Zth=(xm*(rs+xls*i)*i)/(rs+(xls+xm)*i);

rth=real(Zth);

xth=imag(Zth);

Sn=3*Vas.*conj(Ias);

pf=atan(imag(Sn)/real(Sn));

Iar=sqrt(((xm^2)*(abs(Ias)).^2)/((rr./s).^2+(xlr+xm)^2));

Tem=(3*P*(abs(Vth)).^2.*(rr./s)./(2*we*((rth+rr./s).^2+(xth+xlr).^2));

```


EK-D: Benzetimlerde Kullanılan Asenkron Makina Modelinin Parametre Değerlerinin Yüklenmesi İçin Yazılan .M Dosya

% Burada;

%fn nominal frekans

%wb temel açısal hız

%wm mekanik hız

%rs stator direnci

%rpr statora indirgenmiş rotor direnci

%xls stator kaçak endüktansı

%xplr statora indirgenmiş rotor kaçak endüktansı

%xm ortak endüktans

% J eylemsizlik momentidir.

%Sn asenkron makinanın nominal gücüdür.

%%%

clear

P=4;

B=0;

Vn=220;

fn=50;

wb=2*pi*fn;

wm=(2/P)*wb;

rs=0.435;

$xls=0.754;$

$rpr=0.816;$

$xplr=0.754;$

$xm=26.13;$

$J=0.089;$

$Sn=3*746;$

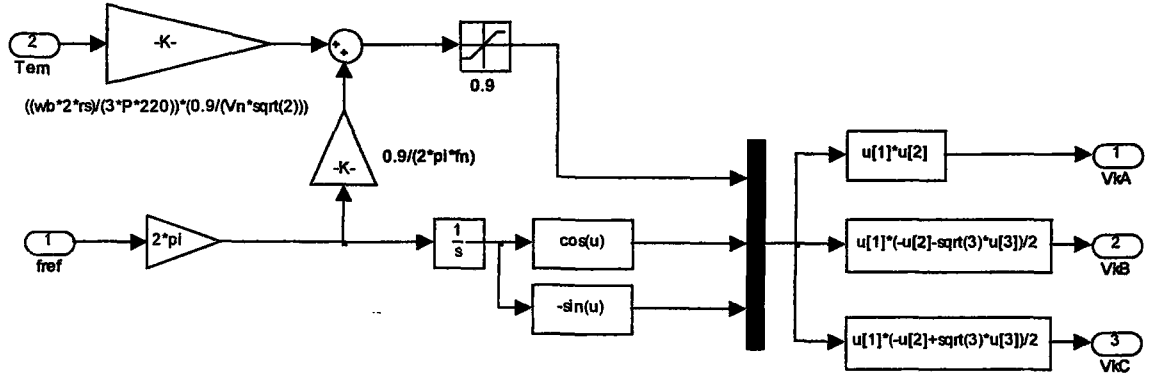
$xM=(1/xm)+(1/xls)+(1/xplr);$

$xM=1/xM;$

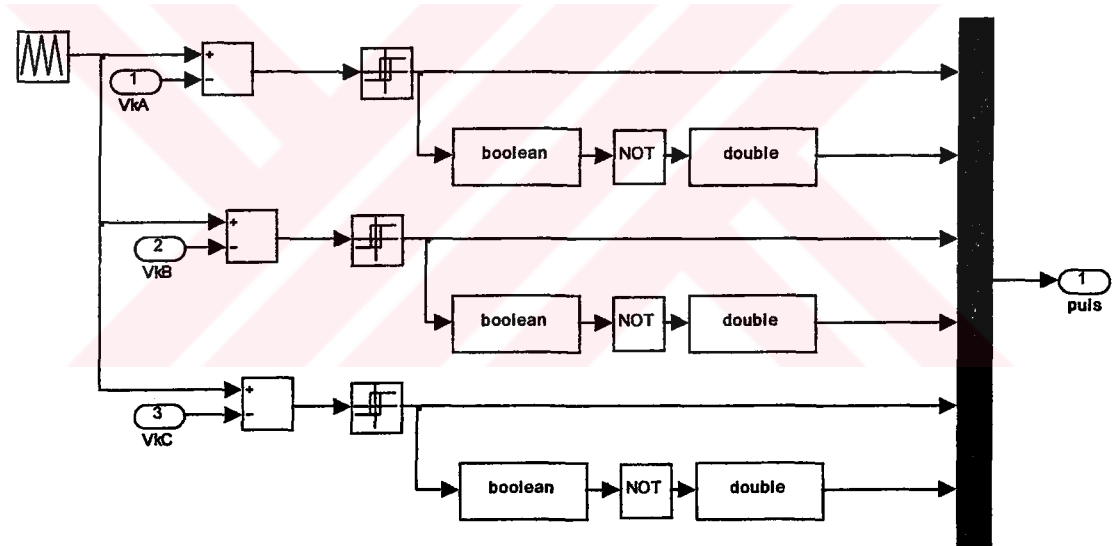
$Tf=((3/2)*P/(2*wb))*(wm/Sn)*(xM/(xls*xplr));$

$H=(J*(wm^2))/(2*Sn)$

EK-E: 3 Faz Kontrol Dalgasının Ve Pwm Darbelerinin Elde Edilmesi

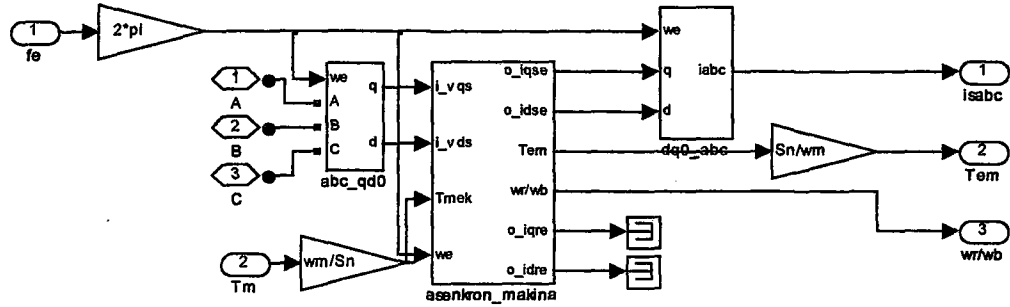


EK-E 3-Fazlı Kontrol Dalgasının Oluşturulması

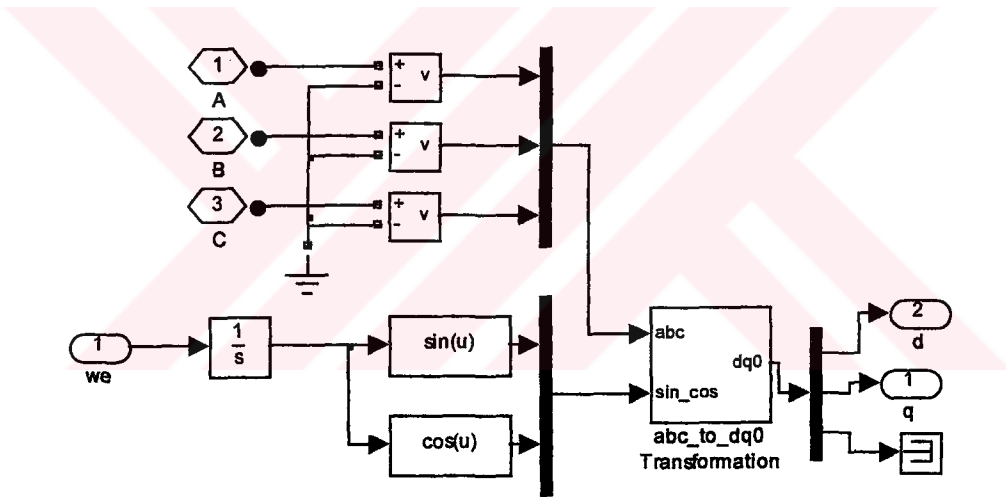


EK-E Sinüs-üçgen Karşılaştırması ile PWM Darbelerinin Elde Edilmesi

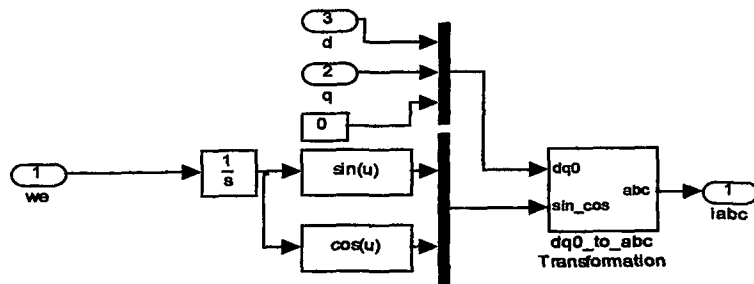
EK-F: Asenkron Makina Modeli



Ek-F Asenkron Makina Modeli

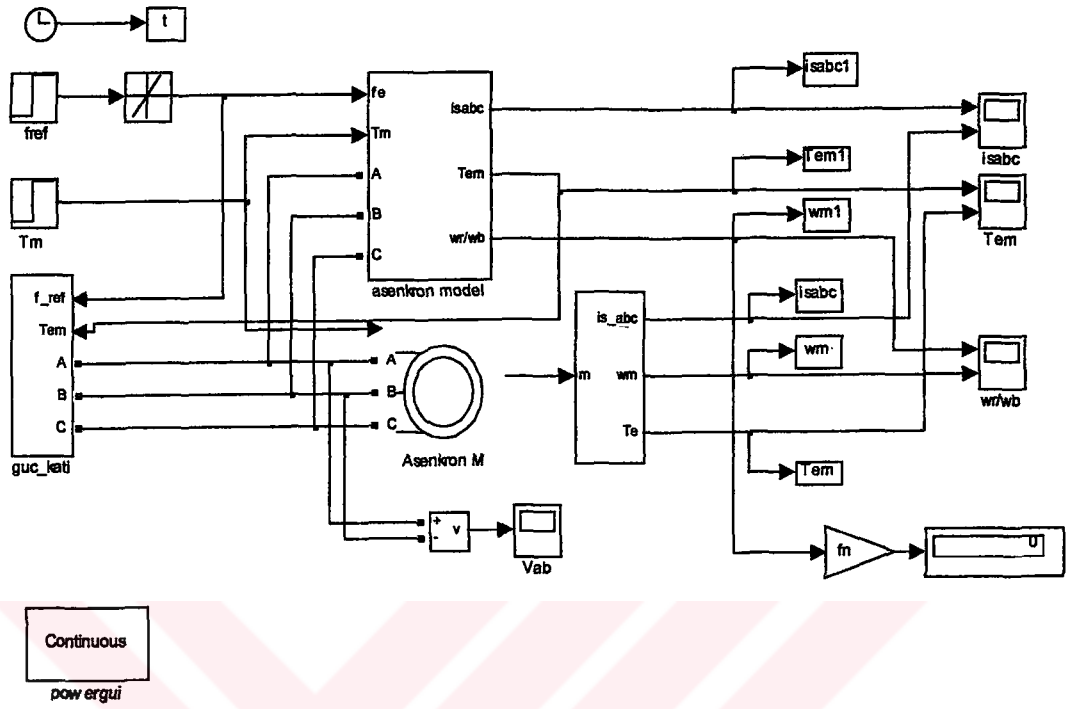


EK-F abc- qd0 Dönüşümü Simulink Diyagramı



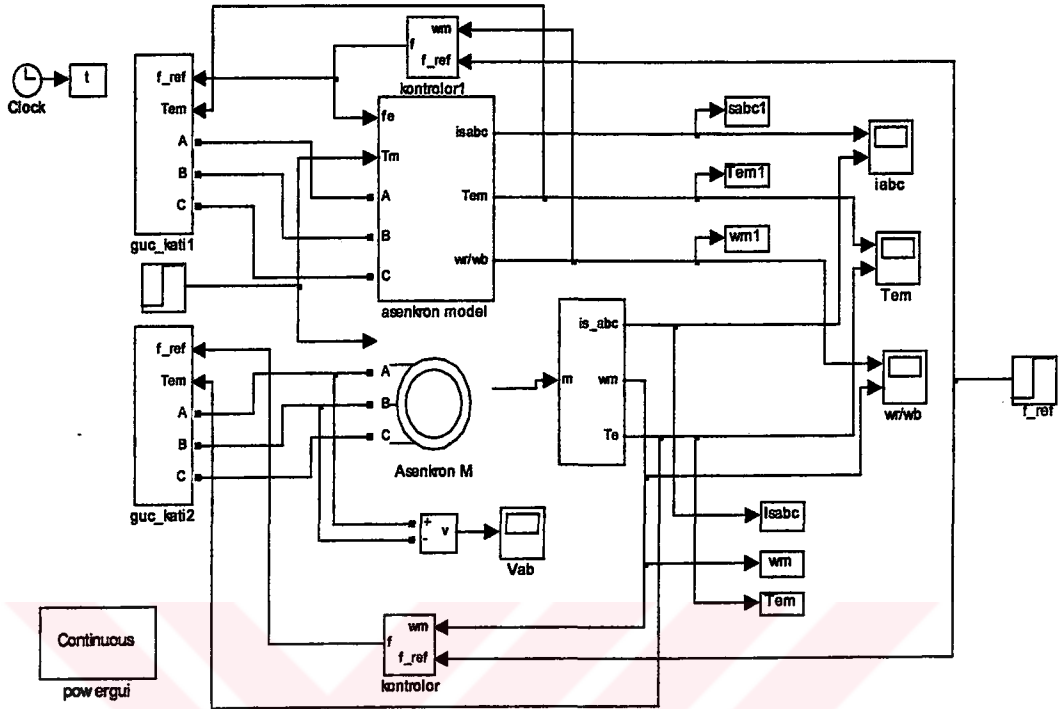
EK-F qd0-abc Dönüşümü Simulink Diyagramı

EK-G: Açık Çevrim Hız Kontrol Simulink Diyagramı

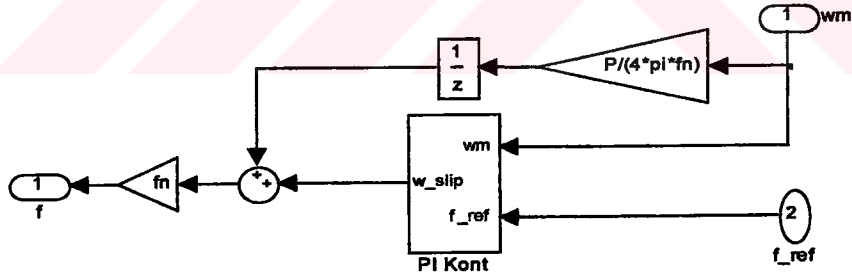


Açık Çevrim Hız Kontrol Sistemi Simulink Diyagramı

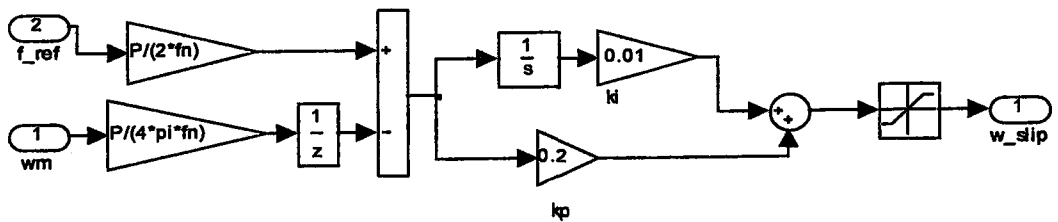
EK-H: Kapalı Çevrim Hız Kontrol Simulink Diyagramı



EK-H Kapalı Çevrim Kontrol Sistemi Simulink Diyagramı



EK-H Ayrıntılı Kontrolör Gösterimi



EK-H PI Kontrolörün Ayrıntılı Gösterimi

ÖZGEÇMİŞ

Nusret Güzel 1980 Erzincan doğumludur. İlköğrenimini Havacılar İlkokulu ve Vali Münir Raif Güney İlköğretim Okulu'nda, lise öğrenimini Eskişehir TCDD Meslek Lisesi'nde tamamladıktan sonra 1997 yılında Sakarya Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde yüksek öğrenimine başlamıştır. Aynı yıl TCDD bünyesinde göreve başlamıştır. 2002 yılında Sakarya Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden mezun olmuştur. 2003 yılında Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim dalı Elektronik bilim dalında yüksek lisans öğrenimine başlamıştır. Halen TCDD bünyesinde çalışmaya devam etmektedir.