

**FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLU
TAHRİK SİSTEMLERİNDE
ONİKİ DARBELİ SÜRÜCÜ**

DOKTORA TEZİ

Y. Müh. Latif TEZDUYAR

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 5 Haziran 1997

Tezin Savunulduğu Tarih : 10 Ekim 1997

Tez Danışmanı : Prof. Dr. M. Emin TACER

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Faik MERGEN

Prof. Dr. R. Nejat TUNÇAY 6.11.97

Prof. Dr. Yorgo İSTEFANOPULOS 6.11.1997

Prof. Dr. Remzi GÜLGÜN

7.11.1997
M. Emin Tacer
7/11/97
6.11.1997
Y. Nejat Tunçay
6.11.1997
Y. İstefanopulos
R. Gülgün

ÖNSÖZ

Yalnız bu tez çalışması sırasında değil, tüm üniversite yaşamım boyunca yapıcı eleştirilerle bana sürekli destek veren ve değerli yardımlarını esirgemeyen danışman hocam, Sayın Prof. Dr. M. Emin TACER'e teşekkürlerimi sunmayı bir borç bilirim.

Ayrıca tezin değişik aşamalarında bana destek olan Sayın Fehmi SÖNMEZÖZ'e, Sayın Kerem ERENAY'a ve Arçelik A.Ş. AR&GE Merkezi yöneticilerine teşekkür ederim.

Latif TEZDUYAR

Haziran 1997

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	ii
SEMBOL LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ	vii
TABLO LİSTESİ	xv
ÖZET	xvi
SUMMARY	xvii
BÖLÜM 1 GİRİŞ	1
BÖLÜM 2 SÜREKLİ MİKNATISLI FIRÇASIZ TAHRİK SİSTEMLERİNİN İRDELENMESİ VE MOMENT DARBELERİNİN ÖNLENMESİNE YÖNELİK LİTERATÜRDE YER ALAN ÇALIŞMALAR	5
2.1 Uygulamada Moment Titreşiminin Önemi ve SMFM'lu Tahrik Sistemlerinin İrdelenmesi	6
2.1.1 Sinüsoidal SMFM'lu tahrik sistemleri	7
2.1.2 Trapezoidal SMFM'lu tahrik sistemleri	8
2.2 SMFM'larda Moment Darbesi Tanımları ve En Azlanmasına Yönelik Daha Önce Yapılan Çalışmalar	10
2.3 Darbeli Moment En Azlanmasında Motor Tasarım Teknikleri	11
2.4 Darbeli Moment En Azlanmasında Denetleyici Tasarım Teknikleri	20
BÖLÜM 3 ÇALIŞMANIN GEREKÇESİ VE AMACI	36
BÖLÜM 4 ALTI DARBELİ TRAPEZOİDAL BESLEME SEÇENEKLERİ	56
4.1 120° Elektriksel İletim Açılı Trapezoidal Besleme	58
4.1.1 Altı darbeli 120° iletim açılı trapezoidal besleme matematik modeli	65

	<u>Sayfa No</u>
4.1.2 Altı darbeli 120° iletim açılı trapezoidal besleme sayısal benzetim sonuçları	89
4.2 180° Elektriksel İletim Açılı Trapezoidal Besleme	96
4.2.1 Altı darbeli 180° iletim açılı trapezoidal besleme matematik modeli	102
4.2.2 Altı darbeli 180° iletim açılı trapezoidal besleme sayısal benzetim sonuçları	117
4.3 Sayısal Benzetim Sonuçlarının Yorumu	122
BÖLÜM 5 SMFM'LU TAHRİK SİSTEMLERİNDE ONİKİ DARBELİ BESLEME YAPISI	130
5.1 Genel	130
5.2 Oniki Darbeli Besleme Yaklaşımında Komutasyon Yapısı	133
BÖLÜM 6 ONİKİ DARBELİ BESLEME MATEMATİK MODELİ VE SAYISAL BENZETİMİ	140
6.1 Matematik Model	140
6.2 Sayısal Benzetim Sonuçları	169
BÖLÜM 7 TRAPEZOİDAL ONİKİ DARBELİ BESLEMEDE DENETİM YAPISI	175
7.1 SMFM'lu Tahrik Sistemlerinde Yaygın Olarak Kullanılan DGM Teknikler	178
7.2 Oniki Darbeli Beslemede Akım Denetim Tekniği	186
7.3 Oniki Darbeli Besleme Yapısı ve Önerilen Denetim Yaklaşımının Matlab-Simulink Modeli	217
7.4 Sayısal Benzetim, Deney ve Denetim Sonuçlarının Yorumu	233
SONUÇLAR VE ÖNERİLER	239
KAYNAKLAR	246
EK A	252
EK B	253
ÖZGEÇMİŞ	260

SEMBOL LİSTESİ

n	: Devir hızı
ω_e	: Elektriksel açısal frekans
ω	: Rotor açısal hızı
ω_{bw}	: Hız denetim çevrimi cevap zamanı
p	: Motor çift kutup sayısı
$e_{a,b,c}$	: Motor fazlarında endüklenen gerilim ani değerleri
$k_{a,b,c}$	: Motor fazlarına ait moment sabiti ani değerleri
θ_e	: Elektriksel rotor konum açısı
θ	: Mekanik rotor konum açısı
ϕ	: Faz açısı
I	: Faz akımı tepe değeri
K	: Motor moment sabiti tepe değeri
M_{motor}	: Motor momenti
$M_{yük}$	: Yük momenti
M_{ort}	: Ortalama mil momenti
I_{hata}	: Denetim sisteminde akım hatası
t	: Zaman
$H_{A,B,C}$	: Fazlara ait rotor konum algılayıcıları
$i_{a,b,c}$	: Fazlara ait ani akım değerleri
i_L	: Şebeke akımı
L, M	: Öz ve karşıt endüktans

V_{DC}	: Doğru akım bara gerilimi
R	: Faz direnci
J	: Eylemsizlik sabiti
D_M	: Moment dalgalılık katsayısı
V_s	: Şebeke besleme gerilimi
T_L	: Güç anahtarı kesim süresi
T_H	: Güç anahtarı iletim süresi
I_H	: Histeresis akım bandı üst sınırı
I_O	: Histeresis akım bandı alt sınırı
ΔI	: Histeresis akım denetim bant genişliği
$E_1, \dots, E_{12}$	: Besleme adımlarında eşdeğer endüklenen gerilim değerleri
β	: Endüklenen trapezoidal gerilim şeklinde, düz tepe bölge genişliği

ŞEKİL LİSTESİ

		<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1a	Trapezoidal beslemede ideal endüklenen gerilim ve akım dalga şekilleri	8
Şekil 2.1b	Sinüsoidal beslemede ideal endüklenen gerilim ve akım dalga şekilleri	8
Şekil 2.2a	Yüzey mıknatıslı sinüsoidal motor kesiti	8
Şekil 2.2b	Gömme mıknatıslı sinüsoidal motor kesiti	8
Şekil 2.3a	Blok mıknatıslı rotor tasarımı	16
Şekil 2.3b	Magnetik kılıflı rotor tasarımı	16
Şekil 2.3c	Değişken hava aralığı ile rotor tasarımı	16
Şekil 2.3d	Paralel şoklama ile rotor tasarımı	16
Şekil 2.3e	Radyal şoklama ile rotor tasarımı	16
Şekil 2.3f	Farklı cins mıknatıslarla rotor tasarımı	16
Şekil 2.4a	Klasik stator yapısı	19
Şekil 2.4b	Yalancı oluklu stator yapısı	19
Şekil 2.4c	Yalancı oluk ve dişli stator yapısı	19
Şekil 2.5	Darbeli moment en azlanmasında kullanılan programlanmış akım temelli denetim yapısı blok diyagramı	22
Şekil 2.6	Darbeli moment en azlanmasında, moment kestirimci yapının basitleştirilmiş blok diyagramı	26
Şekil 2.7	Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde temel besleme elektronığı	28

Şekil 2.8	Düşük hızla çalışmada komutasyon akım çöküşü ve moment sıçraması	29
Şekil 3.1	SMFM un klasik doğru akım motor yaklaşımı ile hız denetim çevrimi	38
Şekil 3.2	SMFM lu tahrik sistemlerinde klasik kapalı çevrim denetim yapısı	40
Şekil 4.1	Üç fazlı, iki kutuplu bir SMFM da rotor konum algılayıcıları ve güç elektroniği anahtarları	60
Şekil 4.2	Üç fazlı SMFM lu bir tahrik sisteminde faz akımı dalga şekilleri ve beslemenin rotor konum açısına bağlı değişimi	61
Şekil 4.3	Komutasyon adımlarında faz akım yönleri, bileşke MMK vektörü ve bir elektriksel çevrim sonunda oluşturulan stator MMK yıldızı	62
Şekil 4.4	Üç fazlı SMFM temelli tahrik sistemi eşdeğer devresi	67
Şekil 4.5	SMFM lu tahrik sisteminde da bara matematik modeline temel oluşturan elektriksel eşdeğer devre yapısı	68
Şekil 4.6	Üç fazlı, tam dalga güç elektroniği besleme devreli SMFM lu tahrik sistemi	69
Şekil 4.7	Bir elektriksel çevrim boyunca, faz sargılarında yıldız noktasına göre endüklenen gerilim dalga şekilleri	71
Şekil 4.8a	$30<\theta_{\text{elk}}<90$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	73
Şekil 4.8b	$30<\theta_{\text{elk}}<90$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	73
Şekil 4.9a	$90<\theta_{\text{elk}}<150$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	76
Şekil 4.9b	$90<\theta_{\text{elk}}<150$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	76
Şekil 4.10a	$150<\theta_{\text{elk}}<210$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	78
Şekil 4.10b	$150<\theta_{\text{elk}}<210$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	78
Şekil 4.11a	$210<\theta_{\text{elk}}<270$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	80
Şekil 4.11b	$210<\theta_{\text{elk}}<270$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	80

Şekil 4.12a	$270^\circ < \theta_{\text{elk}} < 330^\circ$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	82
Şekil 4.12b	$270^\circ < \theta_{\text{elk}} < 330^\circ$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	82
Şekil 4.13a	$330^\circ < \theta_{\text{elk}} < 30^\circ$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	83
Şekil 4.13b	$330^\circ < \theta_{\text{elk}} < 30^\circ$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	83
Şekil 4.14	Trapezoidal beslemeli SMFM un kesiti	90
Şekil 4.15	Sayısal benzetim denetim blok diyagramı	92
Şekil 4.16	50 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	93
Şekil 4.17	300 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	93
Şekil 4.18	800 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	94
Şekil 4.19	1000 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	94
Şekil 4.20	1100 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	95
Şekil 4.21	1200 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	95
Şekil 4.22	180° elektriksel iletim açılı trapezoidal beslemede, bir elektriksel çevrim boyunca, faz sargılarında endüklenen gerilim dalga şekli ve komutasyon adımları	98
Şekil 4.23	İdeal koşullarda faz akımı dalga şekilleri ve yönleri	100
Şekil 4.24	180° iletimli trapezoidal beslemede, komutasyon adımlarında faz akım yönleri, bileşke MMK vektörü ve bir elektriksel çevrim sonunda oluşturulan stator MMK yıldızı	101
Şekil 4.25a	$0^\circ < \theta_{\text{elk}} < 60^\circ$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	105
Şekil 4.25b	$0^\circ < \theta_{\text{elk}} < 60^\circ$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	105

Şekil 4.26a	$60\langle\theta_{elk}\rangle 120$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	107
Şekil 4.26b	$60\langle\theta_{elk}\rangle 120$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	107
Şekil 4.27a	$120\langle\theta_{elk}\rangle 180$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	108
Şekil 4.27b	$120\langle\theta_{elk}\rangle 180$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	108
Şekil 4.28a	$180\langle\theta_{elk}\rangle 240$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	110
Şekil 4.28b	$180\langle\theta_{elk}\rangle 240$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	110
Şekil 4.29a	$240\langle\theta_{elk}\rangle 300$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	111
Şekil 4.29b	$240\langle\theta_{elk}\rangle 300$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	111
Şekil 4.30a	$300\langle\theta_{elk}\rangle 360$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	113
Şekil 4.30b	$300\langle\theta_{elk}\rangle 360$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	113
Şekil 4.31	50 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	119
Şekil 4.32	200 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	119
Şekil 4.33	800 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	120
Şekil 4.34	1000 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	120
Şekil 4.35	1200 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	121

Şekil 4.36	1300 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	121
Şekil 4.37	120° ve 180° elektriksel iletim açılı, altı darbeli beslemeli trapezoidal SMFM lu tahrik sistemi denetim ve güç elektroniği devresi	124
Şekil 4.38	120° iletim açılı beslemede, sayısal benzetim ve deney sonuçları	125
Şekil 4.39	180° iletim açılı beslemede, sayısal benzetim ve deney sonuçları	125
Şekil 4.40	120° elektriksel iletimli beslemede ortalama momente göre dalgalılık katsayısı değişimi	127
Şekil 4.41	180° elektriksel iletimli beslemede ortalama momente göre dalgalılık katsayısı değişimi	127
Şekil 5.1	Oniki darbeli beslemede faz akım yönleri ve her adım için bileşke MMK vektörü	134
Şekil 5.2	Oniki darbeli besleme tekniğinde bir elektriksel çevrim sonunda elde olunan MMK yıldızı	135
Şekil 5.3	Bir elektriksel çevrim boyunca, faz sargılarında yıldız noktasına göre endüklenen gerilim dalga şekli ve oniki darbeli yaklaşımda ilgili besleme adımları	138
Şekil 6.1	$0 < \theta_{elk} < 30$ rotor konumunda eşdeğer devre	144
Şekil 6.2a	$30 < \theta_{elk} < 60$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	145
Şekil 6.2b	$30 < \theta_{elk} < 60$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	145
Şekil 6.3	$60 < \theta_{elk} < 90$ rotor konumunda eşdeğer devre	147
Şekil 6.4a	$90 < \theta_{elk} < 120$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	148
Şekil 6.4b	$90 < \theta_{elk} < 120$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	148

Şekil 6.5	$120\langle\theta_{elk}\rangle 150$ rotor konumunda eşdeğer devre	149
Şekil 6.6a	$150\langle\theta_{elk}\rangle 180$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	151
Şekil 6.6b	$150\langle\theta_{elk}\rangle 180$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	151
Şekil 6.7	$180\langle\theta_{elk}\rangle 210$ rotor konumunda eşdeğer devre	152
Şekil 6.8a	$210\langle\theta_{elk}\rangle 240$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	153
Şekil 6.8b	$210\langle\theta_{elk}\rangle 240$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	153
Şekil 6.9	$240\langle\theta_{elk}\rangle 270$ rotor konumunda eşdeğer devre	154
Şekil 6.10a	$270\langle\theta_{elk}\rangle 300$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	155
Şekil 6.10b	$270\langle\theta_{elk}\rangle 300$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	155
Şekil 6.11	$300\langle\theta_{elk}\rangle 330$ rotor konumunda eşdeğer devre	156
Şekil 6.12a	$330\langle\theta_{elk}\rangle 360$ rotor konumunda komutasyon eşdeğer devresi	157
Şekil 6.12b	$330\langle\theta_{elk}\rangle 360$ rotor konumunda iletim eşdeğer devresi	157
Şekil 6.13	50 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	172
Şekil 6.14	300 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	172
Şekil 6.15	800 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	173
Şekil 6.16	1000 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	173

Şekil 6.17	1200 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	174
Şekil 6.18	1400 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi	174
Şekil 7.1	Histeresis DGM tekniği	179
Şekil 7.2	Saat üzerinden iletimli DGM tekniği	181
Şekil 7.3	Saat üzerinden kesimli DGM tekniği	182
Şekil 7.4	Çift akım denetimli DGM tekniği	184
Şekil 7.5	Üçgen DGM tekniği	185
Şekil 7.6	Akım denetimine temel olan devre topolojisi ile güç anahtarları kapı ve akım işaretleri	187
Şekil 7.7	Oniki darbeli trapezoidal beslemede denetim blok diyagramı	216
Şekil 7.8	120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme yaklaşımı ana modeli	218
Şekil 7.9	SMFM bloğu alt sistemi (1)	219
Şekil 7.10	SMFM bloğu alt sistemi (2)	220
Şekil 7.11	120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme ve denetim yapısında, 0-0.8 s zaman aralığı faz akımları değişimi	221
Şekil 7.12	120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme ve denetim yapısında, 0-0.8 s zaman aralığı da bara akımı değişimi	222
Şekil 7.13	120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme ve denetim yapısında, 0-0.8 s zaman aralığı mil moment değişimi	223
Şekil 7.14	120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme ve denetim yapısında, 0-0.8 s zaman aralığı hız değişimi	224
Şekil 7.15	Oniki darbeli besleme yaklaşımı ve ona özgü akım denetim ana modeli	226

		<u>Sayfa No</u>
Şekil 7.16	Alt sistem ana modeli (1)	226
Şekil 7.17	Alt sistem ana modeli (2)	227
Şekil 7.18	Oniki darbeli besleme yaklaşımı ve akım denetim yapısında, 0-0.8 s zaman aralığı faz akımları değişimi	228
Şekil 7.19	Oniki darbeli besleme yaklaşımı ve akım denetim yapısında, 0-0.8 s zaman aralığı da bara akımı değişimi	229
Şekil 7.20	Oniki darbeli besleme yaklaşımı ve akım denetim yapısında, 0-0.8 s zaman aralığı mil momenti değişimi	230
Şekil 7.21	Oniki darbeli besleme yaklaşımı ve akım denetim yapısında, 0-0.8 s zaman aralığı hız değişimi	231
Şekil 7.22	Oniki darbeli trapezoidal beslemeli SMFM lu tahrik sistemi denetim ve güç elektroniği devresi	235
Şekil 7.23	Oniki darbeli beslemede, sayısal benzetim ve deney sonuçları	236
Şekil 7.24	Oniki darbeli besleme tekniğinde, ortalama momente göre dalgalılık katsayısı değişimi	237
Şekil A.1	Sayısal benzetim yazılımına ilişkin akış diyagramı	252
Şekil B.1	Ana program akış diyagramı	255
Şekil B.2	Zamanlayıcı “1” kesme servis programına ilişkin akış diyagramı	256
Şekil B.3	PI hesap ve AD2 kesme servis programlarına ilişkin akış diyagramları	257
Şekil B.4	Dış kesme “2” servis programına ilişkin akış diyagramı	258
Şekil B.5	AD1 ve T2/T3 kesme servis programlarına ilişkin akış diyagramları	259

TABLO LİSTESİ

		<u>Sayfa No</u>
Tablo 3.1	SMFM larda moment darbesi sınıfları	50
Tablo 4.1	Trapezoidal SMFM da besleme adımları	59
Tablo 4.2	Ters saat yönüne dönüşte komutasyon mantık tablosu	64
Tablo 4.3	Saat yönüne dönüşte komutasyon mantık tablosu	64
Tablo 4.4	Ters saat yönüne dönüşte komutasyon mantık tablosu	99
Tablo 4.5	Saat yönüne dönüşte komutasyon mantık tablosu	99
Tablo 5.1	Ters saat yönüne dönüşte komutasyon mantık tablosu	137
Tablo 5.2	Saat yönüne dönüşte komutasyon mantık tablosu	137
Tablo 7.1	Besleme adımlarında kontrol anahtarları kesim süreleri	197
Tablo 7.2	Besleme adımlarında, eşdeğer endüklenen gerilim değerleri	209
Tablo 7.3	Besleme adımlarında “ I_{hata} ” cinsinden kontrol anahtarları iletim oranları	214

ÖZET

Bu tez çalışmasının amacı, sürekli mıknatıslı fırçasız motorlu tahrik sistemlerinde moment darbesi bileşeninin en azlanması, başka bir ifadeyle moment kalitesinin yükseltilmesine yönelik farklı bir besleme ve denetim yaklaşımı geliştirmektir. Literatürde verilen çalışmalardan ve ticari uygulamaya dönük uygulamalardan, sürekli mıknatıslı fırçasız motorların beslenmesinde temel olarak üç teknikten yararlanıldığı gözlenmektedir. Söz konusu besleme teknikleri sırasıyla, sinüsoidal ve 120° - 180° elektriksel iletimli altı darbeli trapezoidal yaklaşımlar olarak tanımlanırlar. Bu bağlamda sürekli mıknatıslı fırçasız motorlu tahrik sistemlerini, besleme yapısına göre sinüsoidal ve trapezoidal olarak ikiye ayırmak mümkündür. Tez çalışmasında, sürekli mıknatıslı fırçasız tahrik sistemi uygulaması, özel bir uygulamaya yönelik dış rotorlu doğrudan tahrikli bir motor içermektedir. Yukarıda anılan besleme seçeneklerinin tümü analitik veya durum uzayı yaklaşımını temel alan genelleştirilmiş matematik modeller yardımıyla analiz edilmiş ve sonuçlar irdelenmiştir. Analitik yöntemlerle yapılan irdelemeler sonucunda, sinüsoidal yaklaşımın yüksek maliyetli ve karmaşık denetim yapısı gerektirdiği anlaşılmıştır. Bundan sonraki aşamada, altı darbeli trapezoidal 120° ve 180° elektriksel iletimli besleme tekniklerinin durum uzayı yaklaşımı temelli matematik modelleri kurulmuş ve sayısal benzetim sonuçları analiz edilmiştir. İki besleme yaklaşımının sonuçlarının özel uygulama ölçeğinde irdelenip, yorumlanmasını takiben moment darbesi bileşeninin en azlanması yönelik farklı bir besleme tekniği geliştirilmiş ve bu tekniğe oniki darbeli besleme yaklaşımı adı verilmiştir. Oniki darbeli besleme yaklaşımının, bir sonraki aşamada matematik modeli kurulmuş ve model dördüncü dereceden Runge-Kutta algoritması yardımıyla çözülmüştür. Sayısal benzetim sonuçlarından, yeni besleme yaklaşımının uygulanması ile moment darbesi bileşen genliğinin, altı darbeli besleme tekniğine kıyasla yarıya indirildiği saptanmıştır. Bu bağlamda oniki darbeli besleme yaklaşımının pratik uygulamasında akım denetimini sağlayacak ve bu besleme şekline özel, histeresis temelli sabit frekanslı ve doğru akım barasında bir ve yalnız bir algılayıcı içeren, bir akım denetim tekniği geliştirilmiştir. Oniki darbeli besleme ve ona özel akım denetim yaklaşımının Matlab ortamında modelleri kurulmuş ve sayısal benzetim sonuçları irdelenmiştir. Matlab sonuçlarından, doğru akım barasında yer alan tek algılayıcı ile akım denetiminin başarıldığı anlaşılmaktadır. Ayrıca geliştirilen akım denetimi altı darbeli 120° elektriksel iletimli besleme yaklaşımına da uygulanmış ve bu besleme seçeneğine de katkıları ortaya konulmuştur. Tez çalışmasında yukarıda verilen teorik irdelemenin ardından, altı ve oniki darbeli besleme ve geliştirilen akım denetim yaklaşımı, prototip olarak gerçekleştirilmiş ve tahrik sisteminin tüm hız aralığında temel deneyleri tamamlanmıştır. Böylelikle, ortalama moment anlamında sayısal benzetim ve deney sonuçlarının karşılaştırılması ve doğrulanması amaçlanmıştır. Tez çalışmasında özetle, oniki darbeli besleme ve ona özel geliştirilen sayısal temelli akım denetim tekniğinin uygulanması sonucunda, sürekli mıknatıslı fırçasız motorlu tahrik sistemlerinde moment darbesinin önemli oranda azaltılması ve doğru akım barasında bir ve yalnız bir algılayıcı üzerinden akım denetiminin sağlanması başarılmıştır.

SUMMARY

TWELVE-STEP DRIVE OF BRUSHLESS DC MACHINES

The objective of this thesis which is called “Twelve-Step Drive of Brushless DC Machines” is to develop a new and general drive technique including commutation and current control for permanent magnet brushless machines to minimize the effects of electronic commutation and torque ripple which is the extension of discrete excitation due to commutation.

Advances in magnetic materials and improvements in silicon technology give new opportunities for permanent magnet brushless motors to move into new application areas. These improvements can be extended by more precise control strategies to improve the performance of these motors. As a result, nowadays there is an increasing tendency to make use of permanent magnet brushless machines in the control of variable-speed high performance applications where torque smoothness is essential. For example, the quality of the surface finish achievable with metal-working machine tools is directly dependent on the smoothness of the instantaneous torque delivered to the rotary tool-piece. In similar manner, the performance specifications of servo motors, which are used in equipment ranging from robots to satellite trackers require minimization of all sources of pulsating torque or torque ripple. Even mass-produced consumer products such as white goods or traction drives demand high levels of ripple free torque and low noise levels to meet user expectations. However, the cost of permanent magnet material will probably always limit the universal use of these motors. As power ratings increase, there comes a point where it is more cost effective to use induction motors or switched reluctance motors. However, this is not a hard task and fast limit as very effective brushless permanent magnet motors can be designed for high power ranges.

Permanent magnet brushless motors are candidates for many high-performance applications such as those identified above because of their attractive characteristics in such key categories as power density, torque to inertia and current ratio, noise level, and electrical efficiency. There are two major classes of permanent magnet brushless motor (PMBM) drives which can be characterised by the shapes of their respective back-EMF waveforms that can be defined as sinusoidal and trapezoidal drives respectively. Under idealised conditions, each of these two types of PMBM drives is capable of producing perfectly smooth instantaneous torque waveforms.

All is required to understand the torque production of PMBM drives, is the basic knowledge of electronic commutation and the working principle of step motors. This simple operating philosophy makes PMBM drives attractive for many high-performance applications. Although the operating principle seems very simple, the torque production mechanism due to electronic commutation or discrete excitation

steps have many specific and scientific problems to be solved. In this manner, only a few of the key relevant characteristics of these sinusoidal and trapezoidal PMBM drives will be briefly reviewed in the following paragraphs.

Sinusoidal PMBM drives share many of the basic characteristics of other classic types of polyphase ac machine drive systems. Basically, both the machine back-EMF and current excitation waveforms are perfectly sinusoidal for ideally smooth torque generation. Sinusoidal back-EMF waveforms require that motor's stator windings be sinusoidally distributed around the airgap and/or the radial magnetic flux density amplitude generated by the rotor permanent magnets varies sinusoidally around the airgap. Rotors of sinusoidal permanent magnet brushless motors can be designed either surface-mounted or interior magnet configurations. Sinusoidal phase currents are typically developed using a current-regulated inverter that requires individual phase current sensors and a high-resolution rotor position sensor like resolver or precise encoder to maintain accurate synchronisation of the excitation waveforms with the rotor angular position at any special time instant. Any source of non-ideal properties which causes either the phase current or the back-EMF waveforms to change from their purely sinusoidal shapes, will typically be a reason to the production of undesired pulsating torque components.

Trapezoidal PMBM drives, also known as brushless dc or electronically commutated motor drives, have some major differences reference to their sinusoidal counterparts. These machines are designed to develop trapezoidal back-EMF waveforms. It is common to enlarge the flat portion of the trapezoidal back-EMF waveform in trapezoidal PMBM drives to meet the ideal conditions, which are given in textbooks for smooth torque generation [1–5]. To meet this requirement, there is a general tendency in designing the trapezoidal motor with surface-mounted magnets and concentrated stator windings in contrast to the distributed windings preferred in sinusoidal PMBM machines. There are two common excitation strategies of trapezoidal PMBM drives which are called respectively as 120° and 180° electrical conduction modes. Excitation waveforms for three-phase trapezoidal PMBM have the form of quasisquare-wave (six-step) with two 60° electrical intervals of zero-current excitation per cycle for 120° conduction mode of operation. In contrast to 120° electrical conduction mode, there is no zero-current excitation period in 180° electrical conduction mode of operation. The nature of excitation waveforms for trapezoidal PMBM drives give rise to have some important system simplifications compared to sinusoidal PMBM drives. In particular, the resolution requirements for the rotor position sensor are much lower for trapezoidal machines since only six commutation instants per electrical cycle must be sensed. In addition, it has been stated in the literature that, the trapezoidal PMBM drive requires a single current sensor in the inverter dc link, but this is not the case for high power and variable-load drives [6]. Unfortunately, these simplifications leave the trapezoidal PMBM drives to face with some complex mechanisms of pulsating torque generation which don't effect their sinusoidal counterparts.

In order to complete the general statement of the pulsating torque problem, it will be very convenient to give pulsating torque definitions in PMBM drive system. Any source of divergence from ideal conditions which are given before in either the motor

or associated power converter in a PMBM drive typically gives rise to undesired torque pulsations. However, there are various specific sources for these harmonic torque components which can be defined as follows;

- *Cogging Torque*-It is a pulsating torque component generated by the interaction of the rotor magnetic flux and angular variations in the stator magnetic reluctance. By definition, no stator excitation is involved in cogging torque production.
- *Ripple Torque*-It is a pulsating torque component generated by the interaction of stator current magnetomotive forces and rotor electromagnetic properties which can be defined as follows:
 1. Mutual or alignment torque-It is generated from the interaction of the current magnetomotive forces with the rotor magnet flux distribution. This is the dominant torque production mechanism in PMBM drive systems.
 2. Reluctance torque-It is generated from the interaction of the current magnetomotive forces with the angular variation in the rotor magnetic reluctance. Surface-mounted magnet PMBM generates almost no reluctance torque.
- *Pulsating Torque*-It is the sum of cogging and ripple torque components

It is clear from the definitions given above that, torque pulsation problem due to the torque production mechanism in PMBM drive systems is one of the most important research topics for that kind of drive systems. For that reason a wide variety of techniques have been proposed in literature during the past fifteen years for minimizing the generation of pulsating torque components. In chapter two of this thesis, these techniques are fully examined, the comments and results are given in details. As a summary it could be stated that these techniques can be classified in two major categories. The first major class consists of techniques related with motor design. It has no importance whether the machine is trapezoidal or sinusoidal. Basically, these techniques tend to eliminate the fundamental electromagnetic sources of the pulsating torque and optimise the design in such a way that to force it toward the ideal conditions. These motor-based techniques are reviewed in first section of Chapter two of this thesis.

The second major class of techniques for minimizing pulsating torque are based on active control schemes which modify the excitation to correct for any of the non-ideal characteristics of the machine or its associated power inverter. Many of these techniques involve active elimination techniques of the pulsating torque components which would be generated using classic sinusoidal or square wave current excitation waveforms. The effectiveness of these techniques require preknowledge of the individual machine's design parameters or the use of self-tuning mechanisms to adapt to the torque production characteristics of the PMBM drive system. These approaches are basically depend on observer and estimation techniques. These controller-based approaches are reviewed in second section of Chapter two of this thesis.

In this study, the target application is an outer rotor permanent magnet brushless motor which is designed and realised for a special direct drive application. As a first

stage, sinusoidal-fed PMBM drives are taken into consideration. This technique is examined by using an analytical approach. It is proved that, sinusoidal excitation of PMBM has a very complex control algorithm, and requires a precise rotor position transducer and reduces the torque value for the same frame size. As a result, the cost of the drive will be much higher than its trapezoidal counterparts.

As a second step of the thesis, trapezoidal drives are fully analysed by the help of a digital simulation technique. A state space model is developed to estimate torque-speed performance of a three phase full-bridge, surface-magnet trapezoidal PMBM drive system for 120° and 180° conduction modes. The power and control electronic circuit deliver square waveforms of current. The power converter topologies of 120° and 180° conduction mode of operation are the same. While two phases are energised at any rotor position in 120° conduction mode, all of three phases are simultaneously ON in 180° conduction mode operation. High frequency pulse width modulation (PWM) of the lower bridge transistors is used to control speed and torque.

Broadly speaking, the state space model includes simulations of rectifier/filter or DC link, the resistance/self/mutual inductances/back EMF circuits of the motor and switching patterns of transistor bridge. They interact at the DC link filter capacitor and their governing equations are solved numerically by using a fourth order Runge-Kutta algorithm in which current or torque is the dependent variable. Thus not only the behaviour of the inverter but also the behaviour of the rectifier are taken into consideration to find out the influences of the drive on torque pulsation. As a result, the generalised set of differential equations which covers PWM technique are obtained and analysis of the overall drive system is described in principle.

Analysing the previous studies on pulsating torque minimization in PMBM drives and results of digital simulation of six-step trapezoidal techniques, a new approach is proposed which is called twelve-step excitation of trapezoidal PMBM drive system. The only modification needed is three additional Hall-effect sensors. The new switching scheme works with almost any trapezoidal brushless motor, regardless of the number of poles, phases or motor design configuration. The advantage of twelve-step excitation lies in the increased number of MMF vectors produced during electronic commutation. The six additional vectors reduce torque pulsation when two fields are in quadrature. Unfortunately, adding six more vectors is not the complete solution. The amplitude of torque vectors produced by two conducting phases are not the same with those generated with three phase conduction mode. It could be stated that, if all twelve vectors are not made equal in amplitude, the additional torque vectors can produce a higher frequency torque ripple. For example, in conventional six step excitation, two phases are energised at any time instant and the resultant field is midway between related phases with a magnitude of 1.73 pu. Similarly for twelve-step excitation, if we take one high and two low leg switches conduction, the phase which is connected to dc bus will produce current for the other phases connected to power ground. The amplitude of the resultant torque vector is 1.5 pu in that case. As a result, the unbalanced vectors generate the torque pulsation but can be eliminated by making all vectors produce the same torque vector using current control. In twelve-step excitation system, it could be compensated during

three phase ON stages, with phase current which is amplified by a factor of 1.153 to make all vectors equal in amplitude.

In order to investigate the behaviour of the new approach, the same procedure which is used for six step techniques, is applied. In other words, the same mathematical modelling approach is also developed for twelve-step excitation of trapezoidal PMBM drives. The simulation results are compared with those of six-step 120° and 180° electrical conduction modes. To have a criteria for comparison, the pulsating factor of torque is defined as:

$$D_M = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\text{av}}} \times 100 \quad (1)$$

The results are very promising and the pulsating factor of torque is decreased by a factor of 50% especially in low speed range. Trapezoidal drive prototypes with six and twelve-step techniques are also designed and realised by using a 8 bit microcontroller-PLD (programmable logic device) based electronic circuits. The average torque values are measured on a dynamometer to compare with those of simulations results. A good agreement between the experimental and analytical results has been observed except very low speeds.

In addition to a new excitation approach which is called as “Twelve-Step Trapezoidal-Drive of Permanent Magnet Brushless Machines”, a digital current control technique is also introduced to have a reliable drive with special features dedicated to twelve-step excitation approach. It can also be used for 120° conduction mode of six-step trapezoidal drive. A digital technique of current regulation is preferred to ensure a current demand which is the upper limit of hysteresis controller. In order to define the analytical equations of the phase current, the idealised linear behaviour of the hysteresis controller is taken into consideration. The analytical equations of the phase current is proposed in details for all twelve stages of excitation. The combinations of motor phases energised due to the rotor position, is modelled as an equivalent inductance in series with an equivalent back EMF function. Assuming that the DC link voltage exceeds the back-EMF the phase current follows a linear trajectory according to equations which are introduced for every discrete excitation steps. Note that the same technique can also be applied to six-step excitation approaches with different converter topology and equivalent back EMF and inductance value. By combining the advantages of twelve-step excitation, this current control algorithm provide the following key features;

- Elimination of all discrete current sensors except one and single one located on dc link
- Protection against high circulating current loops during commutation
- High degree of drive circuit integration, minimizing the number of drive electronics components
- PWM frequency is constant

In conclusion, the smooth torque production in trapezoidal PMBM drives is achieved by a package solution which is a combination of a different excitation and current-control strategy.

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Elektrik makinalarının prensipleri, ondokuzuncu yüzyılın ortalarından sonra kurulmuş ve motorlar günümüze kadar büyük değişikliklere uğramıştır. Günümüzde de bu eğilim devam etmektedir. İlkeleri bu yüzyılın başlarında ortaya konan ancak o zaman diliminde uygulanamayan bazı motorlar, gelişen sayısal işlemciler ve güç elektroniği elemanları yardımıyla pratikte uygulanabilirlik şansına kavuşmuşlardır. Sürekli mıknatıslı fırçasız ve anahtarlamalı relüktans motorları bu konuda verilebilecek örneklerdir. Bu tip motorların çalışma ilkeleri irdelendiğinde, rotor konumuna dayalı elektronik besleme veya komutasyon olayının bir arakesit oluşturduğu görülmektedir. Her iki motor çalışma ilkesi de rotor konum temelli elektronik komutasyon olayını temel aldığından, açı denetimi ve izlenmesi, doğal olarak sistemin bir parçasını oluşturmaktadır. Başka bir ifadeyle, söz konusu motorlu tahrik sistemlerinin günümüz uygulamalarına kazandırdığı en temel özellik, sistemin kendisinden gelen servo karakteridir. Bu doğrultuda elektronik komutasyonlu motorlar üzerinde yapılan bilimsel çalışmalar, tüm hızıyla sürmekte ve uygulama alanları da aynı oranda artmaktadır.

Bu tez çalışmasına konu olan elektrik motoru sürekli mıknatıslı fırçasız motordur. Literatürde, fırçasız doğru akım, sürekli mıknatıslı senkron veya elektronik komutasyonlu motor olarak da adlandırılmaktadır. Sürekli mıknatıslı fırçasız motorlar konusunda yapılan ilk çalışmalar, 1970 li yılları sonunda General Electric firmasının aldığı patentler ile sonuçlanmıştır. Ancak günümüzde de sürekli mıknatıslı fırçasız motor temelli çalışmalar, gelişen elektronik teknolojisi paralelinde devam etmekte ve geliştirilen yeni çözümler her bilimsel konferansta kendine yer bulmaktadır. Tüm bunlara ek olarak günümüzde, açık olarak belirtilmese de geleceğin motorunun seçimi konusunda bir tartışma sürüp gitmektedir. Geleceğin

elektrik motoru veya tahrik sistemi adaylarından biri de sürekli mıknatıslı fırçasız motorlu yapıdır. Sürekli mıknatıslı fırçasız motorlu tahrik sistemlerinin olumlu ve olumsuz yönleri birçok yayında ortaya konmuştur [1 – 7].

Sürekli mıknatıslı fırçasız motor, şebeke üzerinden doğrudan beslenen bir elektrik makinası değildir. En genel anlamda şebeke kapısı sonrası yarım veya tam dalga doğrultucu, motor faz sayısı ve besleme şekline göre tasarlanan kapıdan denetimli güç anahtarlarını içeren bir güç elektroniği devresi, rotor konum algılayıcıları ve belli bir denetim sistemi içeren bir yapıya ihtiyaç vardır. Sürekli mıknatıslı motor içeren tahrik sistemlerinde esas olarak iki denetim yapısı iç içe çalışmaktadır. Bunlardan ilki, rotor konum temelli besleme veya elektronik komutasyon olayıdır. Sürekli mıknatıslı fırçasız motorda elektromekanik moment oluşumunun ana ilkesi de komutasyon olayına dayanmaktadır. İkinci denetim yapısı ise her elektrik motoruna uygulanan yapıda, kapalı veya açık çevrim hız ve/veya moment denetimidir. Bu kapsamda, sürekli mıknatıslı fırçasız motor yerine sürekli mıknatıslı fırçasız motorlu tahrik sisteminden bahsetmek daha doğru olacaktır.

Günümüzde, sürekli mıknatıslı fırçasız motor içeren tahrik sistemlerinde üç ana besleme yaklaşımı uygulanmaktadır. Bu besleme yaklaşımları, sinüsoidal ve 120° veya 180° elektriksel iletimli altı darbeli trapezoidal besleme olarak sıralanabilir. Sürekli mıknatıslı fırçasız motor içeren tahrik sistemlerinde, sinüsoidal endüklenen gerilim dalga şekline sahip motorlar, sinüsoidal akım veya gerilim ile beslenirken, trapezoidal endüklenen gerilim dalga şekline sahip motorlar 120° veya 180° elektriksel iletim açılı trapezoidal akım veya gerilim ile beslenirler [6]. Dolayısıyla sürekli mıknatıslı fırçasız motorlu tahrik sistemlerini, besleme şekline göre ikiye ayırmak çok doğaldır. Tez çalışmasında da bu ayrım benimsenmiştir.

Bir sonraki ana ayırtta tüm detayı ile açıklandığı üzere, sürekli mıknatıslı fırçasız motorlu tahrik sistemleri ile ilgili literatürde yer alan çalışmalar irdelendiğinde moment darbesi veya dalgalılığının, üzerinde araştırma yapılan en temel konulardan biri olduğu görülmektedir. Tez çalışmasının gerekçesi veya amacı da sürekli mıknatıslı fırçasız motorlu tahrik sistemlerinde moment darbesinin en azlanmasına

veya moment kalitesinin yükseltilmesine yönelik farklı bir besleme ve denetim yaklaşımı geliştirmektedir. Tez çalışmasının gerekçesi ve amacı, tüm detayı ile Ayrıntı 3 de açıklanmıştır.

Tez çalışmasının yukarıda vurgulanan ana amacı doğrultusunda, ilk aşamada moment darbesi ve bileşenlerinin tanımları yapılmıştır. İkinci aşamada, klasik sinüsoidal ve trapezoidal besleme yaklaşımları sırasıyla analitik ve durum uzayı temelli matematik modeller ile irdelenmiş ve ana konunun temeli oluşturulmuştur. Bu bağlamda, literatürde yer alan çalışmalardan farklı olarak, belli bir çözüme yönelik olmayan genelleştirilmiş matematik modeller kurulmaya çalışılmış, şebeke kapısı veya doğru akım bara dinamiği ile darbe genişlik modülasyonu da özellikle modellere dahil edilmiştir.

Tez çalışmasında üçüncü aşama, moment darbesi veya dalgalılığının en azlanmasına yönelik geliştirilen yeni bir besleme yaklaşımı ve bu besleme yaklaşımına özgü akım denetim tekniğidir. Tezin ana konusu oluşturan besleme yaklaşımına *oniki darbeli besleme tekniği* adı verilmiştir. Oniki darbeli besleme tekniğinde ana amaç, elektronik komutasyon sayesinde stator üzerinde yaratılan MMK vektörlerinin sayısını, klasik altı darbeli besleme yaklaşımına kıyasla iki kat artırarak, komutasyon olayının doğasından gelen moment sıçramalarının önlenmesidir. Bu bağlamda oniki darbeli besleme yaklaşımının elektronik komutasyon yardımıyla gerçekleştirilmesi detaylı olarak irdelenmiş ve teorisi ortaya konmuştur. Bundan sonraki aşamada, oniki darbeli besleme tekniğinin genelleştirilmiş matematik modeli kurulmuş ve bu matematik modelde de doğru akım bara dinamiği ve darbe genişlik modülasyonu, sistem diferansiyel denklem takımlarında yer almıştır. Altı darbeli 120° veya 180° elektriksel iletim açılı ve oniki darbeli besleme yaklaşımlarının matematik modelleri dördüncü dereceden Runge-Kutta tekniği yardımıyla sayısal olarak adım-adım çözülmüş ve tüm sayısal benzetim sonuçları ortak bir temelde karşılaştırılmıştır. Ayrıca altı ve oniki darbeli besleme tekniklerinin sayısal benzetiminde uygulanan denetim ve besleme yaklaşımları prototip olarak da tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Böylece ortalama moment açısından, sayısal benzetim sonuçlarının deney sonuçları ile doğrulanması amaçlanmıştır.

Oniki darbeli besleme yaklaşımının geliştirilmesi ve pratik olarak uygulanması sonucunda, moment darbelerinin en azlanmasında farklı bir akım denetim tekniğinin sistem performansını daha da yükselteceği saptanmıştır. Bu amaçla tezde, literatürde yer alan çözümlerden farklı olarak, sayısal temelli ve sabit frekanslı bir histeresis akım denetim tekniği geliştirilmiştir. Tezin 7. Ayrıtında, oniki darbeli besleme yaklaşımına özgü olarak geliştirilen bu akım denetim tekniği sunulmuştur. Geliştirilen akım denetim tekniğinin altı darbeli 120° elektriksel iletimli besleme tekniğine de uygulanması mümkündür. Bu bağlamda oniki ve altı darbeli 120° elektriksel iletimli besleme tekniklerinin Matlab-Simulink modelleri kurulmuş ve akım denetim yaklaşımı Matlab ortamında analiz edilerek, elde olunan sonuçlar sunulmuş ve yorumlanmıştır. Son aşamada tez çalışmasında elde olunan sonuçlar toplu olarak irdelenmiş ve oniki darbeli besleme yaklaşımı ile ona özgü akım denetim tekniği üzerinde yapılabilecek geleceğe yönelik bilimsel çalışmalar için, önerilerde bulunulmuştur.

Burada vurgulanması gereken nokta, sürekli mıknatıslı fırçasız motorlu tahrik sistemlerinde darbesiz moment oluşumunun, motor, besleme tekniği, denetim sistemi ve tümünün arakesitinin birlikte analiz edilmesiyle geliştirilecek çözümlerde aranması gerektiğidir. Tez konusunun oluşturulması ve çözümlerin geliştirilmesinde de aynı bakış açısı kullanılmıştır. Sonuç olarak bu tez çalışmasında, sürekli mıknatıslı fırçasız motorlu tahrik sistemlerinde moment darbesinin ve doğal uzantılarının en azlanmasına yönelik, farklı bir besleme yaklaşımı ve akım denetim tekniği içeren bir çözüm paketi önerilmektedir.

BÖLÜM 2

SÜREKLİ MİKNATISLI FIRÇASIZ TAHRİK SİSTEMLERİNİN İRDELENMESİ VE MOMENT DARBELERİNİN ÖNLENMESİNE YÖNELİK LİTERATÜRDE YER ALAN ÇALIŞMALAR

Tezin bu bölümünde sırasıyla uygulamada moment titreşiminin önemi kısaca vurgulandıktan sonra SMFM içeren tahrik sistemleri, genel kavramlar bağlamında irdelenecek, sistemde oluşan moment titreşimleri kaynakları ile birlikte tanıtılacak ve sınıflandırılacaktır. Bölümün son aşamasında, motor ve denetleyici bakış açısıyla trapezoidal ve sinüsoidal besleme alternatifleri için moment dalgalılığının en azlanmasına yönelik şimdiye kadar literatürde yer alan çalışmalar tanıtılacak ve yorumlanacaktır.

SMFM içeren tahrik sistemleri, özellikle titreşimsiz moment gerektiren uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu uygulamalarda en önemli sorun moment titreşimleri oluşumudur, bu nedenle de literatürdeki çalışmalar bu yönde yoğunlaşmıştır. Genel anlamda sinüsoidal SMFM lar moment dalgalılığı veya darbesinin en azlanmasında yüksek potansiyele sahiptir. Bu motorlarda genellikle stator sac paketinin veya rotor şoklamanın belli bir açıyla kaydırılması ve kesirli oluk adimli sargı yapısından yararlanır. Buna karşın trapezoidal SMFM motorlarda durum gerek motor ve gerekse denetleyici tasarımı açısından daha karmaşıktır. Trapezoidal SMFM içeren tahrik sistemlerinin basitliği ve maliyet düşüklüğü de karmaşık moment dalgalılığı çözümlerine bir tezat teşkil etmektedir. Darbeli momentin en azlanmasında, denetleyici açısından tipik olarak uygulanan teknikler adaptif kontrol yapılarını temel alan aktif sönümlleme algoritmalarıdır. Moment dalgalılığının en azlanmasında pratikte kullanılacak sistemlerde en uygun yapı ise, motor ve denetleyici tasarımında uygulamayı dikkate alan çeşitli bileşimlerde aranmalıdır. Bu anlamda çözümlerin genel geçer olması esastır. Başka bir ifadeyle

sistem parametrelerine ve yük koşullarına bağımlılık çözümün etkinliğini olumsuz yönde etkileyecektir.

2.1 UYGULAMADA MOMENT TİTREŞİMİNİN ÖNEMİ VE SMFM'LU TAHRİK SİSTEMLERİNİN İRDELENMESİ

Yüksek performanslı servo uygulamalarda, moment kalitesi en çok önem verilen özelliklerden birisidir. Örnek olarak metal işleme sürecinde kullanılan freze veya torna gibi yapılarda işlenen parçanın yüzey bitiş kalitesi, hareketli parçaya uygulanan ani momentin titreşimsizliği veya düzgünlüğü ile doğrudan ilintilidir. Benzer şekilde robot veya uydu anten izleyicilerinde kullanılan tahrik sisteminin teknik detayında her türlü darbeli moment kaynağının ortadan kaldırılması oldukça önemli ve performans açısından belirleyicidir. Ayrıca tüketici ürünlerinde de, örneğin ofis veya ev dayanıklı tüketim ve motorlu araçların sabit hız uygulamalarında, tüketici tatmini açısından titreşimsiz momentin elde edilmesi çok önemlidir. Bu nedenle yüksek performans beklenen tahrik sistemi uygulamalarında, moment dalgalılığı veya titreşimi denetleyici çıktısını etkileyen bir bozucu etki olarak karşımıza çıkmaktadır.

Güç yoğunluğu, moment/akım oranı ve elektriksel verim gibi özelliklerinden dolayı, birçok yüksek performanslı uygulamalarda SMFM lar en yüksek şansa sahip adaylardır. SMFM lar, sargılarında endüklenen gerilimin dalga şekline bağlı olarak karakterize edilirler. Bu bağlamda sinüsoidal ve trapezoidal olmak üzere iki tip motor söz konusu olacaktır. Her iki tip motor da ideal koşullar altında titreşimsiz moment üretebilir. Öyleki “ideal koşulları” aşağıdaki gibi tanımlamak mümkündür:

- Motoru besleyen güç elektroniği anahtarları, iletim ve kesim anlamında ideal açık kapalı olarak çalışan anahtarlardır.
- Motor fazlarında akım sonsuz küçük zamanda oluşmakta ve sönmetedir. Başka bir ifadeyle faz sargıları zaman sabiti ihmal edilecek düzeydedir.
- Faz sargılarında endüklenen gerilimler de endüvi etkisi ihmal edilebilir.
- Sinüsoidal beslemede endüklenen gerilim ve besleme akımı harmonik bileşen içermez.

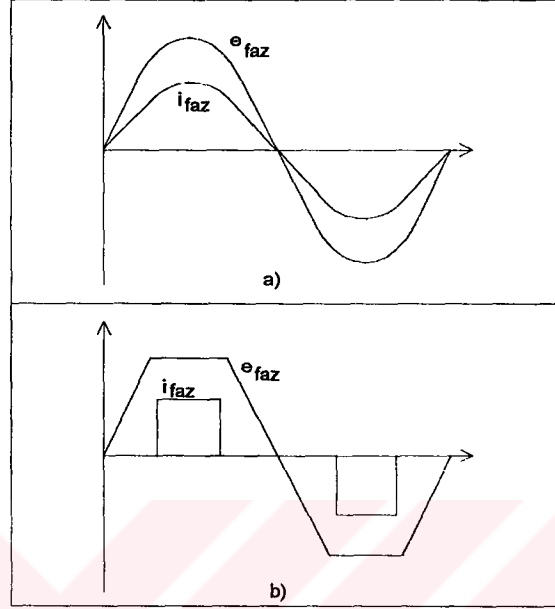
- Trapezoidal motorda faz sargılarında endüklenen gerilimin düz bölgesi 120° elektrik açığına eşit ve gerçek anlamda bozunumsuzdur.
- Sistemde rotor konumuna bağlı olarak gerçekleşen komutasyonların besleme koşullarına etkisi ihmal edilecek düzeydedir.
- Motor diş titreşim moment (cogging) genliği sıfırdır.

2.1.1 Sinüsoidal SMFM'lu Tahrik Sistemleri

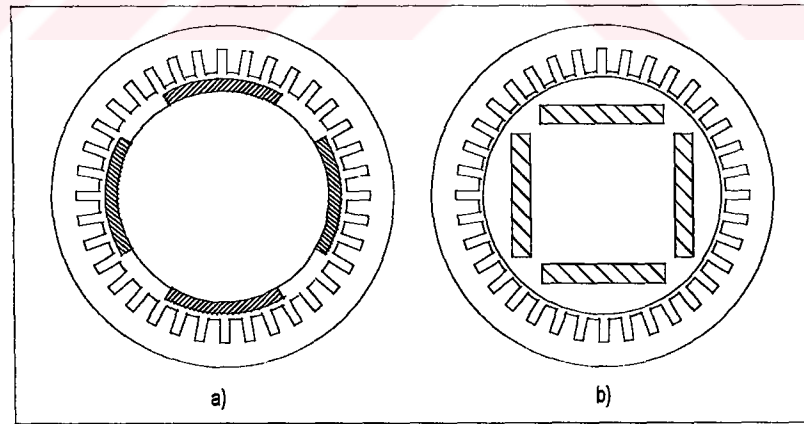
Sinüsoidal SMFM lar literatürde sürekli mıknatıslı senkron motor olarak da tanımlanırlar [1]. Sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemleri çok fazlı klasik alternatif akım motorlu yapılar ile bir çok ortak özelliğe sahiptir. Şekil 2.1a da görüldüğü gibi, ideal titreşimsiz moment üretimi için motor endüklenen gerilimi ve akım uyarmasının saf sinüsoidal olması gereklidir. Sinüsoidal SMFM da hava aralığı etrafında stator sargıları sinüsoidal olarak dağılmıştır ve/veya motor mıknatısları tarafından üretilen magnetik akı yoğunluğu genliği hava aralığı boyunca sinüs fonksiyonunu izleyecek şekilde değişir. Sinüsoidal SMFM larda rotor, Şekil 2.2 de gösterildiği gibi yüzey veya gömme mıknatıslı olarak tasarlanabilir.

Sinüsoidal faz akımları tipik olarak, her t anında rotor açısal konumunun besleme akım dalga şekilleri ile doğru senkronizasyonu sağlayacak şekilde oluşturulur. Sinüsoidal SMFM lar, her faza ayrı akım algılayıcısı ve yüksek duyarlılıklı konum duyargası yardımıyla akım denetimli bir evirici üzerinden beslenir. Bu tahrik sistemlerinde faz akımlarının veya endüklenen gerilim dalga şekillerinin saf sinüsoidal dalga şeklinden uzaklaşmasına neden olabilecek her türlü bozucu, istenmeyen moment titreşim bileşenlerinin üretimine neden olacaktır. Bazı uygulamalarda ise motor milinden alınan momentin belli bir yüzdeyle artırmak için motor tasarım teknikleri yardımıyla endüklenen gerilim içeriğine bilinçli olarak belli harmonik bileşenler katılabilir. Bu durumda motor mil momentinde dalgalılık önceden kabul edilmiş demektir. Sonuç olarak, tahrik sisteminin kullanıldığı uygulamadan beklenen özelliklerin veya başka bir deyişle uygulamaya özel bazı şartların, sistem tasarımını kökten etkileyeceği görülmektedir. Ancak bu tez çalışmasında moment dalgalılığının

önlenmesi temel konuyu oluşturduğundan, bazı uygulamalara özel tekniklerin mantığı tartışılmayacak ve Bölüm 3 de açıklanan gerekçeler ve amaç temel alınacaktır.



Şekil 2.1 Sinüsoidal ve trapezoidal beslemede, ideal endüklenen gerilim ve akım dalga şekilleri a) Sinüsoidal b) Trapezoidal



Şekil 2.2 Sinüsoidal SMFM alternatif rotor kesitleri a) Yüzey b) Gömme

2.1.2 Trapezoidal SMFM'lu Tahrik Sistemleri

Trapezoidal SMFM literatürde fırçasız doğru akım motoru olarak da anılır [1]. Trapezoidal SMFM lar sinüsoidal yapılardan oldukça farklı özellik içerirler. Bu

motorlar, Şekil 2.1b de verildiği üzere, faz sargılarında trapezoidal gerilim endükleyecek tarzda tasarlanır. Bazı kaynaklarda titreşimsiz moment için, üç fazlı trapezoidal SMFM ların faz sargısında endüklenen gerilimin olabildiğince, 120° elektrik açığına yakın düz bölgeye sahip olması gerektiği vurgulanmaktadır [1–5]. Ancak pratikte doğru çözüm, motor sargı şekline ve denetleyicinin özelliklerine bağlı olarak her zaman bu koşulu gerektirmez. Bir önceki bölümde açıklandığı üzere sinüsoidal SMFM ların tersine, trapezoidal yapıların bu özelliği nedeniyle, motor tasarımı açısından yüzey mıknatıslı rotorlar ve konsantre stator sargıları kullanılır [1–6].

Üç fazlı trapezoidal SMFM lar (Şekil 2.1) bir periyot boyunca 60° elektrik açığı boşluklu yarı kare dalga uyarıma akım şekli ile beslenir. Trapezoidal SMFM larda besleme akım dalga şekillerinin yapısı sinüsoidal alternatiflerine göre bazı önemli denetim sistemi basitleştirmelerine ve dolayısıyla maliyet düşümlerine imkan tanır. Söz konusu basitleştirmeleri aşağıdaki gibi özetlemek mümkündür.

- Bir elektriksel periyot boyunca altı komutasyon başlangıç anının algılanma gereksinimi, rotor konum algılayıcısı duyarlılığının düşük olmasını mümkün kılar.
- Trapezoidal yapılarda komutasyon anlarında devre parametrelerine bağlı olarak kısa süreli oluşan dolaşım akımlarını ve doğal uzantılarını kabul etmek koşulu altında, evirici doğru akım (da) barası üzerinde tek akım algılayıcısı kullanmak yeterlidir. Birçok küçük güçlü uygulamada bu yapının yeterli kaldığı da belirtilmektedir [1–6].
- Akım algılamada kullanılan ek elektronik devre, sistemin toprak referansını kullanabilmesi nedeniyle elektronik besleme devresinde önemli basitleştirmelere imkan tanır.
- Eviricinin bir kolu üzerinde bulunan aynı faza ait alt ve üst anahtarların iletimi arasında SMFM ların doğasından gelen boşluk gerek, denetleyici ve gerekse sayısal algoritmalar açısından önemlidir.

Bu basitleştirmelere karşın, trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde dalgalı moment oluşumu kaçınılmaz olmuştur. Sinüsoidal yapılara kıyasla trapezoidal yapılarda moment titreşim genliği bağl olarak yüksektir [1–6].

2.2 SMFM'LARDA MOMENT DARBESİ TANIMLARI VE EN AZLANMASINA YÖNELİK DAHA ÖNCE YAPILAN ÇALIŞMALAR

Motor veya ilgili güç elektroniği devresinde önceki ayrıtta tanımlanan ideal koşullardan herhangi bir sapma, SMFM lu tahrik sistemlerinde istenmeyen moment darbelerine neden olmaktadır [6,7]. Bununla beraber söz konusu moment bileşenleri, değişik kaynaklara odaklıdır. Başka bir ifadeyle bu oluşumun nedeni, yalnızca ideal koşullardan sapma olabileceği gibi, sistemin ana moment oluşum mekanizmasından da kaynaklanabilir. Bu anlamda SMFM lu tahrik sistemlerinde, moment darbelerinin tanımlarını ve odaklarını belirlemek çok önemlidir. Tezin bu bölümünde SMFM lar için bu tanımlar yapılacaktır.

- **DIŞ TİTREŞİM MOMENTİ**

Diş titreşim momenti (cogging), teorik olarak rotor magnetik akısı ve stator magnetik direnci açısal değişimi arasındaki etkileşimden oluşur. Diğer bir deyimle bir rotor mıknatısı üzerinde alınan sabit bir noktanın gördüğü magnetik direnç değişimi, diş titreşim momenti oluşumuna neden olmaktadır. Tanım olarak diş titreşim momenti oluşumunda, stator uyarma akımının hiçbir etkisi yoktur. Bu moment bileşeninin genliği motor geometrisi ve rotor sürekli mıknatıs açısıyla yakından ilgilidir.

- **MOMENT DALGALILIĞI**

Moment dalgalılığı, stator uyarma akımı ve rotor magnetik alanı etkileşiminden oluşan moment darbesi bileşenidir. Bu bileşen iki şekilde oluşabilir.

Karşıt Moment: Karşıt moment darbesi, stator faz akımı uyarması ile rotor sürekli mıknatısı akı dağılımının etkileşiminden oluşur. Bu etkileşim esasen SMFM larda ana moment oluşum mekanizmasını teşkil etmektedir [6].

Magnetik Direnç Momenti: Magnetik direnç moment bileşeni, stator faz akımı uyarmasının rotor magnetik direnç değişimi ile etkileşiminden oluşur. Yüzey mıknatıslı SMFM larda bu bileşen söz konusu değildir.

- **MOMENT DARBESİ**

Moment darbesi, diş titreşim ve moment dalgalılığı bileşenlerinin toplamıdır.

Birçok SMFM içeren tahrik sistemi uygulamalarındaki düzgün veya titreşimsiz moment gereksinimi son onbeş yıl içinde moment darbesi bileşenlerinin en azlanmasına yönelik birçok tekniğin geliştirilmesine neden olmuştur [6,7]. Genel olarak söz konusu tekniklerin ikiye ayrılması mümkündür. Bunlardan ilki motorun trapezoidal veya sinüsoidal olmasından bağımsız, sürekli mıknatıslı motorun tasarımıyla ilgilidir. Bu yaklaşımdaki ana fikir, moment titreşimini yok etmeye yönelik olarak motor tasarımını ideal karakteristiğine yaklaştırmak ve moment darbesinin temel elektromagnetik odaklı kaynaklarını ortadan kaldırmaya yöneliktir.

İkinci teknik ise donanım ve yazılım anlamında aktif denetim yapılarıyla ilgilidir. Bu teknik temelde ideal olmayan motor karakteristiğini veya güç elektroniği devresinin istenmeyen çalışma koşullarını, uyarma akımının denetlenmesi ile düzeltmeye çalışır. Bu gruptaki teknikler klasik sinüsoidal veya kare dalga akım uyarma şeklinden gelen moment darbesi bileşenlerinin bir denetleyici yardımıyla aktif ve gerçek zamanda giderilmesini temel alır. İkinci gruptaki bu tekniklerin etkinliği tamamen motor tasarım parametrelerinin önceden bilinmesine, motorun denetleyiciye tanıtılmasına veya denetleyicinin uygulama başlangıcında motor parametrelerine göre kendini düzeltme yeteneğine bağlıdır [6]. Bu koşullar altında denetim sisteminin ancak motorun moment oluşturma karakteristiğine etki yapabileceği açıktır.

2.3 DARBELİ MOMENT EN AZLANMASINDA MOTOR TASARIM TEKNİKLERİ

Sinüsoidal ve trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde moment darbesinin en azlanmasında uygulanan tekniklerin ilk bölümü, daha önce vurgulandığı üzere, uygun motor tasarımını temel almaktadır. Geleneksel olarak bu amaçla en fazla uygulanan teknikler, stator sac paketinin veya rotor şoklama alanının belli bir açıyla kaydırılması ve kesirli oluk adımı sargı kullanmaktır. Tezin bu ayrıtında yukarıda açıklanan iki tekniğin yanında, moment darbesi en azlanmasında kullanılan ve literatürde geçen diğer yaklaşımlar da sunulacaktır. Öyleki bu ayrıtta irdelenecek tüm teknikler motor tasarım temelli olduğundan, denetleyici etkisi dikkate alınmayacak başka bir deyişle tahrik sisteminin düşük hızlarda çalıştığı ve besleme devresi üzerinden motora ideal

sinüs veya yarı kare dalga benzeri besleme akımı uygulanmakta olduğu varsayılacaktır. Moment dalgalılığı oluşumunda denetleyici etkisi sonraki ayırtta irdelenecek ve yorumlanacaktır.

SMFM tasarımında en yüksek ortalama momentin elde edilmesi, en az dış titreşim momenti bileşen genliği ve en az moment dalgalılığının varlığı arasında bir denge veya optimizasyon söz konusudur [5,6]. Sinüsoidal SMFM larda ortalama momentin belli bir yüzdeyle kaybı pahasına dış titreşim ve moment darbesi genliğinin azaltılması mümkündür. Trapezoidal SMFM larda ise, aynı tasarım bünyesinde hem düşük dış titreşim ve hem de düşük moment darbesi genliğinin eşzamanlı elde edilmesi, birbirlerine zıt etkilerinden dolayı oldukça güçtür [6].

Darbeli momentin en azlanması yönelik bazı teknikler de, gerçekte istenmeyen bileşenlerin tamamen yok edilmesinden öte, titreşim frekansını artırmayı, genliğini düşürmeyi veya başka bir deyimle darbeyi ihmal edilebilir bir düzeye çekmeyi amaç edinmişlerdir. Bu tekniklere en önemli örnek yalancı oluk (dummy slot) yaklaşımıdır. Yüksek eylemsizlikli yüklerin hassas hız denetimi gerektiren uygulamalarında da tüm bu yaklaşımların eşdeğer hız salınımlarının en azlanmasında da katkı sağlayacağı açıktır.

Moment dalgalılığının en azlanmasında irdelenmesi gereken bir başka önemli kriter üretim toleranslarına olan duyarlılıktır. Montaj, şoklama, mıknatıs yerleştirme veya motor boyutlarında yüksek duyarlılık gerektiren bazı teknikler düşük maliyetli ve yüksek üretim hacmine sahip uygulamalarda kullanılamayabilir veya pratik olmayabilir. Burada en önemli kriter, sistemin sadece teknik değil motor üretim detayı da dikkate alınarak, optimal moment darbesi en azlama tekniğinin seçimidir.

Moment darbesinin giderilmesinde en çok uygulanan yöntemlerden biri stator sac paketinin veya rotor şoklamasının belli bir açıyla kaydırılmasıdır [6–13]. Rotor sürekli mıknatısları tarafından görülen magnetik direnç değişimi kaydırma tekniği yardımıyla kompanze edilerek, moment darbesinin dış titreşim bileşen genliği azaltılabilir. Pratikte bir tam oluk adımı kaydırmaya rağmen, uç etkiler ve hava

aralığının tam düzgün olmaması nedeniyle nominal momentin yüzde biri kadar dış titreşim moment bileşen genliği kaçınılmazdır. Kaydırma tekniği aynı zamanda stator sargı dağılımına olumlu katkı sağlayarak, faz sargısında endüklenen gerilimin yüksek dereceli harmoniklerini azaltacağından, ideale yakın endüklenen gerilim oluşumuna katkıda bulunur. Sinüsoidal SMFM lar için bu özelliğin önemi daha önce vurgulanmıştır. Böylece kaydırma tekniğinin sinüsoidal motor tasarımı için önemli bir tasarım seçeneği olduğu ortaya çıkmaktadır [9]. Sinüsoidal SMFM larda bu etki moment titreşimini azaltırken, trapezoidal motorlarda faz sargısında endüklenen gerilimin düz bölgesini yuvarlatacağından, motor tasarımına bağlı olarak moment titreşiminin belli bir yüzdeyle artmasına neden olacaktır [12]. Kaydırma tekniği basit, etkili ve oldukça yaygın kullanılan bir teknik olmasına karşın bazı olumsuz etkilere de sahiptir. Bu olumsuzlukların en önemlileri; trapezoidal yapılarda ortalama moment kaybı, daha zor üretilebilir stator yapısı, kaçak endüktansın ve kayıpların artmasıdır. Faz ve kutup başına düşen oluk sayısının küçük olmadığı durumda ortalama momentteki düşüm genellikle nominal momentin yüzde bir kaç kadardır. Bununla beraber küçük oluk sayısına sahip motorlarda bir tam oluk adımı kaydırmak, ortalama momentte oldukça yüksek oranda kayba neden olacağından, başka tekniklerin kullanılması faydalı olacaktır [6].

SMFM larda kaydırma tekniği dışında moment darbesinin en azlanması amaçlı olarak uygulanan bir başka teknik, motor sargı dağılımı temellidir. Alternatif akım motor teorisinden bilindiği üzere sinüsoidal SMFM larda stator sargısı, endüklenen gerilim harmoniklerinin azaltımı yönünde tasarlanır. Böylelikle ana bileşen genliği artırılarak en yüksek ortalama moment değeri elde edilebilir. Ortalama momentte belli bir oranda düşüme rağmen, yüksek dereceli harmoniklerin yok edilmesinde kısa oluk adımlı sargı tekniğinin kullanılması iyi bilinen bir yaklaşımdır [14]. SMFM larda kesirli oluk adımlı sargı yapıları, kutup ve faz başına düşük oluk sayılı motorlarda kullanılır [15,16]. Bunun nedeni bu tip motorlarda kaydırma tekniğinin yukarıda belirtilen sakıncalarıdır. Oluk sayısının kutup sayısının tam katı olmaması durumunda, dış titreşim moment bileşeni yüksek frekanslı ve düşük genlikli olacaktır. Kesirli oluk adımlı sargılar, temel bileşende ve dolayısıyla ortalama momentte bir düşüm yaratmadan harmonik bileşenlerin yok edilmesinde önemli bir katkıya sahiptir.

Trapezoidal SMFM larda, faz sargılarında endüklenen gerilimin düz bölgesinin genişliğini artırmak amacıyla tam oluk adimli konsantre sargılar tercih edilmektedir. İdeal koşullar altında titreşimsiz moment elde etmek için, mıknatıs yayı ile stator sargısı faz bant genişliği farkı 120° elektrik açıya eşit veya ondan büyük olmalıdır [17]. Bu anlamda 180° elektrik açılı mıknatıs yayı kullanmak bir üstünlük olarak gözükmektedir ancak bu şartlar altında bile, gerek uç etkileri ve gerekse fazlar arası komutasyondan gelen titreşimlerden dolayı ideal darbesiz moment elde etmek mümkün değildir.

SMFM larda moment dalgalılığının azaltılmasında kullanılan bir diğer yaklaşım motor faz sayısını artırmaktır. SMFM larda faz sayısının artırılması, kolektörlü da motorlarda kolektör lamel sayının artırılmasına eşdeğer olduğundan moment dalgalılığını azaltacaktır [18]. Bu yaklaşımdaki en büyük olumsuzluk güç elektroniği devresinin anahtar sayısının artması, denetim elektroniği ve kablo yapısının karmaşıklığı nedeniyle sistem maliyetinin yükselmesidir. Literatürden beş ve yedi fazlı trapezoidal SMFM lar üzerinde yapılan çalışmaların sonuçlarından; nispeten düşük, nominal momentin yüzde beş veya onu mertebesinde moment dalgalılık değerleri elde etmenin mümkün olduğu anlaşılmaktadır [5,16,19]. Sinüsoidal SMFM larda yüksek faz sayıları kullanmak, titreşim momentinin frekansını artırarak genliğini düşürmektedir [14]. Bu yaklaşımda motorda tek faz sayıları kullanmak benimsenmelidir. Aksi takdirde çift faz sayılarının kullanılması durumunda ancak iki kat faz sayısı seçilerek tek faz sayılı yapıya eşdeğer titreşim frekans ve genlik cevabı elde etmek mümkün olmaktadır [18,19].

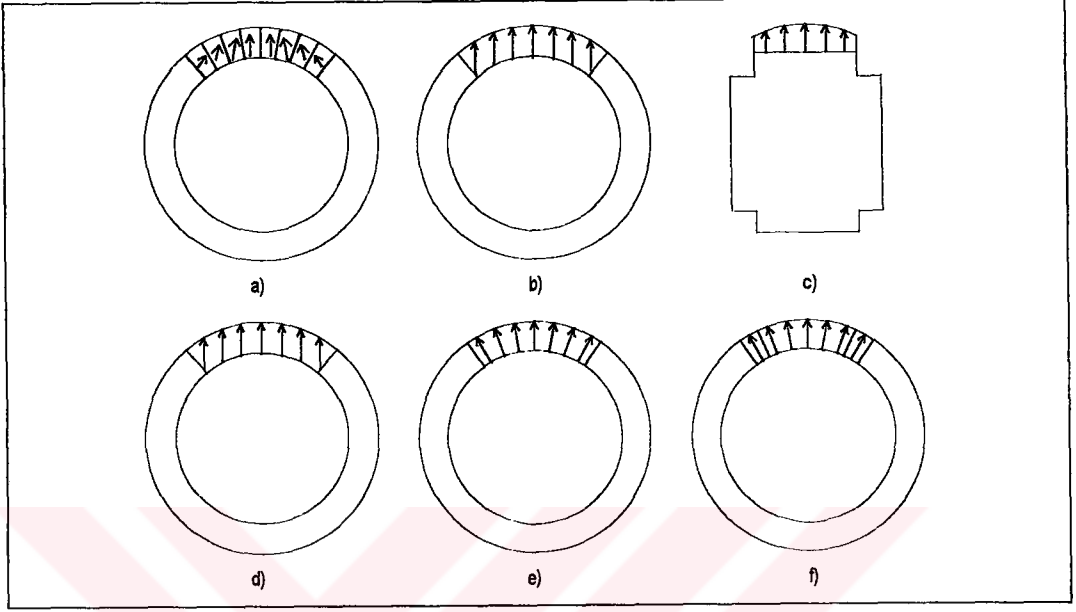
SMFM larda moment darbesinin en azlanması motorun stator yapısı ve faz sargısı ile ilintili kullanılan son teknik, oluksuz sargı yapılarından yararlanır. Oluksuz yapılar stator dişlerini gereksiz kıldığından diş titreşim moment bileşenini tamamen yok etmektedir [5,20]. Ancak bu yapının kullanılması ile tahrik sisteminden elde edilen ortalama momentin ve verimin azalması kaçınılmazdır. Bu yaklaşım ancak yüksek enerji çarpanlı nadir toprak elementli sürekli mıknatısların kullanılmasıyla pratik olabilecek aksi durumda sadece çok küçük güçlü bilgisayar disk sürücüler, küçük

fan, teyp veya video bant kayıt ve okuma motorları ile sınırlı kalacaktır. Oluksuz SMFM lar genellikle stator sargılarının oluklu yapılara kıyasla çok daha düzgün ve hassas dağılımından dolayı düşük seviyeli endüklenen gerilim harmonikleri içerirler ve dolayısıyla geniş hava aralığında daha sinüsoidale yakın magnetik akı yoğunluğu oluşturabilirler. Oluksuz motor, yukarıda vurgulanan katkılarından dolayı, faz sargılarında endüklenen gerilimin harmonik içeriğini düşürerek, özellikle sinüsoidal SMFM larda moment darbelerini çok az bir genliğe indirgeyebilir. Günümüzde SMFM oluksuz motorlar küçük güçlü aksiyal akılı disk motorlarında ve yüksek hızlı metal işleme makinelerinde çokça uygulama alanı bulmaktadır [5]. Literatürde ayrıca bu motorlar, bazı doğrudan tahrikli robot uygulamaları için de en uygun yapılar olarak sunulmaktadır [20].

SMFM larda moment dalgalılığının en azlanmasına yönelik motor tasarım temelli yaklaşımlardan kaydırma ve stator sargı yapısı tekniklerinden başka rotor magnetik tasarımı da üzerinde dikkatle durulması gereken bir başka potansiyel alandır. Minimum moment darbesi için sinüsoidal SMFM larda hava aralığı akı yoğunluğu sinüsoidal olarak değişirken, trapezoidal motorlarda bu değişim mümkün olduğunca düz bölgesi geniş trapezoidal yapıdadır. Şekil 2.3 de verildiği üzere, trapezoidal ve sinüsoidal motorlarda ideal hava aralığı akı dağılımının elde edilmesine yönelik bazı rotor sürekli mıknatıs tasarım seçenekleri söz konusudur. Şekil 2.3 de verilen rotor tasarım seçeneklerinden en yaygın olanı yay mıknatıs geometrisi ile ya paralel (Şekil 2.3d) ya da radyal (Şekil 2.3e) şoklamanın kullanılmasıdır. Paralel şoklama yönsüz (isotropic), radyal şoklama ise yönlü (anisotropic) sürekli mıknatıslarla daha kolay elde edilebilir [13]. İki kutuplu bir SMFM da paralel şoklama ile sinüsoidal hava aralığı akı yoğunluğu dağılımı elde edilirken, radyal şoklama ile ideale yakın bir trapezoidal dağılım elde edilecektir. Her iki şoklamada da motor kutup sayısı arttıkça, hava aralığı akı yoğunluğu dağılımı birbirine daha fazla yaklaşacaktır.

İdeale yakın trapezoidal akı dağılımı, kutup uçlarına yerleştirilen yüksek enerji çarpanlı sürekli mıknatıs yay parçaları ile elde edilebilir. Ana kutup yaylarının uçlarına yerleştirilen yüksek magnetik özellikli mıknatıs parçaları, kaçak etkileri

sönümleyeceğinden, faz sargısında endüklenen gerilimin düz bölge açısını artıracaktır (Şekil 2.3f) [21].



Şekil 2.3 Dört kutuplu SMFM larda sinüsoidal ve trapezoidal hava aralığı akı dağılımı elde etmeye yönelik rotor tasarım alternatifleri a) Blok mıknatıslı rotor b) Magnetik kılıf c) Değişken hava aralığı d) Paralel şoklama e) Radyal şoklama f) Farklı cins mıknatıs parçaları ile tasarım

İdeale yakın sinüsoidal akı dağılımı, kutup uçlarında mıknatıs kaçak etkisini artırmak suretiyle elde edilebilir. Bu amaçla, Şekil 2.3b de verildiği üzere, rotor üzerine geçirilen ince magnetik bir kılıftan yararlanılabilir [22]. Bu yaklaşım sayesinde özellikle yüksek hızlarda rotor üzerindeki sürekli mıknatısların merkezkaç kuvvetten korunumu sağlanırken, etkin hava aralığının küçültülmesi sonucu artan kaçak akı nedeniyle oluşan moment kaybı da belli bir yüzdeyle giderilmiş olur. Hava aralığında sinüsoidal akı dağılımı elde edilmesinde uygulanan diğer yöntemler ise mıknatıs kutuplarını ve/veya hava aralığını kutup ortalarına doğru daralan bir yapıda tasarlamak, örneğin Şekil 2.3c de verilen mıknatıs geometrisi kullanmak veya Şekil 2.3a da görülen, mıknatıs kutuplarını değişken şoklama yönlerine sahip ince yay veya bloklardan oluşturmaktır [14].

Moment titreşiminin önlenmesinde motor tasarım temelli tekniklerden biri de uygun sürekli mıknatıs kutup yayı genişliği kullanmaktır. Ayrıca SMFM larda rotora yerleştirilen mıknatısların konumu da özel önem verilmesi gereken bir başka noktadır. Trapezoidal SMFM larda moment titreşimi, daha önce de vurgulandığı üzere, sürekli mıknatıs kutup yayının mümkün olduğunca büyük seçilmesi ile azaltılabilir [17]. Buna karşın sinüsoidal yapılarda ise yaklaşık 150° elektrik açılı kutup yayı seçimi titreşim momentinin altıncı harmonik bileşenini azaltmaktadır [14].

Bu bölümün başında da değinildiği üzere, dış titreşim moment bileşeni mıknatıs kutuplarının uç noktaları ile stator dişlerinin etkileşimi ile oluştuğundan, mıknatıs yay açısının uygun seçilmesi ile azaltılabilir [11]. SMFM lar için eşdeğer dış titreşimi moment bileşeni, her mıknatıs kutup yayının kenarlarında oluşan kuvvet bileşenlerinin toplamından oluşur. Literatürde verilen sonlu elemanlar tekniği temelli çalışmalarda sürekli mıknatıs yayının, k tam sayı olmak üzere $(k+0.14)$ oluk adımı olarak seçilmesinin titreşim momentinin birinci harmonik bileşenini yok ettiği belirtilmiştir [9,11,13].

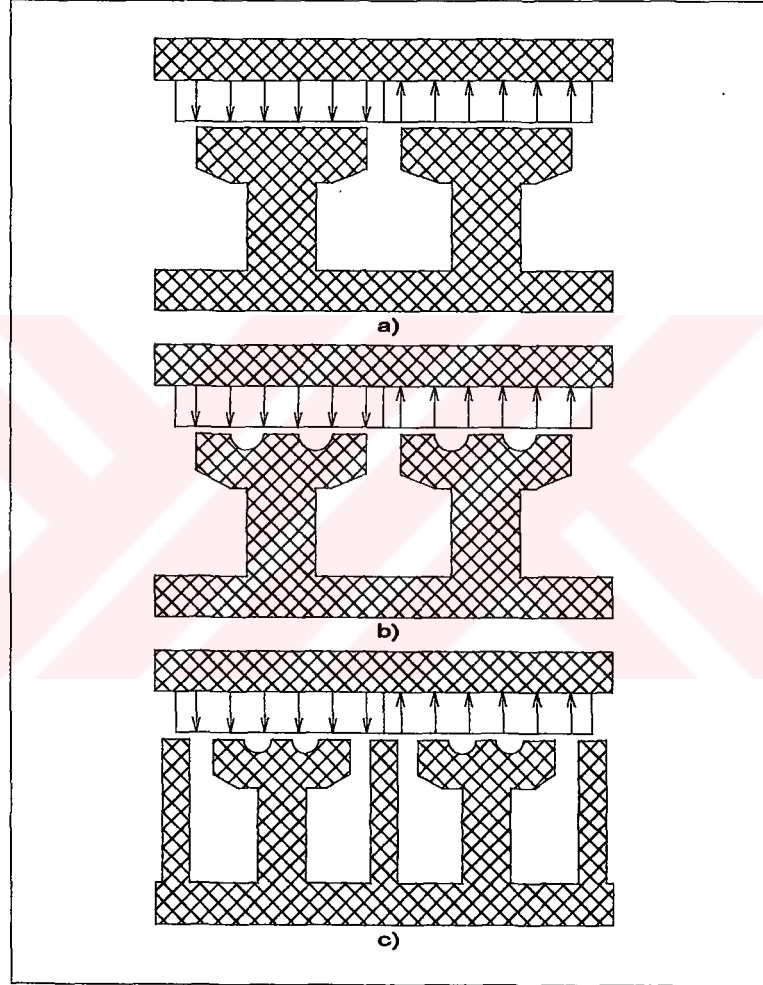
Diş titreşim moment bileşeninin azaltılmasında bir başka yaklaşım ise bir çift mıknatıs kutbunun diğerine göre belli bir açıyla kaydırılmasıdır [9,11,23]. Diş titreşim dalgalılık bileşeni, mıknatıs sınırları nedeniyle oluştuğundan, örnek olarak bir grup mıknatısın diğer gruba göre $1/4$ oluk adımı kaydırılması diş titreşim momentini temelli bileşeninin ikinci harmoniğini ortadan kaldırmaktadır. Sonuç olarak literatürde yapılan çalışmalardan, yukarıda vurgulanan yaklaşımların kullanılması sonucu, dış titreşim bileşen genliğinin nominal motor momentinin yüzde birine kadar düşürülmesinin mümkün olduğu görülmektedir [11]. Bu tekniklerin deneysel doğrulama ile tatminkar sonuçlar verdiği bilinmesine rağmen, motor üretim toleranslarını da dikkate alan sistematik analizlerin de yapılması gerektiği görülmektedir. Aksi durumda pratiğe uygulanması mümkün olmayan bazı yaklaşımların kullanılması, sonucu olumsuz yönde etkileyecek ve çalışmanın eksik kalmasına neden olacaktır. SMFM larda rotor sürekli mıknatıslarının belli bir açıda kaydırılmak suretiyle şoklanmasının pratik olmadığı durumlarda, mıknatıs blokları aksiyal yönde mekanik olarak kaydırılarak ayırık adımlarla rotora yerleştirilebilir. Bu

durumda kayık şoklamaya eşdeğer bir yapı oluşturulabilir [9]. Mıknatıs bloklarının aksiyal yönde mekanik olarak kaydırmak blok sayısı ve çarpanları haricinde tüm dış titreşim moment bileşenlerini yok edecektir.

SMFM larda dış titreşim moment bileşen genliğinin en azlanmasına yönelik alternatif teknikler bir referansta karşılaştırılarak yorumlanmış ve çeşitli yaklaşımların sonuçları verilmiştir [9]. Başka bir ifadeyle bu referansta blok yapıda rotor mıknatıslarının mekanik olarak kaydırılması, kutupların birbirlerine göre kaydırılması, uygun mıknatıs yay açısı seçimi ve farklı kutuplar için değişik mıknatıs yayı kullanımı teknikleri karşılaştırılmalı olarak irdelenmiş ayrıca tüm tekniklere ait olumlu ve olumsuz yönler ortaya konulmuştur. Buna göre, sinüsoidal SMFM larda stator yanında sac paketinin bir tam oluk adımı kaydırılması ve 150° elektrik açılı mıknatıs yayı kullanımı çok düşük dış titreşim bileşen genliği elde edilmesini sağlamakta ve sargıda endüklenen gerilimin beş ve yedinci harmonik bileşenlerini yok etmektedir. Buna karşılık dış titreşim moment bileşen genliği azaltımında, stator sac paketinin kaydırılması istenmiyorsa, rotor mıknatıs yayının uygun seçimi ve kutup kaydırma önerilmektedir.

Dış titreşim moment bileşen genliğinin azaltılması için yukarıda verilen yorumlar ve sonuçlar kutup ve faz başına yüksek oluk sayısına sahip SMFM lar için geçerlidir. Kutup ve faz başına düşük oluk sayısına sahip motorlarda, stator sac paketini bir tam oluk adımı kaydırmak temel moment bileşen genliğinin azalmasına ve yüksek seviyede kaçak akı oluşumuna neden olacağından geçersizdir. Bu sonuca en uç örnek iki kutuplu ve üç oluklu SMFM dur. Kutup ve faz başına düşük oluk sayısına sahip motorlarda dış titreşim bileşeninin azaltılması için literatürde önerilen çözüm yalancı (taklit) oluk yaklaşımıdır [24,25]. Yalancı oluk yaklaşımının tanıtımı amacıyla, Şekil 2.4a da klasik stator dış yapısı, Şekil 2.4b de ise yalancı oluk kavramının klasik yapıya eklenmesi görülmektedir. Pratikte yalancı oluklar, gerçek oluk ağızını taklit etmektedir. Şekilde verilen özel geometride taklit oluklar dış titreşim moment frekansını üç kat artırırken bileşen genliğini de azaltmaktadır. Yalancı oluk yaklaşımının bir doğal uzantısı da yalancı veya taklit dış yapısıdır ve Şekil 2.4c ile verilmiştir. Kavram olarak yalancı dış yapısının yalancı oluktan hiçbir farkı yoktur. Şekil 2.4c deki yapıda rotor sürekli mıknatıs şoklamasını bir yalancı oluk adımı ki,

gerçek oluk adımının tasarımı bağı olarak belli bir yüzdesidir, kaydırmak diş titreşim moment bileşen genliğinin daha da azaltılmasını sağlayacaktır. Yalancı oluk veya diş tekniği, kutup ve faz başına düşük oluk sayısına sahip SMFM larda kaydırma tekniğinin olumsuzluklarını içermeyen en etkili yöntem olarak, literatürde üzerinde oldukça fazla bilimsel çalışma yapılan bir teknik olarak karşımıza çıkmaktadır [20,21].



Şekil 2.4 Diş titreşim moment bileşen genliğinin azaltılmasında yalancı oluk ve diş kavramı a) Klasik yapı b) Yalancı oluk yapısı c) Yalancı oluk ve diş yapısı

SMFM larda diş titreşim momentinin, stator oluk/diş yapısı ile rotor sürekli mıknatıslarının etkileşiminden oluştuğu bilindiğine göre bu dalgalılık bileşen genliğinin azaltılmasında, stator oluk ağzı açıklığının daraltılmasından da yararlanılabilir. Bu amaçla mıknatıs yayının uygun açıda seçilmesine benzer şekilde magnetik oluk kaması, takozu veya daha genel anlamda oluk ağzının yeniden bu bakış açısıyla

düzenlenmesi faydalı olacaktır [26,27]. Ancak sunulan ilk iki tekniğin de kaçak akıyı artırarak motordan alınan ortalama momenti azaltacağı gözden kaçırılmamalıdır.

Üretim esnasında stator sargısının yerleştirilmesini sağlayacak en düşük mekanik açıklık, oluk ağzı boyutlarına doğal bir sınırlama getireceği de açıktır. Rotora yerleştirilen sürekli mıknatıs gruplarının kaydırılmasına benzer şekilde stator oluklarının düzensiz dağılımı da dış titreşim moment genliğinin azaltılmasına olumlu katkıda bulunacaktır. Dolayısıyla optimal yaklaşımın, uygulamanın tüm şartları ve gerçekleri dikkate alınarak irdelenmesi, bir zorunluluk olarak dış titreşim moment bileşen genliğinin en azlanması da tasarımcının karşısında olacağı gözükmektedir.

2.4 DARBELİ MOMENT EN AZLANMASINDA DENETLEYİCİ TASARIM TEKNİKLERİ

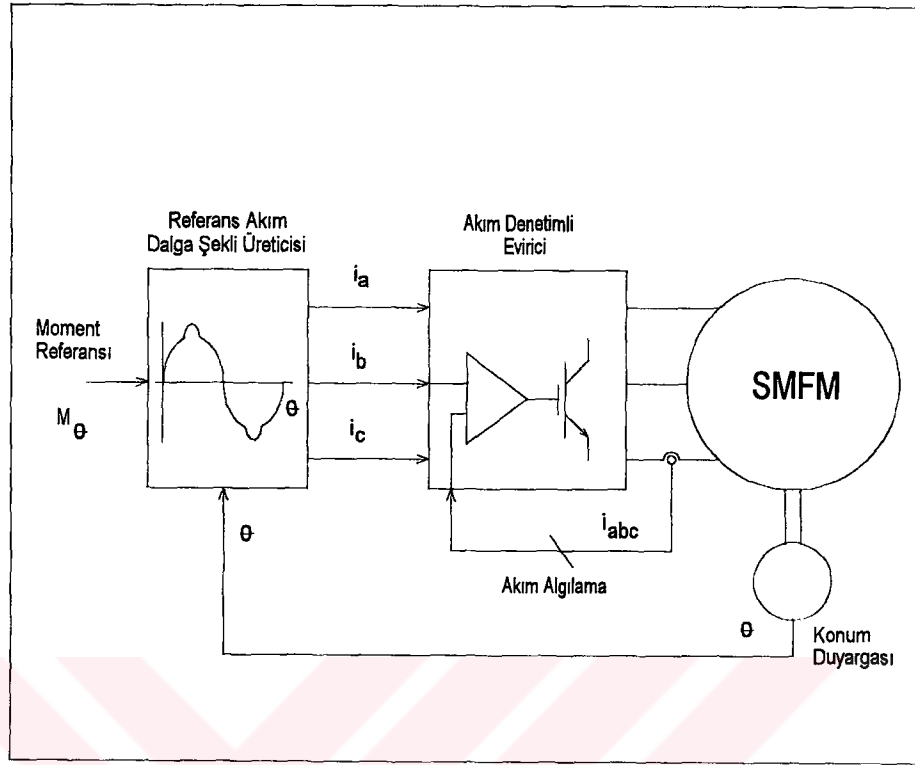
Tezin 2.3 ayrıtında verildiği üzere, SMFM larda dış titreşim ve moment dalgalılığı bileşen genliklerinin azaltılmasına yönelik birçok motor tasarım temelli yaklaşım bulunmaktadır. Ancak uygulamanın özelliklerine bağlı olarak bazı durumlarda, bu teknikler istenen performansın elde edilmesinde yetersiz kalabilir veya tatminkar sonuçlar vermeyebilir hatta bazı durumlarda bu tekniklerin uygulanması mümkün olmayabilir[6]. Örnek olarak uydu veya radar anten sistemleri gibi özel hareket denetim uygulamalarında, motor enerjisi kesildiğinde dış titreşim momenti buna karşın izleme veya motor çalışma konumunda ise darbesiz moment istenebilir [28].

Önceki paragrafta tanıtılan uygulamaya benzer bazı SMFM lu tahrik sistemlerinde, uyarma akım dalga şeklinin aktif ve gerçek zamanda denetimi ile sadece istenmeyen bazı moment darbesi bileşenleri uygulamanın koşulları içinde etkisiz kılınabilir [6]. Moment darbesi en azlanmasında motor tasarım teknikleri ile ilgili bölümde vurgulandığı üzere, son onbeş yıl içerisinde denetim temelli sözgelimi açık çevrim anlamda komutasyon ve dış titreşim momenti kapalı çevrim olarak gerçek zamanda aktif sönümleme teknikleri temelli birçok çalışma yapılmıştır [6]. Tezin bu ayrıtında denetim temelli yaklaşımlar tanıtılacaktır.

SMFM lu tahrik sistemlerinde diş titreşim momenti ve moment dalgalılığı bileşenlerinin aktif anlamda denetiminde en yaygın kullanılan yaklaşımlardan biri, moment darbesi bileşenlerini yok etmeye yönelik önceden belirlenmiş stator faz akımları uyarma dalga şekillerini kullanmaktır. şekil 2.5 de ilgili tekniklerin bir çoğunda kullanılan basitleştirilmiş denetim blok diyagramı verilmiştir. şekilden kolayca anlaşılacağı üzere bu yaklaşımlarda ana fikir, üç fazlı SMFM için ortalama momenti elde etmeye ve istenmeyen moment darbesi bileşenlerini yok etmeye yönelik önceden belirlenmiş faz akımları referans dalga şekillerini oluşturmaktır.

Diş titreşim momenti ve moment darbesi bileşenlerinin en azlanmasına yönelik önceden hesaplanmış ve denetleyici yapıya programlanmış besleme akım algoritmaları, 1980 li yılların başından itibaren literatürde yer almıştır. Bu tekniklerin ilklerinden biri trapezoidal SMFM lu tahrik sistemleri için önerilmiştir [29]. Söz konusu teknik özetle trapezoidal SMFM ların beslenmesi için önerilen yarı kare dalga benzeri akım profilinin düz tepe bölgesinin çeşitli ölçütlerle göre ayarlanmasını temel alır. Ancak optimize edilmiş akım dalga şekillerinin motora uygulanması, güç elektroniği ve denetim algoritmalarının karmaşık hale gelmesine neden olmaktadır. Söz gelimi bu özel durumda, her faz başına H tipi güç elektroniği topolojilerinin kullanılması gereklidir ve böylece üç fazlı bir SMFM için oniki elemanlı bir devrenin kullanımı bir zorunluluktur.

SMFM lu tahrik sistemlerinde, moment darbesinin denetim temelli en azlanması amacıyla önerilen algoritmaların büyük bir çoğunluğu, istenen moment darbesinin yok edilmesine yönelik bir mantık içerir ve seçilen harmonik bileşenlerin faz akımı dalga şekillerine yerleştirilmesini temel alır. Örnek olarak bu konuda önerilen ilk yapılardan biri, üç fazlı SMFM denetiminde altıncı ve onikinci harmonik moment bileşenlerinin yok edilmesi için tasarlanmıştır [30]. Altıncı ve onikinci harmonik bileşenler, ilgili çalışmaya konu olan uygulamada en etkili bileşenlerdir. Bu amaçla endüklenen gerilim dalga şekli harmonik analizinden elde edilen beşinci ve yedinci harmonik akımlar, temel sinüsoidal akım referansına eklenerek ilgili harmonik bileşenler yok edilmiştir.



Şekil 2.5 SMFM lu tahrik sistemleri için, darbeli moment en azlanmasında kullanılan programlanmış akım temelli denetim yapısı blok diyagramı

Yüzey mıknatıslı SMFM larda moment darbesi en azlanmasında uygun akım dalga şekli kullanımının en önemli özelliği, motorun temel moment denklemini veren doğrusal yapıda, tüm harmonik akım bileşenlerinin temel bileşene orantılı ölçeklenme zorunluluğudur [6]. Böylelikle, sistemde moment referansı değiştiğinde sadece faz akımlarının genlikleri değişmekte fakat dalga şekli aynı kalmaktadır. Söz konusu doğrusal karakteristik bu anlamda denetim algoritmalarının donanım yapısının basitleştirilmesine olanak sağlamaktadır.

Son yıllarda seçilen harmonik bileşenlerin besleme akımına dahil edilmesini temel alan algoritmalar, basit yaklaşımlardan karmaşık yapılara geçmiştir [31]. Bu gelişmede özellikle sayısal işlemcilerin performanslarındaki sürekli artış etkili olmuştur. Örnek olarak 1986 yılında yapılan bir çalışmada, kapalı çevrim çözüm yapıları ile moment darbesi harmonik bileşenlerinin sadece dört tanesi yok edilirken, birçok ek bileşenin de yok edilmesi için gerekli besleme akım harmoniklerinin iteratif hesabı tanıtılmıştır [32]. Bu çalışmada “n” bir tamsayı olmak üzere “6n” harmonik mertebeye kadar tüm

moment darbesi bileşenlerinin yok edilmesi için besleme akım dalga şekillerinin, ek kısıtlar söz konusu olmasa bile, bir ve yalnız bir düzende ifade edilmiş olması çok önemlidir. Konuyla ilgili daha sonra yapılan bilimsel çalışmalarda ise, harmonik katkı tekniği yardımıyla tüm dış titreşim ve moment dalgalılığı bileşenlerinin yok edilmesinde sayısal optimizasyon teknikleri kullanılmış ve denetim yapısı genelleştirilmiştir [31,33,34]. Örnek olarak en az bakır kaybı kısıtı, sistem verimini artırmak üzere denklemlere yerleştirilmiştir. Ayrıca bu çalışmalarda, üç ve üçün katları besleme akım harmoniklerini yok etmek üzere yıldız motor bağlantısı ve eviriciyi besleyen sonlu kaynak gerilimi ve dolayısıyla faz akımı değişiminin sınırlandırılması gibi kısıtlar da optimal akım dalga şekli hesap algoritmalarının içinde yer almıştır.

Bilindiği üzere SMFM lu tahrik sistemlerinde ani moment, endüklenen gerilim ve faz akımı çarpımına doğru orantılıdır. Moment darbesinin yok edilmesinde kullanılan optimize akım dalga şekillerinin hesaplanmasında bir diğer alternatifin temeli de işte bu özelliğe dayanmaktadır. Bu yaklaşımda özetle, uygun koşullar altında optimize akım dalga şekli, endüklenen gerilimin eşleniğine veya tersine orantılı olarak hesaplanabilir. Böylelikle ilgili akım dalga şekillerinin hesaplanmasında hava aralığı akısı ve endüklenen gerilim dalga şekillerinin harmonik analizlerinin yapılmasına gerek kalmaz. Bu tekniğin sinüsoidal SMFM lu yapılara uygulanması, tüm önemli değişkenlerin senkron hızla dönen d-q referans düzleme dönüştürülmesi nedeni ile oldukça basitleşmektedir. Bu yaklaşımın esas amacı, endüklenen gerilim eşleniğinin kullanılması sürecinde, moment darbesi temel frekans bileşenini otomatik olarak yok etmektir [35]. Uygun besleme akım dalga şekillerinin hesaplanmasında bir diğer alternatif yaklaşım, sınırlı elemanlar yöntemi ile bulunan endüklenen gerilim dalga şekillerini kullanarak, özel bir bağıntı yardımıyla referans akım ifadelerini, eşlenik alma tekniğine uyumlu sabit referans düzlemde elde etmektir [36].

Yukarıdaki paragrafta açıklanan tüm uygun besleme akım profillerinin kullanımını temel alan teknikler, açık çevrim yok etme kavramına dayandığından, bu yaklaşımların gerçek uygulamadaki etkinliği motor parametrelerinde oluşabilecek değişim ile yakından ilintilidir. Bu yaklaşımların ilgili referanslarda verilen sonuçları, deney

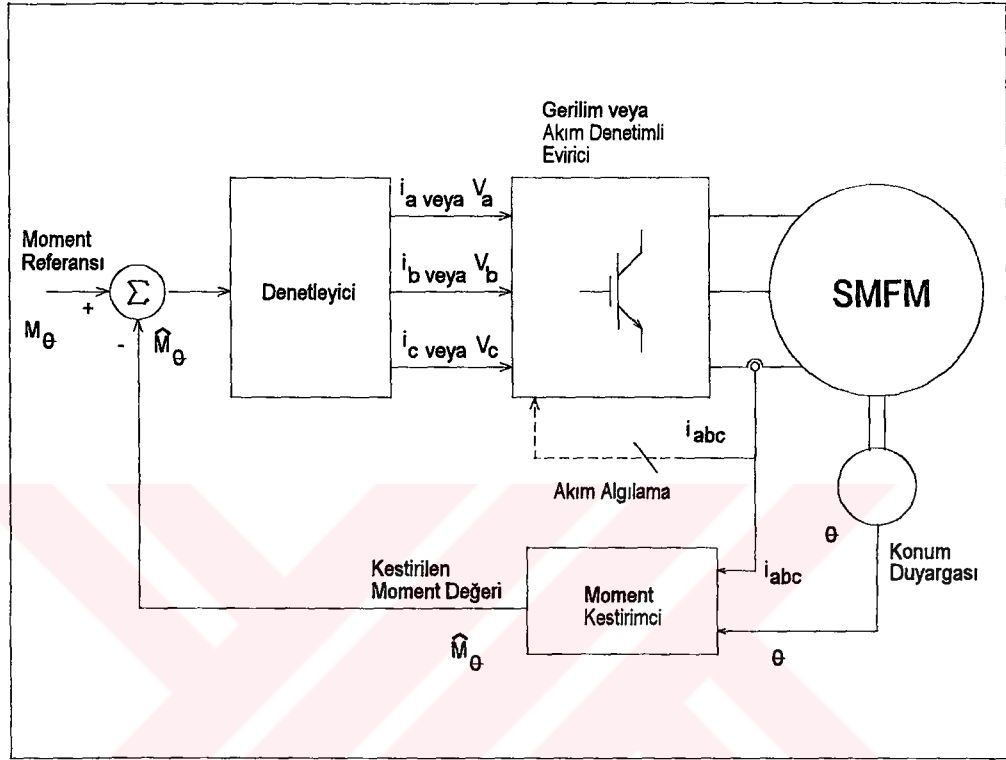
neticeleri ile doğrulanamamıştır veya başka bir deyimle uyumsuzdur ve ilgili çalışmaların pek azında denetlenen motor parametrelerine bağımlılık dikkate alınmıştır. Literatürde yapılan çalışmalardan, bu tekniklerin uygulanması sonucu laboratuvar ortamında bile, SMFM larda moment darbesi bileşen genliğini nominal momentin %1 inin altına düşürmenin mümkün olmadığı gözükmemektedir [18,28,35,37]. Besleme akım dalga şekline, uygun harmonik bileşen katkı tekniğinin kullanılması sonucunda, sistem performansının motor parametrelerinde oluşabilecek değişikliklere bağımlılığına ek olarak, kalıcı moment darbesi oluşumuna diğer olumsuz etkiler dengesiz faz sargı empedansları, faz açısı kayma hatası ve akım ölçümünde oluşabilecek kazanç hataları gibi motor/besleme elektroniği etkileşiminden gelecektir [28,38]. Tüm bu hata kaynakları sistemde elektriksel frekansın iki katı frekansta kalıcı bir moment darbesi bileşeninin oluşumuna neden olacaktır [6]. Kalıcı moment darbesi bileşeninin, açık çevrim karakterli harmonik katkı tekniği ile sönümlenmesi mümkün değildir ve mutlak başka denetim yaklaşımlarına ihtiyaç vardır. Sistemde sadece açık çevrim tekniklerin kullanılması durumunda $2\omega_e$ frekanslı moment darbesi bileşeni, motor mili üzerinden ölçülen ani moment dalga şeklinde kaçınılmaz olarak bulunacaktır [18,35]. SMFM lu tahrik sistemlerinde istenen moment darbesi bileşenlerinin en azlanması besleme akımına harmonik katkı yaklaşımı gibi açık çevrim karakterli denetim tekniklerinin yukarıda vurgulanan doğal sınırlamalarından dolayı, araştırmacılar geri beslemeli denetim tekniklerinin uygulandığı bazı alternatif yaklaşımlar ortaya koymuşlardır. Bu bağlamda literatürde, dış titreşim momenti ve moment dalgalılığı bileşenlerinin sönümlenmesinde gerekli geri besleme işaretlerinin üretilmesine yönelik moment ve magnetik akı temelli çeşitli kestirimci ve izleyici teknikler sunulmuştur.

Şekil 2.6 da motor faz akımları ve rotor açısal konum bilgisinden yararlanarak ani moment kestirimi yapan bir blok diyagram verilmiştir. Bu genel denetim yapısında da motorun çalışma noktasından kaymanın, parametre değişimlerinin olumsuz etkilerinden ve ani momentin doğru tahmin edilmesinde bilinen güçlüklerden kurtulmak zordur [39,40]. Örnek olarak bir referansta sunulan kestirimci yapının, moment darbe bileşenlerinin yok edilmesinin çok önemli olduğu düşük hız

bölgelerinde, istenilen sonuçları veremediği açık şekilde belirtilmiştir [39]. Bir başka referansta ise, değişik bir moment kestirimci algoritmanın sıfır hıza başka bir deyimle kilitli rotor konumuna dek iyi sonuçlar verdiği belirtilmesine rağmen, motor parametreleri değişiminin bir ölçüsü olan harmonik moment katsayılarının önceden belirlenmesi gereğine işaret edilmiştir [40]. Aynı yazarlar daha sonraki bir çalışmada, harmonik moment katsayılarının yenilenmesine yönelik bir başka teknik sunmuşlar fakat çok yoğun hesap gereksiniminden dolayı pratikte uygulanmasının çok güç olduğunu da özellikle vurgulamışlardır [41]. Söz konusu bu yaklaşımlarda önemli olan nokta, besleme akım dalga şekline harmonik katkı tekniği ile birlikte kestirimci ve izleyici yaklaşımının birleştirilmiş olmasıdır. Ancak böylece sisteme kazandırılan geri besleme ve kapalı çevrim denetimi dahi bazı temel sorunların çözümüne yetmemiştir. Benzer yaklaşımlardan biri de altıncı ve onikinci harmonik moment bileşenlerinin yok edilmesinde önceden hesaplanıp depolanan katsayılar yerine, gerçek zamanda harmonik akı kestirimci bir yapı kullanmaktır [42]. Fakat motor faz dirençleri ve endüktanslarının önceden bilinmesi veya ilk çalıştırmada sisteme öğretilmesi zorunluluğu nedeniyle, akı kestirimci algoritmanın parametre bağımlılığının sürdüğü, bu yaklaşım içinde söylenebilir. Bu konuda bir diğer alternatif yaklaşım, Gopinath izleyicisi kullanmaktır. Öyleki, bu yaklaşımda moment darbelerinin yok edilmesi amaçlı, temel akım referanslarına eklenecek kompanzasyon bileşenlerinin belirlenmesinde Gopinath izleyicisi ve Fourier tekniği birlikte kullanılmaktadır [43,44]. Bu algoritmanın uygulanmasında hız ve faz akımları geri beslemesine ek olarak, motor sıcaklık değişimlerine duyarlı motor moment sabitinin de bilinmesi gereklidir.

Moment darbesi en azlanması amaçlı yukarıda açıklanan denetim temelli, besleme akımlarına harmonik katkı ve/veya moment-akı odaklı kestirimci ve izleyici yaklaşımları literatürde belirtildiği üzere bazı uygulamalarda kullanılmaktadır. Ancak bu yaklaşımların temelde en olumsuz yanı genel geçer olmamaları veya başka bir ifadeyle uygulamaya özel denetleyici tasarımına ihtiyaç göstermeleridir. Ayrıca, motor parametrelerine ve çalışma sürecinde oluşabilecek olası parametre değişimlerine duyarlılığı da, bu yaklaşımların uygulanabilirliğini olumsuz yönde etkilemektedir.

Kolayca anlaşılabacağı üzere, bu yaklaşımların birer gerçek zaman denetim uygulaması olması nedeniyle gerek geliştirme ve gerekse gerçekleştirme maliyeti ve süresi yüksektir.



Şekil 2.6 Darbeli moment en azlanması, moment kestirimci yapının basitleştirilmiş blok diyagramı

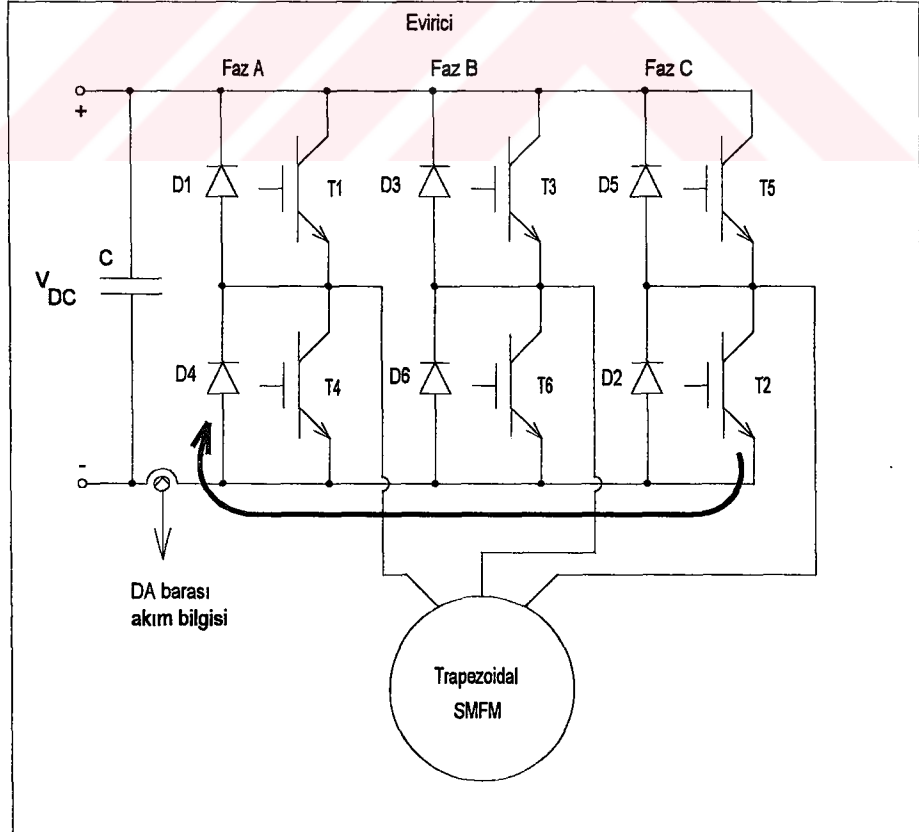
Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemleri, sinüsoidal yapılarda bulunmayan ve “komutasyon moment dalgalılığı” olarak tanımlanan ek bir darbe moment bileşeni içerirler. Ayrıt 2.2 de verilen moment darbesi tanımlarından kolaylıkla anlaşılabacağı üzere bu bileşen, karşıt moment bileşeni içinde değerlendirilmelidir. Başka bir deyişle, komutasyon moment darbesi bileşeni, SMFM lu tahrik sistemlerinde ana moment oluşum mekanizmasına odaklıdır. Komutasyon moment darbesi bileşeninin nedeni, trapezoidal SMFM larda rotor konumuna bağlı olarak gerçekleşen komutasyon olayıdır. Bu bileşen, klasik fırça ve kolektörlü doğru akım motorlarında endüvi akımının komşu kolektör lamellerine transferinde söz konusu olan moment titreşimi ile kurulan benzeşimden dolayı bu isim ile anılmaktadır. Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde komutasyon odaklı moment darbesi bileşeni, herhangi bir faza ait kare dalga akım şeklinin konum değiştirdiği anlarda oluşur ve ani momentte

çökme ve sıçrama şeklinde kendini belli eder. İstenmeyen bu moment darbesi bileşeninin ana nedeni, sıfırdan büyük faz endüktansı ve sonlu da bara geriliminin varlığıdır. Öyleki bu nedenle, sonsuz küçük zamanda faz akımı dalga şeklinde ani seviye değişikliği mümkün değildir (başka bir gösterimle $di/dt \neq 0$). Bu anlamda trapezoidal SMFM lu yapılarda, darbesiz moment için tanımlanan ideal koşullar altında bahsedilen bir temel özellik de geçerliliğini yitirir. Gerçek uygulamada faz sargılarında endüklenen gerilimin düz bölgesinde uygulanan akım dalga şekli kare dalga değil, trapezoidaldir. Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde, temelde denetim ve çalışma ilkesinin basitliği komutasyon moment darbesi oluşumunun sorumlusudur. Şekil 2.7 de verilen genel topolojiye sahip trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde bir elektriksel periyot başına, komutasyon anları haricinde herhangi bir t anında iki faz devrede olmak üzere altı komutasyon veya değişik faz beslemesi söz konusudur. Genel besleme yapısından kolayca anlaşılabileceği üzere, faz akımları da bara üzerinde bulunan tek akım algılayıcısı üzerinden denetlenmektedir [7]. Yukarıda vurgulanan da bara üzerinde bulunan bir ve yalnız bir algılayıcı kullanan akım denetim mantığı, motor beslemesi komşu fazlar arasında transfer aşaması, başka bir deyimle komutasyon anları hariç etkin olarak çalışmaktadır. Kapalı çevrim denetim bakış açısıyla da komutasyon anları hariç, sistemde akım denetimi anlamında bir problem söz konusu değildir. Başka bir deyişle akım denetimi, geri besleme bilgisinin kaybolduğu komutasyon anlarında, geçerliliğini yitirmektedir [7].

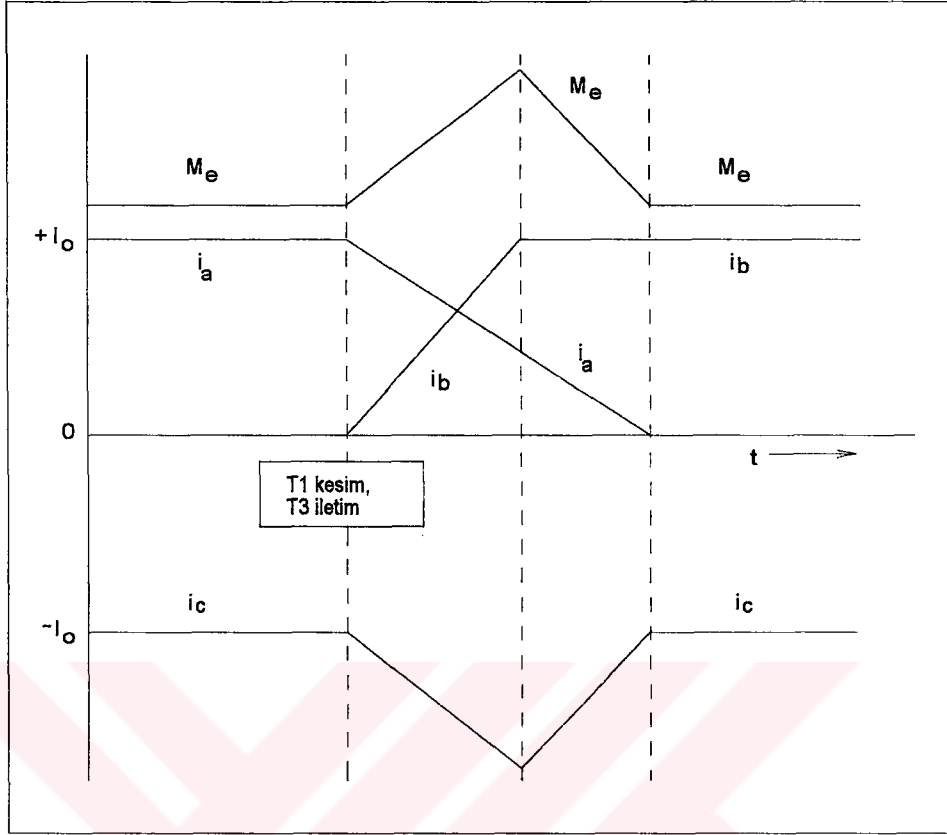
Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde, komutasyon aralığı boyunca veya iletim dışı kalan fazın akımı sifıra ininceye kadar üç fazdan da geçici olarak eş zamanlı akım akmaktadır. Devre topolojisinin incelenmesi ile kolayca görüleceği üzere, bu geçiş aralığında da barasında bulunan tek algılayıcının üç faz akımını da eşzamanlı denetimini sağlaması olanaksızdır. İşte bu anlarda faz akım denetimi tümüyle ortadan kalktığından, her komutasyon veya akım transfer aralığında komutasyon moment darbesi söz konusu olacaktır.

Şekil 2.8 de faz akımının A dan B ye, düşük hız çalışma koşulunda transferi, bu esnada üç faz akım dalga şekilleri ve ani moment değişimi verilmiştir. Şekilde verilen özel komutasyon aralığında, C fazı güç devresi toprağına bağlı iken komutasyon

başlangıcında da baraya bağlı olan A fazı yerini B fazına bırakmaktadır. Motorun yıldız bağlı olduğu varsayımıyla, herhangi bir t anında üç faz akım toplamalarının sıfıra eşit olacağı açıktır. Kesime giden A fazı akımı eşlenik diyodu üzerinden devresini kapatıp da bara akım algılayıcısı üzerinden akamayacağından, akım denetim bilgisi kaybolup, C fazı akımında bir çöküş olacaktır. Motorun ani momenti fazlarda endüklenen gerilim ile akımları çarpımının cebrik toplamına orantılı olduğundan, bu durum ani moment değişiminde bir sıçrama olarak karşımıza çıkmaktadır. İşte bu sıçrama komutasyon moment darbesi olarak tanımlanmıştır. Literatürde verilen bir çok çalışmada belirtildiği üzere, bu akım genliği ve moment sıçraması düşük hız motor ve yüksek hız generatör çalışmada oldukça belirgin ve bir çok uygulama açısından önemlidir [5,6,45,46]. Motor çalışmada bu akım çöküşü, ani değer olarak da bara ortalama akımının iki katına kadar ulaşabilir [6]. Özellikle yük eylemsizliğinin düşük olduğu uygulamalarda, yüksek hız motor çalışma koşulunda belli hızlarda ortalama momentte çöküşlere de rastlanmaktadır.



Şekil 2.7 Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde temel besleme elektronigi



Şekil 2.8 Düşük hızla çalışmada komutasyon akım çöküşü ve moment sıçraması

Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde basitliğin ve düşük maliyetin oluşumunda bir ve yalnız bir akım algılayıcısı kullanmanın etkisi oldukça fazladır. Bu bağlamda bazı araştırmacılar denetim ve besleme elektroniğine fazladan bir akım algılayıcı eklemeksizin komutasyon moment darbesini azaltmaya yönelik çözümler önermişlerdir. Bu bağlamda bir yaklaşım, disk sürücüler için belli motor hızlarında komutasyondan dolayı oluşan moment darbelerini en azlamaya yönelik iki farklı tekniği biraraya getirmiştir [47]. Moment darbelerine kesime giden ve iletim komutu alan faz akımlarının sonsuz küçük zamanda, sırasıyla sıfırlanmaması ve nominal değere ulaşmaması neden olduğundan, her iki teknik de iletime geçen faz akımının yükselmesine imkan veren bir ateşleme ilkesine dayanır. Kesişim yöntemi adı verilen ilk yaklaşımda, 120° iletimde kalan ve kesim sırası alan faz akımı belli bir zaman geciktirilir. Böylece elde edilen ani mil momenti dalga şeklinde, çöküşler sıçrama haline dönüştürülerek, magnetik akı dağılımının sabit olmayan yapısından kaynaklanan moment darbesinin altıncı harmonik bileşeni ortadan kaldırılır. Daha önce de vurgulandığı üzere bir elektriksel periyot boyunca altı komutasyon söz konusu

olduğundan, ani moment dalga şeklinde en kuvvetli harmonik bileşen böylelikle ortadan kaldırılmıştır. Bu durumda ani moment dalga şeklinde bir sıçrama olmasına rağmen, darbe genliği normal çalışmadaki çöküşten oldukça azdır. Önerilen bu yaklaşımın vurgulanması gereken özelliği, uygulamanın küçük bir disk sürücü olması nedeniyle çalışmadaki tüm ağırlığın moment darbesine endeksli hız salınımının ortadan kaldırılmasına verilmiş olmasıdır. İlgili çalışmada, her hız için moment darbesini en azlayan, kesime giden fazın gecikme süreleri hesaplanmış ve bu sonuçlar deneylerle de doğrulanmıştır. Bu bağlamda, uygulamanın özellikleri ve ölçütleri içinde oldukça tatminkar sonuçlar elde edildiği vurgulanmalıdır.

Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde komutasyon moment darbelerinin en azlanmasına yönelik aynı araştırmacılar tarafından önerilen ikinci teknikte, ilgili rotor konumlarında normal koşullarda enerjilendirilmeyen motor fazlarına darbe genişlik modülasyonlu (DGM) uyarma darbelerinin uygulanması ilke olarak benimsenmiştir [47]. Böylelikle bu teknikte motor fazlarından eş zamanlı akım akması sağlanarak, özellikle yüksek hızla çalışma durumunda iletim komutu alan faz akımının istenen belli bir sürede nominal seviyeye çıkması amaçlanmıştır. Kolayca anlaşılacağı üzere bu durumda, belli motor hızları için önceden hesaplanmış DGM doluluk oranlarının kullanılması gerektiği açıktır. Ayrıca çalışmada her iki tekniğin beraberce kullanılması durumunda da hız salınımları için benzetim ve deney sonuçları verilmiştir. Benzetim ve deney sonuçlarından gözlendiği kadarıyla, önerilen tekniklerin ayrı ayrı veya beraber kullanımı sonucunda komutasyon moment darbesi nedeniyle oluşan hız dalgalılığı azaltılmıştır. Ancak önerilen bu yaklaşımlar temelde açık çevrim yapıya sahiptir ve kapalı çevrim denetim yapısına ek bir katkı sağlayacak çıktı içermemektedir. Başka bir deyişle her uygulama için genelleştirilmesi mümkün değildir. Ayrıca motor parametrelerinin bu tekniklere özel düzenlenmesi ve değişimlerinin dikkate alınması gerekli gözükmektedir.

Komutasyon moment darbesi bileşeninin ortadan kaldırılmasına yönelik bir başka açık çevrim yaklaşım, faz geriliminin DGM denetimi temellidir [48]. İdeal koşullar altında komutasyon moment bozunumu, iki motor fazında endüklenen eşdeğer gerilimin da bara geriliminin yarısına eşit olduğunda ortadan kalkmaktadır [45].

İşte bu özellikten hareketle yeni yaklaşımda, ilgili gerilim koşulunu sağlamak üzere, komutasyon aralığında etkin uyarma gerilim genliğini geçici olarak düşüren bir DGM tekniği kullanılmıştır. Teknik olarak katkısı tartışılmamakla beraber, yaklaşımı ortaya koyan araştırmacıların da vurguladığı üzere motor parametrelerine ve değişimine duyarlılığından ötürü pratikte kullanımı oldukça güçtür.

Düşük motor hızlarında komutasyon moment çöküşünün veya sıçramasının önlenmesine yönelik bir diğer farklı yaklaşımda, sadece komutasyon aralığında aktif bir yardımcı kıyıcı denetim yapısı önerilmiştir [46]. Söz konusu kıyıcı tekniği, motor parametrelerindeki değişime duyarlı olmamasına ve da barada kullanılan tek akım algılayıcısı yardımıyla komutasyon aralığındaki ani akım değişimini önlemesine rağmen yüksek çalışma hızlarında kullanılamaması nedeniyle uygulama alanı kısıtlı kalmıştır. Ayrıca bu yaklaşımın uygulandığı sistemde, ek bir kıyıcı yapı ve çevresel birimler gerektirmesi nedeniyle maliyet artışına neden olacağı da açıktır.

Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde komutasyon moment darbesi bileşeninin oluşmasında önemli rol oynayan nedenlerden biri de daha önce vurgulandığı üzere da barada tek akım algılayıcısının bulunmasıdır. Tek algılayıcı kullanımından dolayı, motor akım denetiminin özellikle komutasyon aralıklarında geçici olarak kaybı söz konusu olduğundan, herbir motor fazına yerleştirilecek bağımsız akım algılayıcılar komutasyon moment darbesinin en azlanmasında güçlü bir yaklaşım oluşturacaktır. Ancak bu yaklaşım aynı zamanda diğer rakiplerine söz gelimi sinüsoidal beslemeli SMFM lara kıyasla trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinin maliyet avantajını ortadan kaldırmaktadır. Yıldız bağlı motorda iki bağımsız faz akım algılayıcısının üç fazın akım denetiminde yeterli olacağı gerçeği de bu avantajı geri getirmeyecektir, çünkü bu iki akım algılayıcısının yüzer referansı kullanma gereksiniminden dolayı birbirinden ve geri kalan denetleyici donanımından izole edilmesi gereklidir. Başka bir yorumla bu yaklaşım oldukça karmaşık bir besleme yapısının kullanımını da beraberinde getirecektir.

Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde, düşük hız çalışma bölgesinde komutasyon moment darbesini önlemeye yönelik bir başka yaklaşım da yukarıda vurgulanan

doğrudan faz akım algılamayı kullanmaktadır [45]. Bu bağlamda üç faz ayrıık akım ölçümünden dolayı, iletme yeni geçen faz akımını denetlemek, böylece komutasyona girmeyen veya iletimine devam eden faz akımındaki çöküşü engellemek ve sonuçta moment sıçramasının önüne geçmek mümkün olmuştur. SMFM lu tahrik sistemlerinde üç faz akım bilgisine rağmen komutasyon moment darbesinin önlenmesi güçtür. Bu amaçla, literatürde özel bir akım denetimi önerilmiştir [48]. Özetle, söz konusu yaklaşımda yüksek hız çalışmada üç fazdan eş zamanlı akım akmaktadır [48]. Doğru akım barasında tek akım algılayıcısı kullanan açık çevrim DGM denetime benzemeyen bu yapıda, tüm fazların akım geri besleme bilgisinden yararlanan kapalı çevrim bir teknik kullanılmıştır. Bu teknikte motor parametrelerine ve çalışma esnasında oluşabilecek parametre değişimine bağımlılıkta söz konusu değildir. Ancak daha önce de vurgulandığı üzere, trapezoidal yapıların belki de en büyük avantajı olan maliyet faktörü, bu kapsamda bir yaklaşım kullanılmasına tezat teşkil etmektedir.

SMFM lu tahrik sistemlerinde istenmeyen moment bileşenlerinin en azlanmasında veya ortadan kaldırılmasında yukarıda önerilen tüm yaklaşımlar, uyarma akımının değişik teknikler ile denetlenmesini temel almaktadır. Ancak bu amaçla kapalı çevrim hız denetiminden de faydalanmak mümkündür. Başka bir deyişle, denetleyici yapısı ne olursa olsun kapalı çevrim hız denetim tekniği moment darbesi nedeniyle oluşan herhangi bir hız değişimini engellemeyi amaçlamaktadır. Bu bağlamda istenmeyen moment darbesi, hız denetimi tarafından bir bozucu olarak ele alınabilir. Yüksek duyarlıklı bir hız algılayıcısının kullanılması durumunda, moment darbesi frekansının hız çevrim cevap zamanı içinde kalması koşulu altında, denetleyici performansı sadece düşük motor hızları ile sınırlı kalmayacaktır [17]. Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde moment darbesinin baskın frekans bileşeni temel frekansın altı katı olduğundan, bu yaklaşımın etkinliği için üst hız sınırı veya eşiği (2.1) ifadesiyle verilmiştir.

$$\omega = \omega_{b\omega} / (6p) \quad (2.1)$$

ifadesinde ω rotor açısal hızını, $\omega_{b\omega} [\text{rad/s}]_{\text{elektrik}}$ hız çevrimi cevap zamanını ve p motor çift kutup sayısını göstermektedir. Hız bozucularının en azlanmasında bu

teknikğin etkinliği, yukarıda verilen ifadeden açıkça görüldüğü üzere, rotor hızı üst hız eşiğinin altına indikçe artacaktır. Başka bir deyişle, bu yaklaşım düşük hızda moment kalitesinin çok önemli olduğu SMFM lu tahrik sistemleri için uygundur.

Tezin bu bölümünde tanıtılan yaklaşımlara yapılan yorumların tamamlanması açısından, yüksek hız çalışmada akım denetleyicisinde pratikte karşılaşılan bazı problemlere de değinmek faydalı olacaktır. SMFM lu tahrik sistemlerinde motor faz sargılarında endüklenen gerilim hızla doğru orantılı olarak arttığından, yüksek çalışma hızlarında veya endüklenen gerilim doğru akım bara gerilimine yaklaştığında, akım denetleyici doymaya girerek denetim fonksiyonunu kaybedecektir. Bu koşulda motoru besleyen evirici temel gerilim kaynağı çalışmasına dönecek ve tahrik sisteminin cinsine bağlı olarak motoru kare dalga benzeri bir gerilim dalga şekli ile uyaracaktır [6]. Özellikle sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde akım denetleyici, bir elektriksel periyotta herbir evirici anahtarının 180° iletimde kaldığı klasik altı darbeli gerilim beslemesine yakınsayacaktır. Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde ise durum daha farklıdır. Trapezoidal yapılarda akım denetleyici yarı kare dalga gerilim beslemesinin değişik bir şeklini alarak, bir elektriksel periyotta herbir evirici anahtarını 120° iletimde tutacaktır. Bu koşulda çalışma oranı %100 dür ve rotor konumuna bağlı olarak her bir t anında herhangi iki faz iletimde ve diğer faz açık devredir. SMFM lu tahrik sistemlerinde %100 çalışma oranı koşulunda denetleyici davranışında söz konusu olan bu fark, sistemin yüksek hız performansını artırmak açısından son derece önemlidir. Özellikle trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde 120° iletim ve sargıda endüklenen gerilimin düz bölgesini kullanmak zorunluluğu nedeniyle yüksek hızda moment-hız karakteristiği ani olarak düşer [17]. Her ne kadar ateşleme açısının öne çekilmesiyle trapezoidal ve sinüsoidal beslemeli sistemlerin yüksek hız moment performansı artırılabiliriyorsa da, bu durumda moment darbesi oluşumu rahatsız edici boyutlara ulaşmaktadır. Buna karşılık trapezoidal motor yüksek hız çalışmada, elektriksel 180° iletimin kullanılması ve ateşleme açısının öne çekilmesi durumunda moment darbesi bileşen genliğinin ortalama momente oranı düşecektir.

Trapezoidal sistemlerin yukarıda vurgulanan yüksek hız davranış biçiminden ve 180° iletimin 120° iletime üstünlüğünden dolayı bazı araştırmacılar, aynı sistemde iki iletim

seçeneğini birlikte kullanmayı önermişlerdir [49,50]. 120° iletim ile çalışmada %100 çalışma oranına ulaşılmasını takiben, 180° iletime geçiş konusunda birçok bilimsel çalışma yapılmıştır. Özellikle, bunlardan ateşleme açısının belli bir derece öne çekilmesine rağmen kesim açısını sabit tutan bir yaklaşım gerçekten çok önemlidir [49]. Bu yaklaşımda özetle, yüksek hız çalışmada iletim açısı öne çekilirken diğer yaklaşımların tersine kesim açısı da aynı değerde öne çekilmemiş ve sabit tutulmuştur. Çalışmanın sonuçlarından bu tekniğin kullanılmasıyla, yüksek hız moment darbesi bileşen genliğinin kabul edilebilir sınırlar içinde kalmasının sağlandığı ve moment performansının artırıldığı gözlenmektedir.

Tezin bu bölümünde sırasıyla SMFM lu tahrik sistemleri uygulamalarında, moment darbesinin önemi vurgulanmış, genel kavramlar bağlamında irdelenmiş ve odakları tanıtılarak sınıflandırılmıştır. Ayrıca bölümün son kısmında trapezoidal ve sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemleri için moment darbesi en azlanmasında son onbeş yıl içinde üzerinde çalışılan motor ve denetleyici temelli yaklaşımlar tanıtılmış, irdelenmiş ve yorumlanmıştır. İrdeleme sonucu çıkan sonuçları aşağıdaki gibi özetlemek mümkündür:

- Literatürde yer alan çalışmalar irdelendiğinde, moment darbesi en azlanması uygulamalarında pratikte genellikle denetim temelli teknikler yerine motor tasarım teknikleri daha fazla tercih edilmektedir.
- Moment kalitesinin kritik olduğu uygulamalarda sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemlerini kullanmak daha uygundur.
- Darbe moment bileşeninin en azlanmasında sinüsoidal sistemler, alternatif akım motor tasarım tekniklerine kaydırma ve kesirli oluk adımı sargı teknikleri ile trapezoidal yapılardan daha iyi uyum gösterirler.
- Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde moment darbesi bileşeninin en azlanmasında, diş titreşim momenti ve moment dalgalılığı oluşumu anlamında bir optimizasyon söz konusudur.
- Moment darbesi en azlanmasında kullanılan denetim temelli teknikler, büyük bir çoğunlukla motor parametrelerinin doğru bilgisine dayanan aktif kontrol yaklaşımlarına dayanmaktadır. Moment parametre bilgilerinin çalışma esnasında yenilenmesinde adaptif denetleyicilerden yararlanılmıştır.

- Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde komutasyon moment sıçramasının veya çöküşünün önlenmesinde ek akım algılayıcısına ihtiyaç olduğu görülmektedir. Ancak bu yaklaşımda trapezoidal yapıların temel maliyet ve basitlik avantajını ortadan kaldırmaktadır.

Sonuç olarak SMFM lu tahrik sistemlerinde darbesiz moment oluşumu motor, besleme devresi, denetleyici ve tümünün arakesitinin her yönüyle çok iyi analiz edilmesini gerektiren bir problem olarak elektrik mühendisliği bilim dünyasının önünde durmaktadır. Bu konuyla ilgili çok sayıda teknik ve çözüm alternatifi ortaya atılmasına rağmen, her uygulama için geçerli universal bir yaklaşım söz konusu değildir. Başka bir deyişle bu özel alandaki zorluk günümüzde araştırmacıların yaratıcılık sınırlarını zorlamaya devam etmektedir. SMFM lu tahrik sistemlerinde moment darbesinin en azlanması konusundaki bilimsel çalışmaların daha uzun yıllar süreceği konunun her detayında gözlenmektedir.

Bu tez çalışmasında literatürde verilen diğer çalışmalardan farklı olarak trapezoidal SMFM lu tahrik sistemleri için ayırık besleme veya komutasyon adım sayısını iki kat artıran ve **“Oniki Darbeli Besleme Tekniği”** olarak adlandırılan yeni bir yaklaşım sunulacaktır. Öyleki bu yeni yaklaşımda çözümün genel geçer olması başka bir deyişle çalışma koşullarından, motor tasarımından etkilenmemesi ve adaptif bir denetleyiciye ihtiyaç duymaması amaçlanmıştır. Ayrıca tez kapsamında, oniki darbeli besleme yaklaşımının teorik ve pratik olarak uygulanmasına yönelik geliştirilen farklı bir akım denetim tekniği de yer almaktadır. Literatürde verilen SMFM lara uygulanan akım denetim tekniklerinden farklı olarak, darbe genişlik modülasyon frekansı sabit histeresis bir yaklaşım içeren bu teknik, doğru akım barasında yer alan bir ve yalnız bir algılayıcıdan yararlanmaktadır.

Yukarıda özet olarak tanıtılan iki yaklaşımın kullanılmasıyla, trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde moment darbesinin en azlanması ve doğru akım barasında tek akım algılayıcısı öneren klasik akım denetim tekniklerinde söz konusu olan dolaşım akımlarının önlenmesi amaçlanmaktadır.

BÖLÜM 3

ÇALIŞMANIN GEREKÇESİ VE AMACI

Teze konu olan bu çalışmanın amacı, dış rotorlu doğrudan tahrik felsefesine uygun olarak tasarlanan bir fırçasız sürekli mıknatıslı motor için en uygun besleme tipini ve denetim yapısını kurmaktır. Bu ayrıtta özetle, tahrik sisteminden beklenen özellikler tanıtılacak, seçilen çözümün teorik ve pratik nedenleri ile gerekçeleri irdelenerek sonuçlar yorumlanacaktır.

Tahrik sistemi uygulamasından beklenen özellikler aşağıda özetlenmiştir:

- Yük eylemsizliği yüksektir.
- Motor sesi uygulamanın ölçütleri içinde düşük tutulmalıdır.
- Belli bir duyarlılıkta açı kontrolü ve %100 çalışma oranı mutlak istenen bir özelliktir.
- Sistemden beklenen hareket profilleri doğrultusunda, denetimli hızlanma ve yavaşlama istenmektedir.
- Motor denetimi dışında, sayısal işlemcinin uygulama denetimini de üstlenmesi optimal bir yaklaşım olacaktır.
- Doğrudan tahrik felsefesine uygun olarak motor dış rotorludur. Büyük çap ve kısa endüvi uzunluğuna sahiptir.
- Motor ve elektronik denetim olarak maliyet olabildiğince düşük olmalıdır.

Yukarıda verilen özelliklerden anlaşılacağı üzere, seçilecek teknik gerçek bir uygulamada kullanılacaktır. Bu bağlamda tahrik sisteminden beklenen özellikler doğrultusunda, tezin bu ayrıtında aşağıda verilen üç soru cevaplanmaya çalışılacak ve bilime katkı sağlayan yeni besleme yapısının arkasındaki alt yapı ve gerekçeleri ortaya konulacaktır.

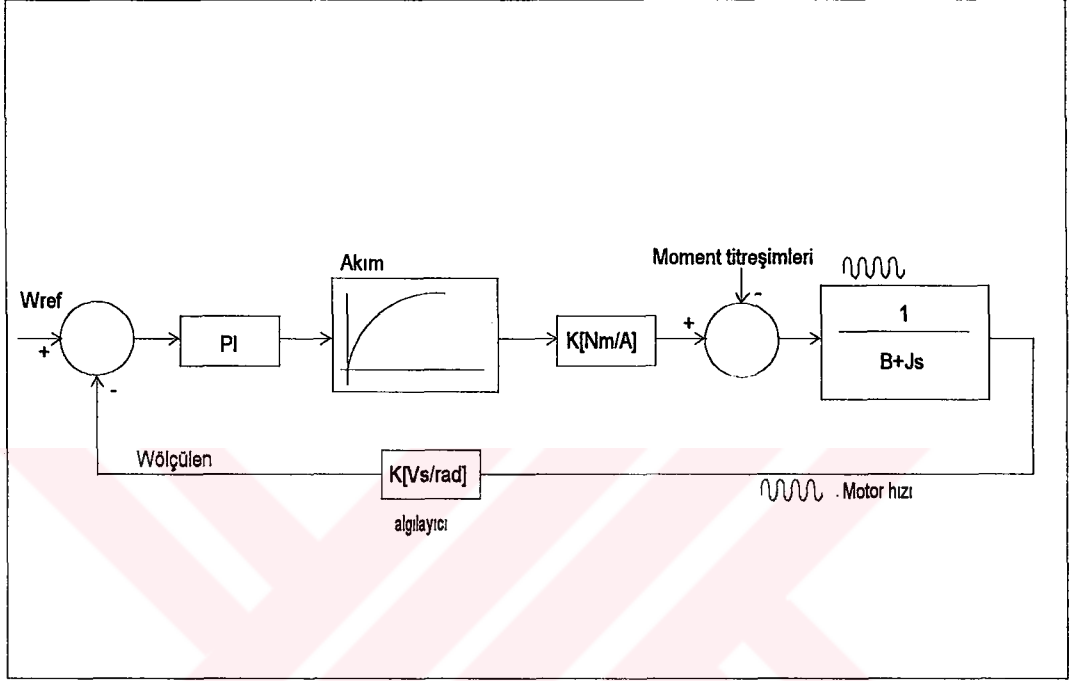
1. Çalışmanın teknolojik amacı nedir?

2. Neden ürettiği moment kalitesi çok daha yüksek olan sinüsoidal besleme yapısı benimsenmemiştir?
3. Neden açık çevrim denetim anlamında klasik altı darbeli trapezoidal besleme yapısının, bu uygulamaya özel olumsuzluklarını aşmak için çalışılmıştır?

Yukarıda verilen sorulara ve tahrik sisteminden beklenen özelliklere cevap bulmak için öncelikle SMFM lu yapılarda motor, besleme devresi, denetim yapısı ve özellikle evirici komutasyon mantığı nedeniyle oluşan moment darbeleri belirlenmeli ve sistemin hız-moment denetim performansına etkileri analiz edilmelidir. Tezin bundan önceki bölümünde moment darbeleri tanımlanmış, sınıflandırılmış ve odakları açıkça tanıtılmıştır. Ayrıca moment darbelerinin önlenmesine yönelik son onbeş yıl içinde literatürde yer alan motor ve denetim temelli teknikler sunularak yorumlanmış ve sonuçlar özetlenmiştir. Tezin bu bölümünde trapezoidal ve sinüsoidal besleme yapıları analitik yaklaşımlar ile irdelenecek ve tahrik sisteminden beklenen özelliklere en iyi cevap verebilecek yapının temeli oluşturulmaya çalışılacaktır.

Birçok yayında vurgulandığı üzere, fırçasız sürekli mıknatıslı motorlar yüksek mekanik, ısı ve dinamik performanslarından dolayı günümüzde klasik fırça kolektörlü doğru akım ve asenkron servo motorların yerini hızla almaktadır [1 – 6]. Hemen her ay, yeni bir harman içeren magnetik (B_r ve H_c) ve ısı özellikleri iyileştirilmiş yeni sürekli mıknatıslar ortaya çıkmaktadır. Örneğin nadir toprak element kaynaklı mıknatıslarla tasarlanan çok düşük eylemsizlikli yapılar, oldukça yüksek güç/ağırlık, moment/akım oranlarına ve servo cevap zamanlarına sahiptirler [6]. Ancak tezin bundan önceki ayrıttı vurgulandığı üzere, yüksek hassasiyet istenen zor hareket profillerinin gerektirdiği servo uygulamalarda, örneğin açı denetimi, trapezoidal ve sinüsoidal hareket profillerinde, özellikle düşük hız denetim performansı açısından SMFM lu tahrik sistemleri “düşük maliyetli” çözümler ile hala yeterli değildir. Bunun ana nedeni de moment darbeleri veya sistemden alınan moment kalitesidir. Konfor parametrelerinin önemli olduğu uygulamalarda ise, moment darbesinin en önemli uzantısı ses gücü düzeyi veya gürültüdür. Teze konu olan gerçek uygulamada da akustik gürültü çok önemli bir parametre olarak değerlendirilmektedir.

Trapezoidal beslemeli bir fırçasız sürekli mıknatıslı motoru, komutasyon işlemini bir kenara bırakarak, en ilkel yaklaşımla Şekil 3.1 deki gibi bir kontrol çevrimi içerisinde klasik doğru akım motoru gibi değerlendirmek mümkündür [51].



Şekil 3.1 SMFM un klasik da motor yaklaşımı ile hız denetim çevrimi

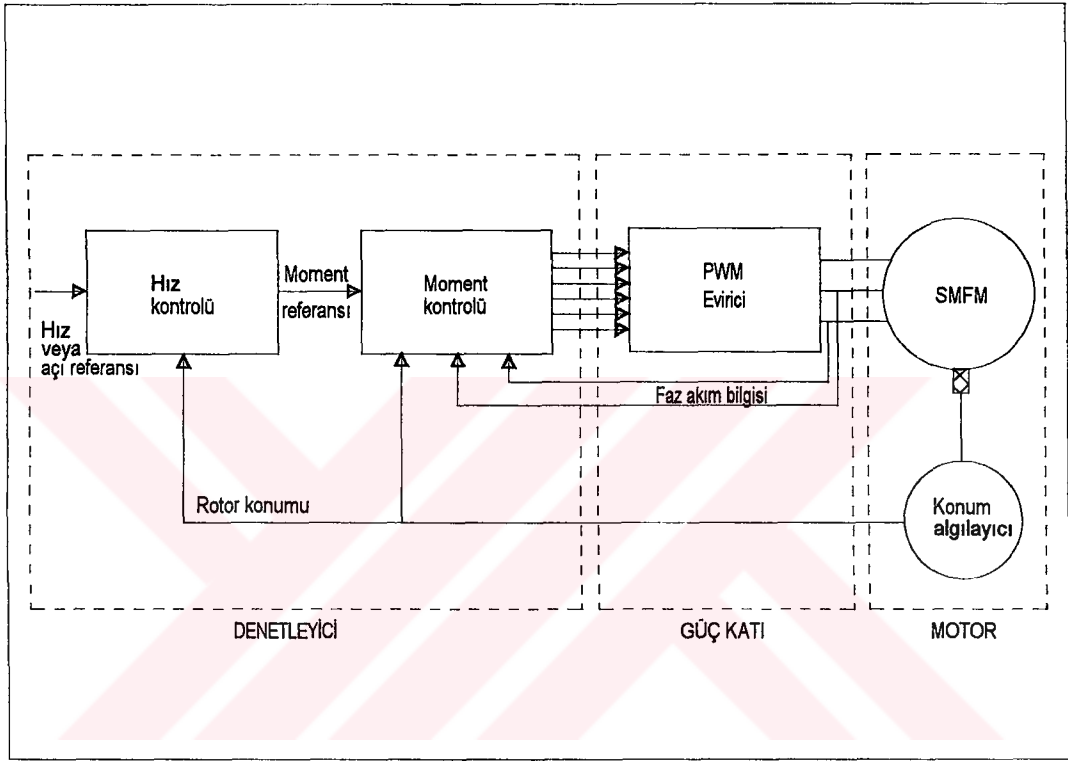
Şekil 3.1 de görülen klasik hız kontrol çevriminde, herhangi bir moment darbesi çalışmaya konu olan sistemde istenmeyen hız salınımlarına ve akustik gürültüye neden olmaktadır. Yüksek frekanslı moment darbeleri doğal olarak mil tarafından filtre edilecek, fakat moment darbe frekansı düştüğünde bu etki azalacaktır. Düşük frekans bölgesinde geri beslemeli denetim yapısı, moment darbeleri nedeniyle oluşan hız salınımlarını azaltabilir ancak bu durumda genel kontrol kuramından bilindiği üzere darbe frekansı, çevrim cevap zamanı içinde kalmalıdır. Moment darbe bileşen frekansı arttıkça iyileştirme etkisi azalacak, hatta titreşim frekansı hız çevrim cevap zamanının dışına çıktığında denetim etkisi tamamen ortadan kalkacaktır. Bu durum tesbiti aslında çalışmaya konu olan yüksek eylemsizlikli bir yüke sahip uygulamada bir avantaj olarak görülebilir. Ancak daha önce özellikleri tanımlanan bu yapıda, moment darbesinin karşılığının tüm bu olumsuzluklara ilaveten rahatsız edici bir frekansa sahip akustik gürültü olduğu unutulmamalıdır. Geliştirilen prototiplerden, moment darbesi

odaklı hız salınımlarının yüksek eylemsizlikli yük ve uygun orantı ve integral (PI) parametrelerinin kullanılmasıyla bir problem oluşturmadığı gözlenmiştir. Ancak trapezoidal SMFM lu doğrudan tahrik sisteminde, motorun Şekil 3.1 de verildiği gibi ele alınması tam olarak sistem cevabını yansıtmaması nedeniyle olanak dışıdır. Bu bağlamda sistemin, durum uzayı tekniği yardımıyla sayısal benzetiminin yapılması bir zorunluluk olarak karşımıza çıkmaktadır.

Bu aşamaya kadar açıklananların ışığında SMFM lu tahrik sistemleri, en uygun yapının seçimi ve özellikle moment darbe bileşenleri ve akustik gürültü açısından ilk aşamada analitik yöntemlerle analiz edilebilir. Söz konusu analizde sinüsoidal ve trapezoidal olarak iki çeşit besleme yapısı dikkate alınacak ve çalışmaya konu olan özel uygulama için en doğru besleme yapısı belirlenmeye çalışılacaktır. Öyleki, her iki çözümde de fırçasız sürekli mıknatıslı motor, besleme devresi, denetim yapısı ve her üçünün ara kesiti anlamında karşılaşılan zorluklar irdelenecektir.

Şekil 3.2 de rotor konum algılayıcılı bir fırçasız doğru akım motoru ile DGM evirici ve evirici güç anahtarları kapı işaretlerinin uygun oluşturulması amaçlı denetim birimi görülmektedir. Şekildeki genel yapıdan da anlaşılacağı üzere, sistem kaskad denetim bloklarından oluşmaktadır. Pratikte kullanılan sistemler de özde benzer bir yaklaşımla tasarlanırlar. Bu yapılarda iç çevrim motor akımlarının denetimi ile moment kontrolü yaparken, dış çevrim istenen hızı motor milinden elde etmeye yönelik moment referansını üretir. Daha önce vurgulandığı üzere, SMFM lu tahrik sistemlerinde oluşan moment darbe bileşenlerinden biri dış titreşim momentidir. Temel olarak dış titreşim moment bileşeni, stator oluk-dış yapısı ile rotor sürekli mıknatıslarının etkileşiminden oluştuğundan ve giderimi uygun motor tasarım tekniklerinin kullanılması ile sağlanabileceğinden, tezin bu bölümünde yapılacak analitik yaklaşımda dikkate alınmayacaktır. Ancak konuya bütünlük kazandırmak için, N stator oluk sayısını göstermek üzere, bir mekanik dönüşte N adet dış titreşim moment periyodunun olduğu başka bir deyimle dış titreşim momenti ile ilintili bileşen frekansının motor dönüş frekansının N katı olduğunun vurgulanmasıyla yetinilecektir. Bu bölümde sadece SMFM ların ana moment oluşum mekanizmasından kaynaklanan darbelere, motor tasarımının, akım veya konum algılama hatasının etkisi irdelenerek,

pratikte motor denetiminde karşılaşılmaması olası bazı problemler tanıtılacaktır. Burada amaç yapılacak analiz sonucu uygulamanın özelliklerine en uygun besleme ve dolayısıyla motor tipini seçmektir. Böylelikle tezde ana konuyu teşkil eden yeni besleme yaklaşımının altyapısı da adım adım tanıtılmış olacaktır.



Şekil 3.2 SMFM lu tahrik sistemlerinde klasik kapalı çevrim denetim yapısı

Tezin bundan önceki ayrıtında açıklandığı üzere, trapezoidal besleme yapısında klasik komutasyon gereği, herhangi bir t anında üç fazdan ikisi beslenmektedir. Tahrik sisteminde rotor konumuna bağlı olarak her 60° elektrik açıda bir faz değişimi veya komutasyon söz konusudur. Trapezoidal yapıda rotor konumu düşük maliyetli, hall etkili elemanlar veya optik algılayıcılar ile izlenebilir ve çözünürlük kutup çifti başına altı darbedir. Besleme devresi veya evirici bu mantık zincirinde akım denetimi gereğince herhangi bir t anında iki faza referans akım değerini uygulamaktadır. Bu esnada üçüncü faz açık devredir ve daha önce belirtildiği üzere SMFM lu tahrik sistemlerinde moment, akım genliği ile denetlenmektedir. Şekil 2.1 de trapezoidal yapılarda, altı darbeli besleme durumunda ideal endüklenen gerilim ve faz akımları

verilmiştir. Bu yapı, trapezoidal endüklenen gerilime sahip SMFM lu tahrik sistemlerinde uygulanır. Altı darbeli besleme tekniğinin en büyük avantajı, düşük maliyetli rotor konum algılayıcısına izin vermesi ve gerçek uygulamada moment darbesi oluşumuna rağmen akım denetiminin nispeten basitliğidir. Ancak duyarlılık gerektiren hız-moment veya konum denetimi uygulamalarında yüksek hassasiyetli konum ve akım algılayıcısı kullanım zorunluluğu vardır. Bu sistemlerde dış titreşim momenti dışında moment darbesi bileşenleri endüvi etkisiyle bozulan ve ideal dalga şeklinden uzaklaşan endüklenen gerilim bozunumları ile *endüklenen gerilim dalga şeklinin düz bölgesinde çalışma gereği ve sargı endüktansı nedeniyle fazlar arası komutasyonda akım cevabının istenen hızda yükselememesi veya sıfıra çekilememesidir*. Ayrıca, trapezoidal besleme yapısında denetleyici nedeniyle oluşan moment darbe bileşenlerinin nedenleri ise, doğru akım barasında tek akım algılayıcısı kullanılması durumunda güç toprağına bağlanan faz sargısının komutasyonu sırasında kaybolan akım denetimi ve motorun denetleyiciye getirdiği bozucu etkilerdir. Motor faz akımı ile endüklenen gerilimi arasında oluşabilecek herhangi bir faz hatası da moment darbesinin genliğini oldukça artırmaktadır.

Sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde her motor sargısı, fazı ve frekansı rotor konumuna modüle sinüsoidal akımlar ile beslenir. Sistemde her t anında motorun üç faz sargısı da devrededir. Akım referans dalga şekillerini üretmek üzere rotor konumu yüksek duyarlıklı bir algılayıcı özellikle resolver ile izlenmelidir. Stator faz akımlarını sinüsoidal akım referanslarını izlemeye zorlamak amacıyla iki veya üç akım kontrol çevrimi kullanılmalıdır. Sinüsoidal SMFM lu sistemlerde de, moment genliği yine akım genliği ile denetlenir. Altı darbeli trapezoidal yapılarla karşılaştırıldığında, sinüsoidal beslemede motor faz akımında yumuşak değişim ve geçişler söz konusu olacaktır. Bölümün ilerleyen safhasında anlatılacağı üzere, sinüsoidal besleme yapısı, altı darbeli trapezoidal yapıya kıyasla oldukça karmaşıktır ve yüksek sayısal denetleyici gücü gerektirmektedir. Bu besleme yapısı sinüsoidal endüklenen gerilime sahip fırçasız sürekli mıknatıslı motorlarda uygulanabilir. Tahrik sisteminin ani momenti, üç faz tarafından üretilen moment bileşenlerinin toplamıdır. Sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde, zaman domeninde ani moment ifadesi (3.1) ile verilmiştir. Öyleki bu analitik yaklaşımda aşağıdaki kabuller yapılmıştır.

- Komutasyon etkisi ihmal edilmiştir.
- Faz sargısında endüklenen gerilim ve besleme akımının istenmeyen harmonik bileşenleri içermediği varsayılmıştır.
- Motorun kontrol çevriminde denetleyici ve elektronik besleme devresinin sistemi ideal şartlardan uzaklaştıran herhangi bir bozucu etkiye neden olmadığı varsayılmaktadır.

$$M_m(\theta) = \{e_1(\theta)i_1(\theta) + e_2(\theta)i_2(\theta) + e_3(\theta)i_3(\theta)\} / \omega \quad (3.1)$$

Bu ifade de yer alan üç faza ait, endüklenen gerilim, akım ve motor sabitleri aşağıdaki gibi değişmektedir e_i , i_i , k_i , $i=1, 2, 3$.

$$e_1(\theta) = K\omega \sin(\theta_e) \quad (3.2)$$

$$e_2(\theta) = K\omega \sin(\theta_e - 2\pi / 3) \quad (3.3)$$

$$e_3(\theta) = K\omega \sin(\theta_e - 4\pi / 3) \quad (3.4)$$

$$i_1(\theta) = I \sin(\theta_e - \varphi) \quad (3.5)$$

$$i_2(\theta) = I \sin(\theta_e - 2\pi / 3 - \varphi) \quad (3.6)$$

$$i_3(\theta) = I \sin(\theta_e - 4\pi / 3 - \varphi) \quad (3.7)$$

$$k_1(\theta) = K \sin(\theta_e) \quad (3.8)$$

$$k_2(\theta) = K \sin(\theta_e - 2\pi / 3) \quad (3.9)$$

$$k_3(\theta) = K \sin(\theta_e - 4\pi / 3) \quad (3.10)$$

(3.2)-(3.10) arası verilen eşitlikler, (3.1) de yerine konursa;

$$M_m = KI \left\{ (\sin(p\theta) \sin(p\theta - \varphi)) + (\sin(p\theta - 2\pi / 3) \sin(p\theta - 2\pi / 3 - \varphi)) \right. \\ \left. + (\sin(p\theta - 4\pi / 3) \sin(p\theta - 4\pi / 3 - \varphi)) \right\} \quad (3.11)$$

(3.11) de gerekli trigonometrik bağıntıların kullanılmasıyla, (3.12) ifadesine gelinecektir.

$$M_m(\theta) = \frac{3KI}{2} \cos \varphi \quad (3.12)$$

(3.12) den kolayca görüleceği üzere, $\cos \varphi = 1$ için ani moment en yüksek değerini alacaktır. Yukarıdaki ifadelerde K motor sabiti tepe değerini, I faz akımının tepe değerini, θ mekanik, θ_e elektrik rotor açısını, p motor çift kutup sayısını, φ akım faz açısını simgelemektedir. Sinüsoidal SMFM larda faz sargısında endüklenen gerilim değişimi motor sabiti cinsinden ifade edilebildiğinden, fazlara ait motor sabiti fonksiyonları da tanımlanabilir [51]. Bu bağlamda faz sargı sabitlerini (3.8), (3.9) ve (3.10) bağıntıları ile tanımlamak olanaklıdır.

(3.12) moment ifadesinden görülebileceği üzere, en yüksek moment değeri veya (moment/akım) oranı, faz besleme akımları ve endüklenen gerilimin eş fazlı veya $\cos \varphi = 1$ veya $\varphi = 0$ olması durumunda elde edilebilmektedir. Bu özellik rotor konumuna endeksli sinüsoidal akımlar ile beslenen SMFM lu tahrik sistemlerinde karşılaşılan ve aşılması için üzerinde en çok çalışan konulardan birini oluşturmaktadır.

İdeal şartlar altında sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde moment denklemini elde ettikten sonra, eşdeğer koşullar için aynı analitik yaklaşımı trapezoidal yapılara da uygulamak, karşılaştırma açısından faydalı olacaktır. Sinüsoidal besleme için yapılan varsayımlara ilave olarak, motor endüklenen gerilim dalga şekli düz bölgesinin 120° elektrik açıya eşit olması durumunda, trapezoidal SMFM lu tahrik sisteminde moment eşitliği (3.13) ile verilmiştir.

$$M_m = KI + (-K)(-I) = 2KI \quad (3.13)$$

Sinüsoidal (3.12) ve trapezoidal (3.13) yapılar için verilen moment ifadelerinin karşılaştırılması amacıyla iki eşitliğin oranlanması sonucu (3.14) ifadesine ulaşılabilir. Öyleki, bu bağıntı ile aynı ideal koşullar altında, eşit akım genlikleri ile beslenen iki sistemin momentleri arasındaki oran elde edilebilir. Sinüsoidal beslemede tanımlanan motor sabitinin tepe değer olduğundan hareketle,

$$\frac{M_{\sin \text{üsoidal}}}{M_{\text{trapezoidal}}} = \frac{3KI / 2}{2\sqrt{2}KI} = 0.53 \quad (3.14)$$

%53 oranına ulaşılır. (3.14) ile verilen bu oran sinüsoidal ve trapezoidal sistemlerin karşılaştırılmasında çok önemli bir kriterdir. Başka bir yorumla, aynı besleme koşulları altında sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde üretilen moment, trapezoidal eşdeğerinin %53 üne eşittir. Bu durumda aynı yük için gerekli momentin elde edilmesinde, sinüsoidal motor maliyetinin de yaklaşık aynı oranda yüksek olacağı açıktır.

İdeal şartlar altında sinüsoidal ve trapezoidal yapılardan alınabilecek moment değerlerinin karşılaştırılmasından sonra, pratikte sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde besleme ve denetim anlamında karşılaşılabilecek problemlerin tanıtılmasına geçilebilir. Bu problemler çalışma sürecinde geliştirilen ve gerçekleştirilen prototiplerde yaşanan zorlukların analitik ispatıdır ve sistem tasarımcısına önemli ipuçları vermektedir.

Tezin ikinci bölümünde vurgulandığı üzere, akım denetim çevrimleri ve motor endüklenen gerilim harmonikleri nedeniyle oluşan besleme akımı dengesizlikleri moment dalgalılığına neden olmaktadır. Sinüsoidal sistemlerde faz akımı ölçümünde bir hata söz konusu olduğunda karşılaşılabilecek güçlükler ve endüklenen gerilim harmoniklerinin moment darbe bileşenine katkısı bu bölümde irdelenecektir. İlk problem olarak faz akım ölçümünde bir ofset hatasının oluştuğunu varsayalım. Öyleki, bir faz akımı doğru ölçülürken, ikinci faz akımında sabit bir ofset fazlasının ve üçüncü faz akımında ise eksiğinin oluştuğunu düşünelim. Aynı konuda daha farklı senaryoların da irdelenmesi doğal olarak mümkündür ancak çarpıcı sonuçlar verdiğinden bazı kritik durumların analizi faydalı olacaktır. Bu durumda motor faz akım ifadeleri aşağıda verilmiştir.

$$i_1(\theta) = I \sin(p\theta - \varphi) \quad (3.15)$$

$$i_2(\theta) = I \sin(p\theta - 2\pi / 3 - \varphi) + \text{ofset} \quad (3.16)$$

$$i_3(\theta) = I \sin(p\theta - 4\pi / 3 - \varphi) - \text{ofset} \quad (3.17)$$

(3.15), (3.16) ve (3.17) eşitlikleri ile verilen yeni akım ifadelerinin kullanılmasıyla ani moment tekrar hesaplanırsa,

$$M_m = KI \left\{ \begin{aligned} &(\sin(p\theta) \sin(p\theta - \varphi)) + (\sin(p\theta - 2\pi/3) \sin(p\theta - 2\pi/3 - \varphi)) \\ &+ (\sin(p\theta - 4\pi/3) \sin(p\theta - 4\pi/3 - \varphi)) + \frac{\text{offset}}{I} \sin(p\theta - 2\pi/3) \\ &- \frac{\text{offset}}{I} \sin(p\theta - 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (3.18)$$

yeni ani moment bağıntısı elde edilebilir. Bu bağıntıda gerekli trigonometrik özelliklerin kullanılmasıyla daha basit bir ifadeye ulaşılabacaktır.

$$M_m = \frac{3KI}{2} \cos \varphi + \text{offset}K \sin(p\theta) \quad (3.19)$$

$$M_m = M_o + M_1(\theta_e) \quad (3.20)$$

(3.19) ve (3.20) bağıntılarından görüldüğü gibi, ani moment ifadesine “offsetK sin(pθ)” dalgalılık bileşeni eklenmiştir. Sonuç olarak, motor faz akımları ölçümünde, birbirlerine göre bir ofset hatası söz konusu olduğunda, mil ani momentine bir darbe bileşeni eklenecek ve (3.19) den görüldüğü bu bileşenin genliği, ofset değeri ile doğru orantılı, frekansı ise besleme akım frekansına eşit olacaktır.

Sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde karşılaşılan ikinci zorluk, faz akım ölçümünde bir kazanç hatasının söz konusu olmasıdır. Sinüsoidal yapılarda ayrık referanslara göre akım ölçümü yapıp elde edilen işaret, belirli filtre veya işlemsel kuvvetlendirici devreler üzerinden sayısal denetleyicinin toprak referansına göre işlendiğinden, tasarımcıların bu problem ile karşılaşmaları da yüksek bir ihtimaldir. Tasarım başlangıcında böyle bir problemin üstesinden geldiği varsayımıyla bile kullanılan elektronik çevre elemanlarının toleransları da belli bir gelecekte bu problemin ortaya çıkmasına neden olmaktadır. Bu durumda motor faz akım değişimlerinin aşağıdaki bağıntılar ile temsil edildiğini varsayalım.

$$i_1(\theta) = I \sin(p\theta - \varphi) \quad (3.21)$$

$$i_2(\theta) = (I + I_{hata}) \sin(p\theta - 2\pi/3 - \varphi) \quad (3.22)$$

$$i_3(\theta) = (I + I_{hata}) \sin(p\theta - 4\pi/3 - \varphi) \quad (3.23)$$

(3.21), (3.22) ve (3.23) eşitlikleri ile verilen yeni akım ifadelerinin kullanılmasıyla ani moment tekrar hesaplanırsa,

$$\begin{aligned} M_m = KI \left\{ (\sin(p\theta) \sin(p\theta - \varphi)) + (\sin(p\theta - 2\pi/3) \sin(p\theta - 2\pi/3 - \varphi)) \right\} \\ + KI_{hata} \left\{ (\sin(p\theta - 4\pi/3) \sin(p\theta - 4\pi/3 - \varphi)) + (\sin(p\theta - 2\pi/3) \sin(p\theta - 2\pi/3 - \varphi)) \right. \\ \left. + (\sin(p\theta - 4\pi/3) \sin(p\theta - 4\pi/3 - \varphi)) \right\} \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$M_m = \frac{3KI}{2} \cos \varphi + \left\{ KI_{hata} \cos \varphi - \frac{KI_{hata}}{2} (\cos(2p\theta - \varphi)) \right\} \quad (3.25)$$

$$M_m = M_o + \left\{ KI_{hata} \cos \varphi - \frac{KI_{hata}}{2} (\cos(2p\theta - \varphi)) \right\} \quad (3.26)$$

(3.26) bağıntısından görüldüğü üzere, iki motor faz akım ölçümünde diğer faza göre belli bir hata genliğinin söz konusu olması durumunda, mil momentine bir darbe moment bileşeni eklenecektir. Öyleki, akım ölçüm kazanç hatasından dolayı gelen darbe teriminde frekans, besleme akım frekansının iki katı, genlik ise kazanç hatası ile doğru orantılıdır.

Trapezoidal altı darbeli besleme yapısında doğru akım barasında tek algılayıcı üzerinden ölçüm yapılıyor ve bu algılayıcı bir ve yalnız bir sistem elektronik toprağını kullanıyor ise böyle bir problem kaynağı zaten yoktur. Sonuç olarak, tek akım algılayıcısının kullanılmasıyla yapılan denetimde, değişik fazlar üzerinde yapılan ölçümlerde herhangi bir bağıl hata söz konusu olamayacağından trapezoidal sistemlerde yukarıda vurgulanan her iki zorluk kendiliğinden ortadan kalkmış olacaktır.

Tezin ikinci ayrıtında vurgulandığı üzere, motor endüklenen gerilim bozunumları ve istenmeyen harmonik bileşenler mil moment darbesi oluşumuna neden olmaktadır. Motor tasarımıyla ilgili olarak, endüklenen gerilimin harmonik bileşenler içermesi kaçınılmaz bir özellik olarak tasarımcının karşısında olacağından bu etkilerin irdelenmesi faydalı olacaktır. Sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde karşılaşılan üçüncü problem olarak harmonik etkiler gözönüne alınacak ve diğer iki problemin analizine benzer şekilde moment darbe bileşeni oluşumuna etkileri araştırılacaktır. Analitik ifadelerin karmaşıklığını önlemek için bu yaklaşımda, ilgili faza ait endüklenen gerilim ve besleme akımı arasında faz farkının bulunmadığı veya başka bir deyimle sistemden en yüksek moment elde etmek üzere denetleyici tarafından faz açısının sıfıra eşit kılındığı ve motorun saf sinüsoidal akım ile beslendiği varsayılacaktır. Bu iki koşul altında, sadece motor fazlarında endüklenen gerilimin harmonik içeriğinin ani momente katkısı irdelenmiş olacaktır. Dikkate alınan koşullar altında onüçüncü mertebeye kadar, endüklenen motor gerilimi veya motor sabiti ile faz akımları aşağıda verilen bağıntılarla ifade edilebilir.

$N=1, 3, 5, 7, \dots, 13$ için

$$k_1(\theta) = \sum_{j=1}^N K_j \sin j(p\theta) \quad (3.27)$$

$$k_2(\theta) = \sum_{j=1}^N K_j \sin j(p\theta - 2\pi / 3) \quad (3.28)$$

$$k_3(\theta) = \sum_{j=1}^N K_j \sin j(p\theta - 4\pi / 3) \quad (3.29)$$

$$i_1(\theta) = I \sin(p\theta) \quad (3.30)$$

$$i_2(\theta) = (I + I_{hata}) \sin(p\theta - 2\pi / 3) \quad (3.31)$$

$$i_3(\theta) = (I + I_{hata}) \sin(p\theta - 4\pi / 3) \quad (3.32)$$

$$j=1 \text{ için} \quad M_1 = M_o = \frac{3K_1 I}{2} \quad (3.33)$$

$$j=3 \text{ için} \quad M_3 = 0 \quad (3.34)$$

$$j=5 \text{ için} \quad M_5 = \frac{K_5 I}{2} (-3) \cos(6p\theta) \quad (3.35)$$

$$j=6 \text{ için} \quad M_6 = 0 \quad (3.36)$$

$$j=7 \text{ için} \quad M_7 = \frac{K_7 I}{2} (3) \cos(6p\theta) \quad (3.37)$$

Sonuçta onüçüncü mertebeye kadar (3.38) ile verilen bağıntıya ulaşılabilir.

$$M = \frac{3}{2} K_1 I + \frac{3}{2} I (K_7 - K_5) \cos(6p\theta) + \frac{3}{2} I (K_{13} - K_{11}) \cos(12p\theta) \quad (3.38)$$

(3.38) eşitliğini basitleştirmek ve genelleştirmek amacıyla yeni katsayılar tanımlanabilir.

$$F_0 = M_0 \quad (3.39)$$

$$F_6 = \frac{3}{2} (K_7 - K_5) I \quad (3.40)$$

$$F_{12} = \frac{3}{2} (K_{13} - K_{11}) I \quad (3.41)$$

$$F_{18} = \frac{3}{2} (K_{19} - K_{17}) I \quad (3.42)$$

(3.39), (3.40), (3.41), (3.42) bağıntılarının kullanılmasıyla,

$$M_m(\theta) = M_0 + F_6 \cos(6p\theta) + F_{12} \cos(12p\theta) + F_{18} \cos(18p\theta) + \dots \quad (3.43)$$

$$M_m(\theta) = \sum_{j=0}^{\infty} F_{6j} \cos(jp\theta) \quad (3.44)$$

(3.44) ile verilen ani moment ifadesinin en genel haline ulaşılacaktır.

Bilindiği üzere fırçasız sürekli mıknatıslı motorun klasik altı darbeli trapezoidal beslenmesinde, faz sargısında endüklenen gerilimin düz bölgesi kullanılmaktadır. Düz

bölgede oluşabilecek bozunumlar ki, endüvi etkisi ve motor tasarımıyla ilgili olarak belli bir mertebeye kadar kaçınılmazdır, trapezoidal beslemede de moment dalgalılığına neden olacaktır. Ayrıca motor tasarımıyla ilintili olarak düz bölgenin 120° elektrik açıdan küçük olması durumunda, mil momentinde çöküşler görülecektir. Tezin bu ayrıtında trapezoidal ve sinüsoidal yapılar bir ortak temelde karşılaştırıldığından, trapezoidal yapılara endüklenen gerilim düz bölge genişliği ve sisteme etkisi burada irdelenmeyecek, daha sonraki bir bölümde tartışılacaktır. Özetle, endüklenen gerilim bozunumlarının trapezoidal yapılarda da olumsuz etkileri söz konusudur ve özellikle 180° iletimli trapezoidal beslemede, sinüsoidal beslemeye benzer şekilde bu etkiler kompanze edilmektedir. Sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde denetim, yok edilecek her harmonik bileşen için kontrol çevrimine, ileri yol kompanzasyon terimi ekleme zorunluluğu getirir ve karmaşık yapılara ihtiyaç gösterir. Tezin ikinci bölümünde de detaylı olarak açıklandığı üzere, istenmeyen endüklenen gerilim harmoniklerini ortadan kaldırmaya yönelik hesaplanan faz akım referansları yoğun sayısal hesap gerektirdiğinden bu teknikte denetleyici olarak 32 bit DSP yapıların kullanımını gerekli kılar. Buradan hareketle, sinüsoidal sistemlerde denetleyici yapısının oldukça yüksek maliyetli olduğu görülmektedir. Trapezoidal 120° ve 180° elektriksel iletimde uygulanabilecek basit mantıklı komutasyon yapıları sinüsoidal beslemede geçerliliğini yitirir. Yüksek hesap gereksinimi ve sabit tablo ihtiyacı nedeniyle, sayısal denetleyicinin bellek gereksinimi de trapezoidal sistemlere kıyasla yüksektir. Sinüsoidal yapılarda rotor konum algılayıcısı olarak düşük maliyetli hall etkili eleman veya optik algılayıcıların kullanılması durumunda, gerek denetleyici matematik işlem performansının ve gerekse bellek gereksiniminin daha da artacağı açıktır.

Tezin bu aşamasına kadar verilenler ışığında SMFM lu tahrik sistemlerinin, moment darbesi ve akustik gürültü anlamında fırça-kolektörlü klasik da motorlu yapılardan farklı birçok yeni kaynak içerdiği görülmektedir. Fırçasız sürekli mıknatıslı motor içeren sistemlerde moment darbelerinin odakları ve etkileri Tablo 3.1 de verilmiştir. SMFM lu tahrik sistemlerinde moment darbe bileşeninin mertebesi, analitik ifadelerle verildiği üzere, değişken hız aralığına, motor tasarımına sözcüğümlü, stator oluk, kutup sayısı, sargı yapısı ve mıknatıs açısı gibi geometrik özellikler ile denetleyici sistem

performansına doğrudan ilintilidir. Bu nedenle, SMFM lu tahrik sistemi tasarımında moment darbesi bileşen genliği ve frekansı çok önemlidir ve uygulamadan beklenen özellikler doğrultusunda en azlanması bir zorunluluktur.

Tablo 3.1 SMFM larda moment darbesi sınıfları

<i>MOMENT DARBESİ SINIFI</i>	<i>MOMENT DARBESİ NEDENİ</i>	<i>MOMENT DARBESİ GENLİĞİ</i>	<i>MOMENT DARBESİ FREKANSI</i>
<i>DİŞ TİTREŞİM MOMENTİ</i>	stator yapısı ve mıknatıs etkileşimi	sabit	N (stator oluk sayısı)
<i>TRAPEZOİDAL BESLEME TEMELLİ</i>	endüklenen gerilim bozunumu	akım genliği ile orantılı	6xkutup çifti ve çarpanları
	komutasyon		6xkutup çifti
<i>SİNÜSOİDAL BESLEME TEMELLİ</i>	endüklenen gerilim harmonikleri	akım genliği ile orantılı	6xkutup çifti 12xkutup çifti 18xkutup çifti
	akım ölçümünde kazanç hatası	akım genliği ile orantılı	2xkutup çifti
	akım ölçümünde ofset	sabit	kutup çifti

Tezde bu aşamaya kadar verilenler doğrultusunda ve bölümün başında tanımlanan ve gerçek bir uygulamada kullanılacak tahrik sisteminden beklenen özellikler dikkate alınarak trapezoidal ve sinüsoidal yapılar konusunda önemli çıkarımlar yapılabilir. Bölümün son aşamasında bu çıkarım ve sonuçların irdelenmesi yapılarak teze konu olan motor besleme ve denetim elektroniğinin altyapısı tamamlanacaktır.

1. Sinüsoidal SMFM lu tahrik sisteminde, hem faz sargısında endüklenen gerilim ve hem de besleme akımının saf sinüs olmasıyla, moment (3.12) bağıntısı ile verilmiştir. $\varphi = 0$ olması koşulu altında moment (3.45) ile bellidir.

$$M_m(\theta) = \frac{3KI}{2} \quad (3.45)$$

(3.45) bağıntısında kullanılan sinüsoidal motor sabiti tepe değeri ile trapezoidal karşılığı arasında (3.46) ile belirlenen ilişki söz konusudur ve bu ilişki endüklenen gerilim düz bölgesinin 120° elektrik açısına eşit olması durumunda geçerliliğini korur.

$$K_{\sin \text{ üsoidal}} = \frac{K_{\text{trapezoidal.6darbe}}}{\sqrt{2}} \quad (3.46)$$

Daha önce de belirtildiği üzere, tanımlanan ideal şartlar altında iki besleme şeklinde tahrik sisteminden alınabilecek moment oranı %53'dür. Altı darbeli klasik trapezoidal besleme tipinde, faz sargısında endüklenen gerilimin düz bölgesinin 120° den küçük olması durumunu düşünür ve komutasyonda kalan bölgenin ortalama değeri üzerinden hesap yapılırsa iki besleme şekli arasındaki moment oranı aşağıda verilen bağıntıyla hesaplanabilir.

$$\frac{M_{\sin \text{ üsoidal}}}{M_{\text{trapezoidal}}} = \frac{\frac{3KI}{2\sqrt{2}}}{\frac{2KI\beta}{120}} = 0.53 \frac{120}{\beta} \quad (3.47)$$

(3.47) bağıntısında β , trapezoidal beslemede endüklenen gerilim düz bölge genişliğinin elektrik açısından değeridir. Sinüsoidal SMFM lu tahrik sisteminden, φ akım-endüklenen gerilim faz hatasının sıfır olduğu varsayımıyla, altı darbeli klasik trapezoidal beslemenin $(0.53 \frac{120}{\beta})$ oranı kadar mil momenti alınmaktadır. Aynı yük ve uygulama için bu moment oranı nedeniyle, sinüsoidal motor daha yüksek maliyetli olacaktır. Dolayısıyla sistemden beklenen en düşük maliyet trapezoidal SMFM ve besleme şekli ile elde edilebilecektir.

2. Sinüsoidal SMFM lu tahrik sisteminde en yüksek momentin elde edilmesi için akım ve endüklenen gerilim arasındaki faz açısı " φ " sürekli izlenmeli ve denetleyici bu faz açısını sıfıra eşit kılacak şekilde sistemi sürmelidir. Sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde φ faz açısının oluşum nedeni temel olarak üçtür.

- Rotor konum algılayıcısı hatası
- Akım denetim çevrimi faz kayması
- Akım algılayıcısı hatası

bağıntısından görüldüğü üzere, moment “ $\cos \phi$ ” ile doğru orantılıdır ve “ $\cos \phi < 1$ ” olduğunda, aynı oranda azalacaktır. Bu durum sinüsoidal beslemede aşağıda verilen şartları gerekli kılar.

1. Sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde rotor konumu yüksek duyarlıklı bir algılayıcı ile izlenmelidir. İdeal durumda bu algılayıcı resolver'dır. Ancak bilindiği üzere, küçük güçlü uygulamalarda resolver maliyeti motor maliyetini aşabilir. Bu nedenle maliyetin önemli olduğu uygulamalarda kullanımı mümkün değildir. Rotor konum algılayıcısı olarak encoder alternatifi de keza yüksek maliyetli bir yaklaşım olacaktır. Sinüsoidal fırçasız sürekli mıknatıslı motor için konum algılamada son alternatif, basit hall etkili eleman veya optik algılayıcılar kullanmaktır. Pratikte, basit ve düşük maliyetli bu algılayıcıların sinüsoidal yapıda kullanılması motor kutup sayısı ile yakından ilgilidir. Söz gelimi onaltı kutuplu motorda her mekanik tur başına sekiz darbeleri bir işaret, klasik üç algılayıcı kullanım durumunda bazı lojik fonksiyonların kullanılması sonucu yirmidört darbeleri bir konum işaret katarı elde edilebilir. Bu durumda rotor konum açısı duyarlılığı $(360/24) 15^\circ$ mekanik açıdır. Başka bir ifadeyle, sayısal işlemci tarafından her 15° mekanik açıda rotor konum algılama çevrimi yeniden başlatılmalıdır. Rotor konumu çevrim içinde ise denetleyici, ilgili 15° mekanik açıda hızın sabit kaldığı varsayımıyla, yeni konum açısını (3.48) bağıntısı yardımıyla bulur.

$$\theta_{\text{yeni}} = \theta_{\text{eski}} + w.t \quad (3.48)$$

Burada t sayısal işlemcinin konum yenilemede kullandığı sabit bir süredir. Sabit sürenin seçimi tamamen sayısal denetim algoritmasının içerisinde belirlenir. Ancak yapılan prototiplerden görülmüştür ki, bu yaklaşım kullanılan sayısal işlemcinin çalışma hızı ve bit sayısına bağlı olarak, belli motor hızlarına kadar geçerliliğini korumaktadır. Belli bir mekanik hızın üstünde, sinüsoidal faz akımı modülasyonu

mümkün olmayacaktır. Sayısal işlemcinin üzerinde bir de uygulama elektroniğinin yükü var ise, bu hız sınırı daha da düşüktür.

2. Sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde normal koşullar altında, stator sargı şekline bağlı olarak iki veya üç akım denetim çevrimi kullanılmaktadır. Faz akımlarının doğrudan ölçümü tercih ediliyorsa, alternatif akım algılama nedeniyle, yönlü işaret işlenmesi bir zorunluluktur. Faz akım algılayıcılarının referansı elektronik denetim sistem toprağı olamayacağından, yüzer potansiyelli referanslar için ayrık kaynaklar, izolasyon devreleri ve karmaşık elektronik yapılar kullanmak kaçınılmazdır. Sinüsoidal SMFM lu yapıların faz akımı ölçümünde, referanslar ve kalibrasyon işlemi de üzerinde önemle durulması gereken noktalardır. Bu önlemler özellikle, kazanç hatalarının engellenmesinde fayda sağlar. Ofset hatasının giderilmesi için, ölçüm ve referanslarda düşük ofsetli işlemsel kuvvetlendiriciler tercih edilmelidir. Bu durumda simetrik kaynak kullanımı da gereklidir. Faz akımlarının doğrudan ölçülmemesi durumunda ise, yoğun hesaplama ve sinüsoidal sabit tablo gereksinimi söz konusu olacaktır. Bu durumun sayısal denetleyici mimarisine yansması ise düşük çevrim süresi veya yüksek performans ve bellek ihtiyacıdır. Pratikte ulaşılan sayısal denetleyiciler örneğin onaltı bitlik mikroişlemciler ile, böyle bir yaklaşımın kullanımı ancak düşük motor hızlarında mümkündür. DSP temelli denetleyiciler ise çoğu kez maliyet faktörü nedeniyle kapsam dışı kalmaktadırlar. Ancak bazı elektronik firmalarının yukarıda vurgulanan gerçek zaman denetim uygulaması için nispeten düşük maliyetli, yeni sayısal denetleyici yapıları (DSP) geliştirme çabaları gözlenmektedir.

3. Sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemlerinden beklenen performans doğrultusunda, vektör denetimi de gerekli olabilir [52]. Bu durumda, denetim algoritmasında Park (d-q) dönüşümü, ters dönüşüm, ve kullanılacak vektör temelli yapıya bağlı olarak ek denetim blokları yer alacak ve sistem daha da karmaşık ve zor bir hal alacaktır.

Sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde karşılaşılan zorluklar, pratiğe yansımaları ile birlikte tezin bu bölümünde, belli bir ölçekte tüm ayrıntıları ile irdelenmiştir. Bu

bağlamda, bölüm başında tanıtılan belli bir uygulama için tahrik sisteminden beklenen özellikler doğrultusunda, sinüsoidal yapının uygun olmadığı sonucuna ulaşılmıştır. Bu sonuçtan hareketle, uygulama için trapezoidal yapı tercih edilmiş ve altı darbeli klasik besleme yapısının geliştirilmesi ve uygulamadan beklenen özellikler çerçevesinde olumsuzluklarından arındırılması bir çıkış noktası olarak görülmüştür. Teze konu olan çalışmanın amacı ve ana konusu işte bu yeni yaklaşımdır.

Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde geleneksel olarak kullanılan doğru akım barasında tek akım algılayıcı altı darbeli beslemenin, uygulamadan istenen özellikler doğrultusunda iki önemli olumsuz yönü bulunmaktadır. Bunlar sırasıyla, sargı endüktansı veya zaman sabiti nedeniyle fazlar arası komutasyonda, akım cevabının idealde sonsuz küçük zamanda nominal değere yükselememesi ve sıfıra çekilememesi ile güç devresinin toprak potansiyeline bağlanan fazın komutasyonu esnasında akım denetiminin ortadan kalkmasıdır. Söz konusu bu iki olumsuzluk sonucu oluşabilecek akım ve endüklenen gerilim arasında herhangi bir faz hatası da moment darbe genliğinin daha da artmasına neden olmaktadır. Sistemin yüksek hız moment performansında bu özellik oldukça etkilidir.

Daha önce de vurgulandığı üzere yukarıda belirtilen olumsuzlukların büyük çaplı, kısa ve dış rotorlu bir yapıya en büyük katkısı akustik gürültüdür. Tahrik sisteminden alınacak performans açısından ilk olumsuzluk çok daha önemlidir. Kolaylıkla anlaşılacağı gibi, endüklenen gerilim genliğinin yükseldiği bir konumda, faz akım cevabının istenen hızda yükselmesi mümkün değildir. Akım cevap hızının artırılması ancak ve ancak endüklenen gerilim ve faz sargısına uygulanan besleme gerilimi arasındaki farkı artırmakla mümkündür. Klasik altı darbeli trapezoidal beslemede etkin moment darbesi bileşen frekansı, Tablo 3.1 de verildiği üzere, bir elektriksel periyotta oluşan komutasyon sayısı nedeniyle (3.49) bağıntısı ile ifade edilebilir. Burada n motorun devir hızıdır.

$$f_{\text{komutasyon}} = 6p \frac{n}{60} \quad (3.49)$$

(3.49) bağıntısından görüldüğü üzere, şayet komutasyon sayısı artırılabilir ise darbe bileşen frekansı yükselecek ve mil eylemsizliği düşük devir hızlarında bile söz konusu bileşenleri sönmüleyebilecektir.

Teze konu olan bu çalışma trapezoidal yapılarda karşılaşılan iki ana olumsuzluğu, bir elektriksel periyotta komutasyon sayısının artırılması ve güç toprağına bağlı fazın komutasyonu sırasında kaybolan akım denetim bilgisinin tekrar sisteme kazandırılması temeline dayanmaktadır. Öyleki çalışmadaki ana amaç, yüksek duyarlılığa sahip rotor konum algılayıcısı gereksinimini ortadan kaldırarak, endüklenen gerilim dalga şekline uyumlu besleme akım/gerilim dalga şekillerini üretme zorunluluğundan kurtulmak, ancak sistem performansını uygulamanın ölçütleri içinde artırmaktır. Bu yaklaşımda kullanılacak komutasyon mantığının sekiz bitlik bir sayısal denetleyici kapasitesi içinde kalması da sistem maliyetinin en azlanması açısından oldukça önemli bir özellik olarak karşımıza çıkmaktadır. Tez kapsamında geliştirilen bu yeni yaklaşıma oniki darbeleri besleme yapısı adı verilmiştir.

BÖLÜM 4

ALTI DARBELİ TRAPEZOİDAL BESLEME SEÇENEKLERİ

Tezin bu ayrıtında altı darbeli trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerine ait genel bilgiler söz gelimi çalışma ilkesi, genel tanım ve kabuller ile rotor konum algılayıcısı alternatifleri verildikten sonra 120° ve 180° iletim seçenekleri tüm ayrıntıları ile irdelenecektir.

Trapezoidal SMFM un çalışma ilkesi ile sürekli mıknatıslı bir adım motorunun çalışma ilkesi arasında temelde bir fark yoktur. Trapezoidal SMFM un adım motorundan tek farkı; adım hareketleri yerine, adımların ardışıl olarak peşpeşe getirilmesiyle sürekli hareket edebilme yeteneğidir. Diğer bir yorumla farklılık, elektronik komutasyon konusunda odaklanmaktadır. Gerçekte sürekli hareket yeteneği de komutasyon olayının bir doğal sonucudur. Trapezoidal SMFM da N-S kutup çiftlerine sahip sürekli mıknatıslı rotorun, stator üzerinde elektronik komutasyon sonucu oluşturulan N-S alanı ile eş eksene gelme eğilimi temel olarak motorun çalışma ilkesini oluşturur. Stator oluklarına yerleştirilen faz sargılarının, rotor konumu izlenerek başka bir deyimle elektronik komutasyon gereği, güç elektroniği devresi üzerinden uygun sırada enerjilendirilip rotoru sürüklemesi trapezoidal yapılarda temel kuraldır. Motorun statoru üzerinde oluşturulan alan gerçekte rotor konumuna endeksli bir döner alandır.

SMFM lu tahrik sisteminin iki yönlü uygulamalarda yaygın kullanımı, üç fazlı besleme üzerine odaklanmıştır [7]. Tam dalga besleme olarak tanımlanan üç fazlı sistemde, her faz iki kontrollü (MOSFET, IGBT, BJT) ve iki kontrolsüz (güç diyodu) elektronik elemandan oluşmuştur. Trapezoidal SMFM da yıldız veya üçgen bağlanan stator sargıları, rotor konumuna endeksli alternatif akımla beslenir. Daha önce vurgulandığı üzere, besleme akımı dalga şekli pratikte trapezoidal yapıdadır ve faz

akımı klasik da motorlarda olduğu gibi fırça-kolektör yerine, güç elektroniği elemanları üzerinden yön değiştirir.

Trapezoidal beslemeli SMFM lu bir tahrik sistemi aşağıda verilen özellikler ile tanımlıdır;

- Sürekli mıknatıslı rotorun faz sargılarında endüklediği gerilim dalga şekli trapezoidaldir.
- Stator sargıları, endüklenen gerilime bağlı olarak trapezoidal akımlar ile beslenir.
- Stator konsantre sargılardan oluşmuştur.
- Herhangi bir t anı ve rotor konumunda, 120° iletimde iki faz sargısı, 180° iletimde üç faz sargısı devrededir.
- Komutasyon anlarında iletim açısından bağımsız her üç faz üzerinden akım taşınmaktadır.
- Motor çalışma durumunda besleme devresi topolojisi iletim ve komutasyon olarak ikiye ayrılabilir.

SMFM da, uygun faz sargılarının enerjilendirilmesi veya doğru stator alanının oluşumu, rotor konum algılayıcılarından gelen işaretlerin çözülmesi ile sağlanır. SMFM temelli tahrik sistemleri konum algılayıcısı kullanmaksızın da gerçekleştirilebilir. Öyleki bu yapıda dikkat edilmesi gereken nokta, sistemde rotor konum algılayıcısı bulunmamasına rağmen rotor konumunun yine de izleniyor olmasıdır. Algılayıcısız yapıda, rotor konum duyargasının yerini, faz sargılarında endüklenen gerilimler almaktadır. Kolaylıkla anlaşılacağı üzere algılayıcısız yapılarda, motor kalkışı veya sıfır hız koşulu çok önemlidir ve literatürden, günümüzde bu konuda çalışmaların sürdüğü anlaşılmaktadır [5,6,7]. SMFM lu tahrik sisteminde rotor konum algılayıcısı olarak uygun mekanik açıda hall etkili elemanlar veya optik algılayıcılar ile motor miline bağlanan enkoder kullanılabilir. Ancak enkoder, yüksek maliyeti nedeniyle sadece hassas açı, hız veya moment denetimi uygulamalarında kendine yer bulmuştur. Maliyetin son derece önemli olduğu tüketici elektroniği uygulamalarında ise hall etkili elemanlar veya optik temelli algılayıcılar yaygın olarak kullanılmaktadır. Çeşitli firmaların uygulamaları da bu savı desteklemektedir.

Trapezoidal SMFM lu tahrik sisteminin genel kabulleri, çalışma ilkesi ve rotor konum algılayıcı seçenekleri hakkında genel bilgi verildikten sonra tezin bu ayrıtında trapezoidal beslemeye ilişkin besleme alternatifleri ayrıntılı olarak tanıtılacaktır. Daha önce belirtildiği üzere, trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde iki besleme seçeneği bulunmaktadır. Bu seçenekler sırasıyla 120° ve 180° elektriksel açı iletim koşullarıdır. Her iki iletim koşulunda da, bir elektriksel periyotta altı adet komutasyon veya faz değişimi söz konusudur. Trapezoidal SMFM ların her iki çeşit beslenme koşulunda da, hassas rotor konum açısı bilgisini gerekli kılan, faz sargılarında endüklenen gerilime benzer akım dalga şekli uygulamaktan öte, mantık temelli veya kutup çifti başına altı çözünürlüklü konum işareti gerektiren besleme teknikleri dikkate alınacaktır. Keza faz sargılarında endüklenen gerilime uygun akım dalga şekli oluşumu sinüsoidal SMFM lu sistemin bir uzantısıdır. Motor stator sargılarında endüklenen trapezoidal dalga şeklinin, Fourier Analizi gereği sinüsoidal bileşenlerin toplamı şeklinde ifadesinin mümkün olması da bu yorumu desteklemektedir.

4.1 120° ELEKTRİKSEL İLETİM AÇILI TRAPEZOİDAL BESLEME

120° iletim yapısında komutasyon mantığının kolaylıkla anlaşılmasına yönelik, iki kutuplu bir SMFM, konum algılayıcı ve besleme devresi detayı ile birlikte Şekil 4.1 de verilmiştir. Bu şekilden, her faza ait iki kontrollü elemanın bulunduğu görülmektedir. Tam dalga besleme yapısında her fazın, uygun komutasyon noktalarında da baranın pozitif ve toprak ucuna bağlanması gereği iki kontrollü güç elektroniği elemanın kullanımı zorunlu kılmaktadır. Komutasyon mantığı gereği, yıldız bağlı stator sargıları belli bir sıra ile enerjilendirilmekte ve fazlardaki akım, klasik da motorlar da olduğu gibi yön değiştirmektedir. Rotor konum algılayıcı elemanlar 120° mekanik açıda yerleştirilmiştir. En genel durumda rotor konum algılayıcıları yerleşiminde, (4.1) ifadesi kullanılabilir.

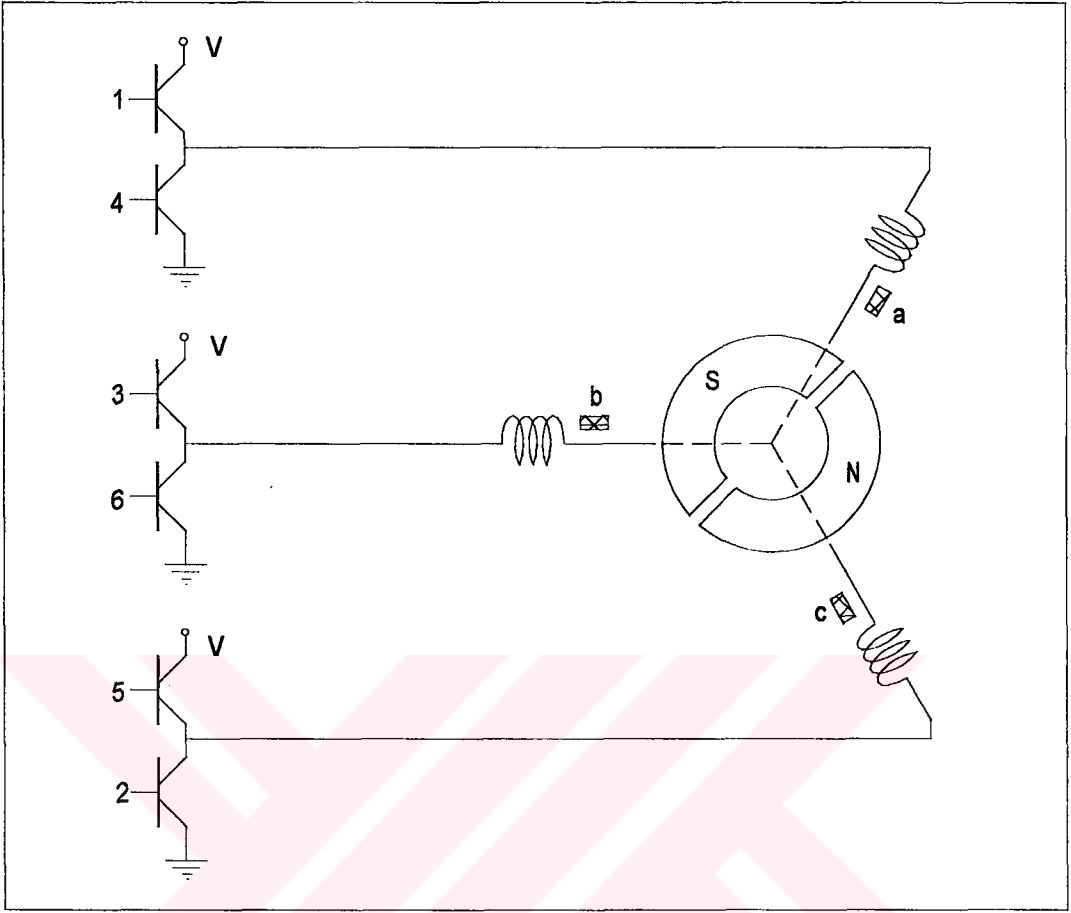
$$\theta_{a-b,b-c} = \frac{120}{p} \quad (4.1)$$

(4.1) ifadesinde $\theta_{a-b,b-c}$, a-b ve b-c konum algılayıcıları arasındaki mekanik açıyı, p ise motorun çift kutup sayısını simgelemektedir. Şekilde verilen konumda saat yönüne dönüş dikkate alındığında, rotor N kutbu H_A algılayıcısını henüz geçmiş fakat H_B algılayıcısına henüz ulaşmamıştır. Dolayısıyla algılayıcı çıkışları bu konumda, 'işareti düşük seviyeyi göstermek üzere, a' b'c veya 001 olarak görülmektedir. Bu rotor konumunda, A ve C fazları 1 ve 2 anahtarları üzerinden enerjilendirilmiş veya başka bir deyişle A fazı da baranın pozitif, C fazı ise toprak ucuna bağlanmıştır. Yukarıda verilen mantık bağlamında, A fazına N, C fazına S kutbiyet kazandırılmış ve rotor saat yönünde 60° döndürülmüş olur. Rotor 60° dönüşü tamamladıktan sonra, ikinci komutasyon noktasına ulaşacak ve H_B algılayıcısı yüksek seviye işaret vererek, C fazı (2) devreden çıkarken yerini B fazı (6) alacaktır. Benzer işleme, 360° boyunca devam edilirse, faz çiftlerinin altı adımdan sonra birbirini tekrar ettiği görülecektir. İşte bu nedenle, bu besleme şekli altı darbeleri besleme olarak tanımlanmıştır. Sistemde her rotor konum algılayıcısı 180° lik açıda yüksek, 180° lik açıda düşük seviyeli bir işaret üretecektir. İki kutuplu bir trapezoidal SMFM lu sistemde, motor komutasyon mantığı Tablo 4.1 de verilmiştir.

Tablo 4.1 Trapezoidal SMFM da besleme adımları

KONUM (derece)	a	b	c	GÜÇ ELEMANLARI
0-60	0	0	1	1-6
60-120	0	1	1	1-2
120-180	0	1	0	3-2
180-240	1	1	0	3-4
240-300	1	0	0	5-4
300-360	1	0	1	5-6

Şekil 4.1 de verilen üç fazlı tam dalga SMFM lu sistem, pratikte en fazla uygulama alanı bulan yapıdır. Şekilden görüldüğü üzere bu düzende, herbir sargı birbiriyle eşlenik olarak bağlanan iki kontrollü eleman üzerinden beslenir. Böylelikle stator sargı akımlarının yönünü değiştirmek mümkün olmaktadır. Şekilde gösterilmemekle birlikte, komutasyon anlarında sargıda birikmiş olan magnetik enerji herbir güç anahtarına ters paralel bağlı serbest geçiş diyotları üzerinden devresini kapatır.

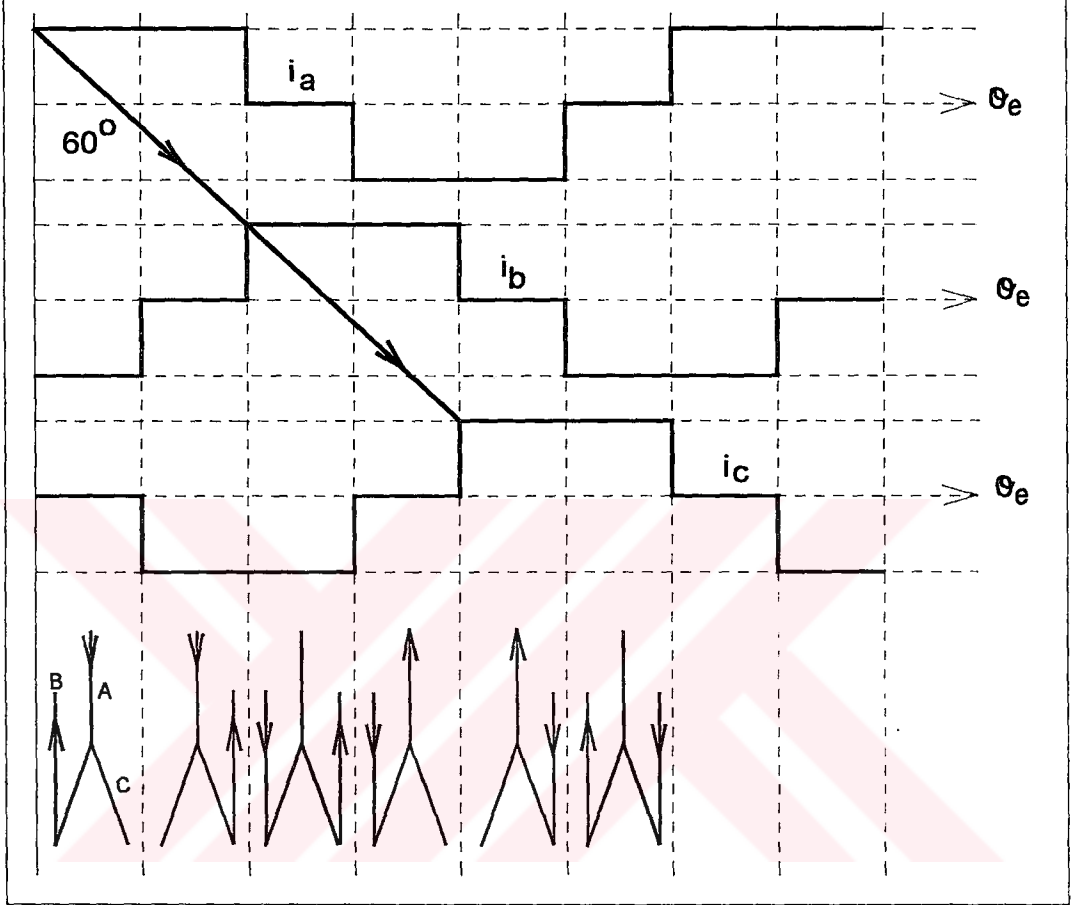


Şekil 4.1 Üç fazlı iki kutuplu bir SMFM da rotor konum algılayıcıları ve güç elektroniği anahtarları

Sistemde yıldız bağlı stator sargılarının ortak noktası yalıtılmıştır ve Tablo 4.1 den görüldüğü üzere, herbir t anında üç fazın ikisi aktif konumda veya akım taşımaktadır. Her 60° elektrik açıda bir komutasyon söz konusudur ve bu özelliğe bağlı olarak, sargı akımları 120° lik pozitif ve negatif bölgeye trapezoidal dalga şekline sahiptir. Tablo 4.1 de verilen komutasyon mantığına uygun faz akımları ve stator MMK vektörleri Şekil 4.2 de verilmiştir. Burada verilen açılar elektriksel olduğu ve iki kutuplu motor özel durumunda rotor mekanik açısına karşı düştüğü unutulmamalıdır. Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde kutup sayısına bağlı olarak rotor algılayıcılarının konumlandırılması (4.1) ifadesinin kullanılmasıyla bulunabilir.

Tezin önceki ayrıştımlarında vurgulandığı üzere, SMFM lu tahrik sistemlerinde kullanılan denetim yapısı iki temel bölüme ayrılabilir. Bunlar sırasıyla komutasyon (açık çevrim denetim) ve hız-moment (kapalı çevrim denetim) birimleridir. Şekil 4.2 de üç fazlı bir

SMFM lu tahrik sisteminde ideal faz akım dalga şekilleri ve yıldız bağlı bir motorda, stator faz akımlarının rotor açısına bağlı değişimleri verilmiştir.



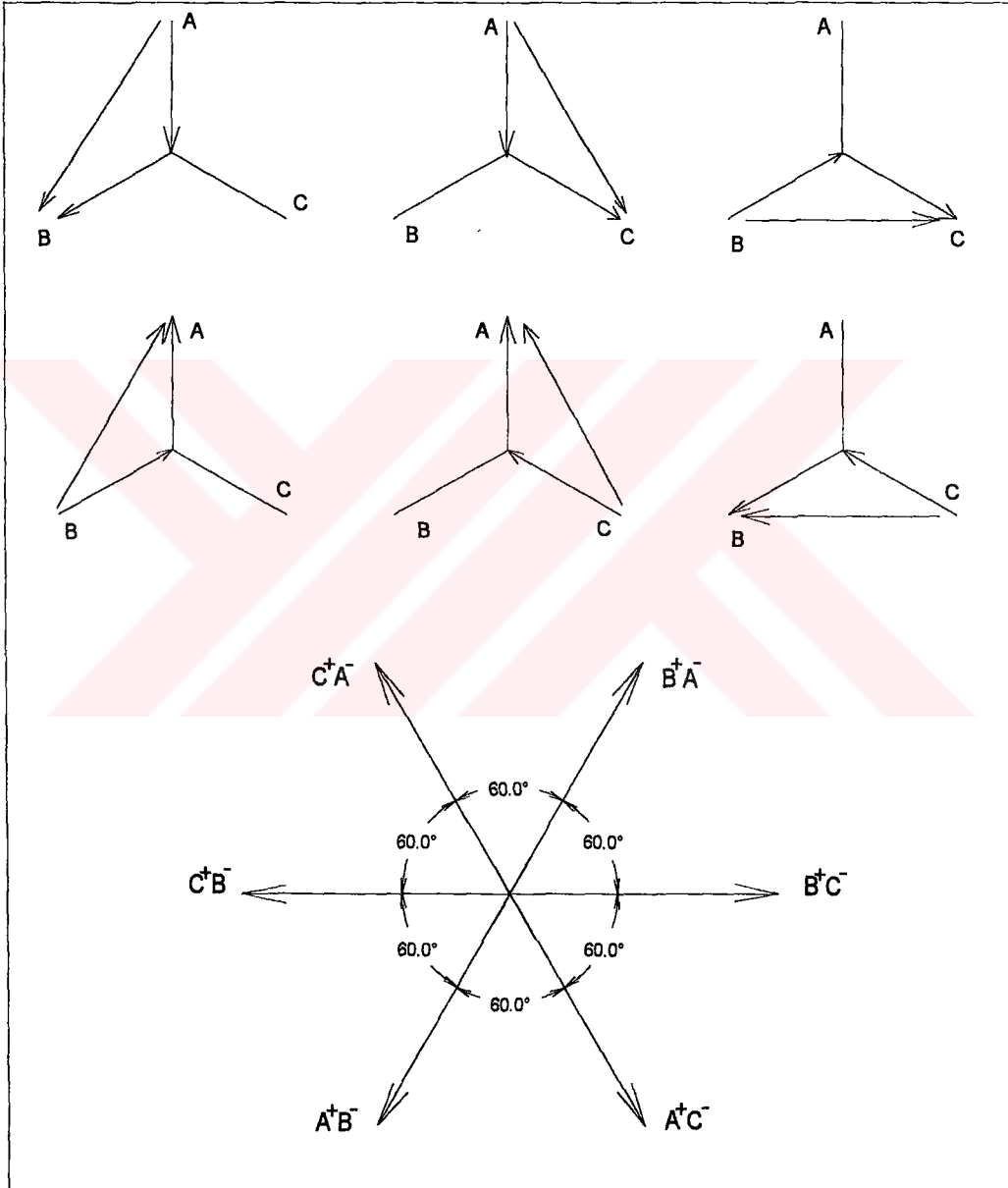
Şekil 4.2 Üç fazlı SMFM lu bir tahrik sisteminde faz akımı dalga şekilleri ve beslemenin rotor konum açısına bağlı değişimi

Buradan hareketle statorda oluşturulan, rotor konumuna endeksli alana ilişkin MMK vektörleri tanımlanabilir. Şekil 4.3 de bir elektriksel çevrim boyunca tanımlı stator MMK vektörleri verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere, bir trapezoidal SMFM da, kutup sayısı, mıknatıs şekli ve cinsinden bağımsız olarak bir elektriksel çevrim boyunca altı adım söz konusudur. Bu bağlamda, bir elektriksel çevrim boyunca her bir güç anahtarı 120° elektrik açısı devrededir ve her 60° de bir komutasyon olmaktadır.

Elektrik açısı ile mekanik açısı arasındaki bağıntı (4.2) ile bellidir. Bu ifadede p motor çift kutup sayısını gösterdiğinden, (4.2) ifadesinin bir başka yorumu bir mekanik turda

p elektriksel çevrimin veya $1/p$ rotor dönüşünde bir elektriksel çevrimin tamamlandığı olarak verilebilir.

$$\theta_{\text{elektrik}} = p\theta_{\text{mekanik}} \quad (4.2)$$



Şekil 4.3 Komutasyon adımlarında faz akım yönleri, bileşke MMK vektörü ve bir elektriksel çevrim sonunda oluşturulan stator MMK yıldızı

Bu ayrıtta açıklananlar ışığında, elektriksel 120° iletimli trapezoidal SMFM lu tahrik sistemleri için komutasyon mantık tablosu oluşturulabilir. Algılayıcı tarafından saat ve ters saat yönüne rotor dönüşünde, güç elektroniği anahtarlarının negatif lojik (düşük seviye) ile sürüldüğü varsayımıyla sırasıyla Tablo 4.2 ve 4.3 elde edilebilir. Pratikte kullanılan üç fazlı evirici kapı sürücülerini negatif lojik ile çalıştırdığından, komutasyon tablolarının oluşturulmasında bu yaklaşım benimsenmiştir. Her iki mantık tablosunda rotor konum algılayıcıları yerleşiminde, (4.1) bağıntısı kullanılmış veya başka bir deyişle 120° elektrik açısı ile yerleşim, bağıl hatayı azaltması açısından tercih edilmiştir. Daha önce vurgulandığı üzere, en genel anlamda komutasyon mantığı için elektriksel 120° veya 60° lik algılayıcı yerleşimi kullanılabilir. 120° lik yerleşimde belli avantajlar söz konusudur. (4.1) ifadesi hatırlanacak olursa, çok kutuplu motorlarda mekanik yerleşim açısı, tercih edilen algılayıcılar arası elektrik açısının çift kutup sayısına bölünmesi sonucu elde edilmektedir. Başka bir deyişle 120° lik yerleşim kullanıldığında elde edilecek mekanik açı, 60° lik yerleşim açısının iki katıdır. Bu özellik sistemde algılayıcı montaj kolaylığından öte, küçük çapa sahip stator veya disk üzerine konum duyargalarının yerleşiminde söz konusu olabilecek açısal bağıl hatayı azaltacağından çok önemlidir. Trapezoidal SMFM açık çevrim denetim veya komutasyon, sistemde ana moment oluşumunun temelini teşkil etmektedir. Rotor konumuna bağlı komutasyonda, stator alanı ile rotor sürekli mıknatısının uygun konumlandırılmasının önemi düşünüldüğünde, algılayıcıların konum açılarında yapılacak hataların motor performansını olumsuz yönde etkileyeceği kesin olarak söylenebilir. Tüm bu gerekçeler nedeniyle 120° elektriksel komutasyon açısının seçimi avantajlıdır. Rotor konum algılayıcıları konum hatalarının, tahrik sisteminde yaratacağı olumsuzluklar aşağıda tanımlanmıştır.

- Fren momenti oluşturma riski.
- Endüklenen gerilim dalga şeklinin yalınış noktasında yapılacak komutasyonun yaratacağı akım sıçraması nedeniyle, güç elektroniği elemanının zarar görme riski.
- Sistem veriminde ve motor mil momentinde düşüş.
- Motorun nominal sıcaklığının üstünde ısınması.
- Motorun boştaki hızında düşüş ve bunun sonucunda hız-moment denetiminde oluşabilecek bozucu etkiler.

- Akım denetim çevriminin bozucular nedeniyle olumsuz etkilenmesi ve mıknatısların demagnetizasyon riski.

Tablo 4.2 Ters saat yönüne dönüşte komutasyon mantık tablosu

AÇI	H _A	H _B	H _C	A ₁	A ₃	A ₅	A ₄	A ₆	A ₂	FAZ
0-60	1	0	1	1	0	1	1	1	0	B ⁺ C ⁻
60-120	0	0	1	0	1	1	1	1	0	A ⁺ C ⁻
120-180	0	1	1	0	1	1	1	0	1	A ⁺ B ⁻
180-240	0	1	0	1	1	0	1	0	1	C ⁺ B ⁻
240-300	1	1	0	1	1	0	0	1	1	C ⁺ A ⁻
300-360	1	0	0	1	0	1	0	1	1	B ⁺ A ⁻

Tablo 4.3 Saat yönüne dönüşte komutasyon mantık tablosu

AÇI	H _A	H _B	H _C	A ₁	A ₃	A ₅	A ₄	A ₆	A ₂	FAZ
0-60	1	0	0	0	1	1	1	0	1	A ⁺ B ⁻
60-120	1	1	0	0	1	1	1	1	0	A ⁺ C ⁻
120-180	0	1	0	1	0	1	1	1	0	B ⁺ C ⁻
180-240	0	1	1	1	0	1	0	1	1	B ⁺ A ⁻
240-300	0	0	1	1	1	0	0	1	1	C ⁺ A ⁻
300-360	1	0	1	1	1	0	1	0	1	C ⁺ B ⁻

Yukarıda verilen tablolarda, H_A, H_B ve H_C sırasıyla A, B, C fazlarına ait rotor konum algılayıcılarını A₁, A₂, A₃, A₄, A₅ ve A₆ Şekil 4.1 de simgelenen düzende güç elektroniği anahtar elemanlarını göstermektedir.

Tablo 4.2 ve 4.3 den görüldüğü üzere, 120° elektrik iletim açılı trapezoidal beslemede komutasyon yapısı kolaylıkla lojik elemanlar ile gerçekleştirilebilir. Bu bağlamda mantık temelli komutasyon yapısının denetleyici sisteme oldukça fazla basitleştirmeler getireceği görülmektedir. Tezin önceki ayrıtlarında da vurgulandığı üzere, trapezoidal beslemenin en önemli avantajlarından biri de işte bu mantık temelli komutasyon yapısıdır.

4.1.1 Altı Darbeli 120° İletim Açılı Trapezoidal Besleme Matematik Modeli

Tezin bu ayrıtına konu olan çalışmanın amacı, üç fazlı tam dalga beslemeli yüzey mıknatıslı trapezoidal SMFM lu tahrik sisteminin, çeşitli çalışma koşullarında geçici ve kararlı hal performansını elde etmeye yönelik matematik modelini kurmaktır. Modelde kullanılan yaklaşım durum uzayı tekniğidir ve sistemi tanımlayan diferansiyel denklem takımlarının elde edilmesini temel almaktadır. Matematik model özetle üç aşamada verilmiştir. İlk aşama doğrultucu, filtre ve da barasıdır. İkinci aşama komutasyon mantığını temel alan motor ve altı anahtarlı güç elektroniği devresidir. Son aşamada ise, motor faz sargılarında endüklenen gerilim ve darbe genişlik modülasyonlu akım denetim modeli tanıtılacaktır. Bu açıklamadan anlaşılacağı üzere matematik model, sadece motoru değil komutasyon temelli güç elektroniği devre topolojilerini ve akım denetimini de kapsamaktadır. Matematik model özetle aşağıdaki koşulları sağlayan trapezoidal SMFM lar için geçerlidir.

- SMFM yüzey mıknatıslı, üç fazlı bir motordur ve altı darbeleri 120° iletimli bir besleme yapısına sahiptir.
- Rotor sürekli mıknatıslarının faz sargılarında, Faraday Yasası gereği, endüklediği gerilimin dalga şekli trapezoidaldir.
- Tahrik sisteminde hız ve/veya moment denetimi güç elektroniği devresinin alt elemanları tarafından yapılmaktadır. Bu amaç için kullanılan yöntem DGM tekniğidir. Akım denetimi için, da barası toprak hattına yerleştirilen bir algılayıcı kullanılmaktadır.
- Geliştirilen model motor kutup sayısı, sargı şekli, rotor yapısı başka bir deyimle iç-dış rotor yapısı ve güç elektroniği devresinde kullanılan elektronik anahtar elemanın cinsinden bağımsızdır.
- Motor doymasız çalışmaktadır.
- Motor magnetik malzemesinden dolayı oluşabilecek girdap akımları ve histerezis etkiler, sargı akımları üzerinde ihmal edilebilir bir etkiye sahiptir.
- Rotorun yüzey mıknatıslı olması nedeniyle çıkık kutuplu bir yapı söz konusu olmadığından faz sargıları öz ve karşıt endüktans değerleri sabittir ve rotor konumundan bağımsızdır.

- Güç elektroniği devresi anahtar elemanları, tezin önceki ayrıtında tanımlanan ideal anahtar özelliklerini taşırlar.

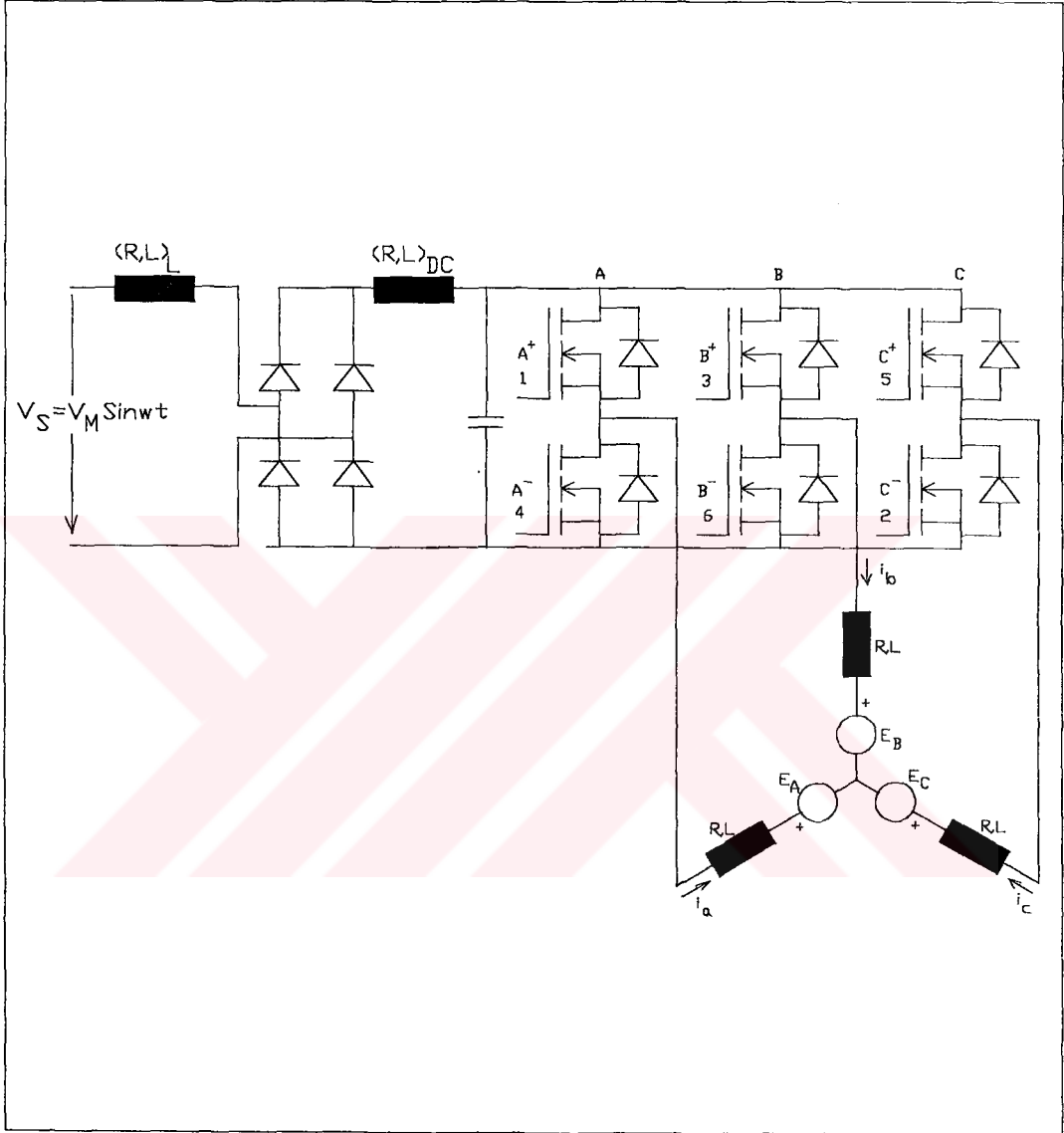
SMFM lu tahrik sistemi temelde dört adet durum denklemi ile modellenenebilir başka bir deyişle model dördüncü derecedendir. Sistemde durum değişkenleri üç faz akımı ve motor hızıdır. Durum uzayı teorisinden bilindiği üzere çıkış büyüklükleri durum değişkenleri ve kaynaklar cinsinden ifade edilebilir. Bu bağlamda sistemde çıkış büyüklükleri, analiz edilmesi istenen çeşitli büyüklükler söz gelimi elektromekanik odaklı ortalama veya ani moment, bakır kayıpları, verim vb. olabilir.

Bu çalışmada, yukarıda tanımlanan özellikleri sağlayan matematik model kurulurken, özetle sisteme ait durum denklemleri genel devre analizi teorisinden yararlanılarak yazılmıştır. Böylece rotor konumuna endeksli başka bir deyişle rotor elektriksel açı temelli diferansiyel denklem takımları oluşturulmuştur. Çalışmanın son aşamasında ise kurulan model zaman domeninde dördüncü dereceden Runge-Kutta sayısal analiz tekniği kullanılarak çözülmüş ve çeşitli çalışma koşullarında sistem cevabı ve performansı elde edilmiştir. Motor ve güç elektroniği devre yapısının durum denklemlerine DGM tekniğinin eklenmiş olması, modelin çeşitli hız-moment denetim algoritmalarına da uyumunu kolaylaştırır. Matematik modelde kullanılan motor ve güç elektroniği eşdeğer devre yapısı Şekil 4.4 de verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere devre topolojisi, doğrultucu, filtre, da bara kondansatörü, altı anahtarlı güç elektroniği besleme devresi ve motor sargılarının toplu parametrelili eşdeğer devresinden oluşmaktadır.

Doğru akım bara yapısı için geçici rejimi de kapsayan elektriksel eşdeğer devre Şekil 4.5 den görülmektedir. Bu eşdeğer devrenin kullanılmasıyla şebeke (i_L) ve motor faz (i_M) akımı, motor faz arası gerilimi (V_{DC}), kondansatör gerilimi (V_C) ve şebeke besleme gerilimi (V_S) nin belirli ilk koşulları ile bağımsız değişken olarak çözümlenebilir. (i_L) şebeke akımı, adım adım sayısal olarak (4.3) diferansiyel denkleminin çözümünden elde edilebilir.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} [V_S - (R_L + R_D)i_L - V_D - V_C] \quad (4.3)$$

Kondansatör gerilimi V_C bir sonraki adımda yeni değerine (4.4) bağıntısı yardımıyla atanabilir.



Şekil 4.4 Üç fazlı SMFM temelli tahrik sistemi eşdeğer devresi

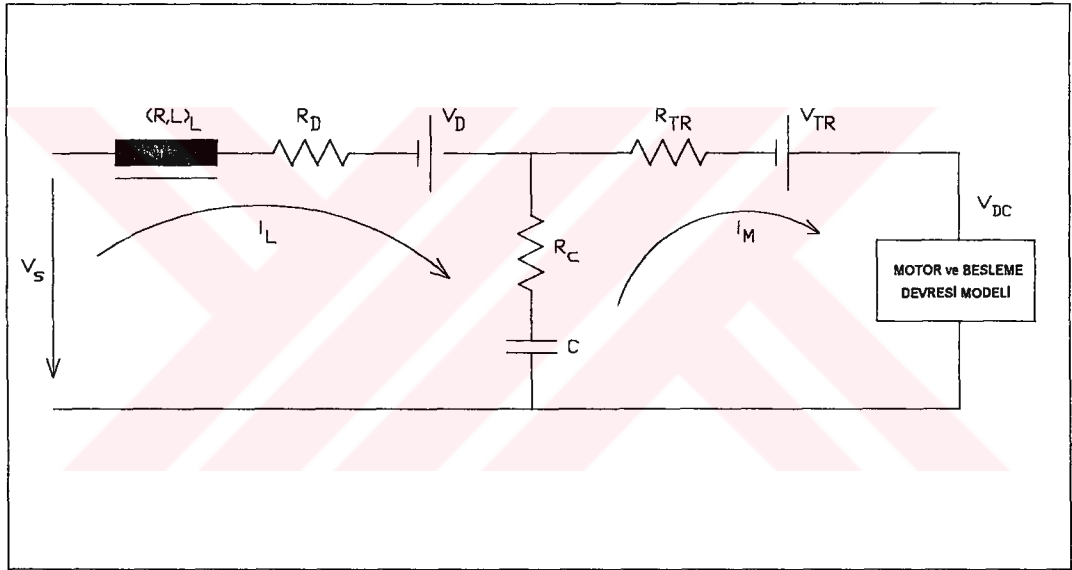
$$V_C = V_{CO} - \int \frac{(i_L - i_M)}{C} dt - R_C(i_L - i_M) \quad (4.4)$$

bağıntısında yer alan i_M motor faz akımı ani değeri, matematik modelin bir sonraki aşamasında irdelenecek motor/güç elektroniği durum denklemlerinden bulunacaktır. Motor faz arası veya da bara gerilimi V_{DC} ani değeri Şekil 4.5 de verilen eşdeğer

devreden yararlanılarak bulunabilir. Aynı eşdeğer devreden ikinci çevre denklemi yazılırsa (4.5) ifadesine gelinecektir.

$$V_{DC} = V_C - R_{TR} i_M - V_{TR} \quad (4.5)$$

Yukarıda verilen denklemler yardımıyla çözüm i_L , V_C ve V_{DC} değerleri kararlı hâle gelinceye kadar adım adım gerçekleştirilmelidir. Yapılan örnek simülasyon çalışmalarında bu durumun motor parametrelerine bağlı olarak 10-15 SMFM komutasyon çevrim süresince olduğu gözlenmiştir.

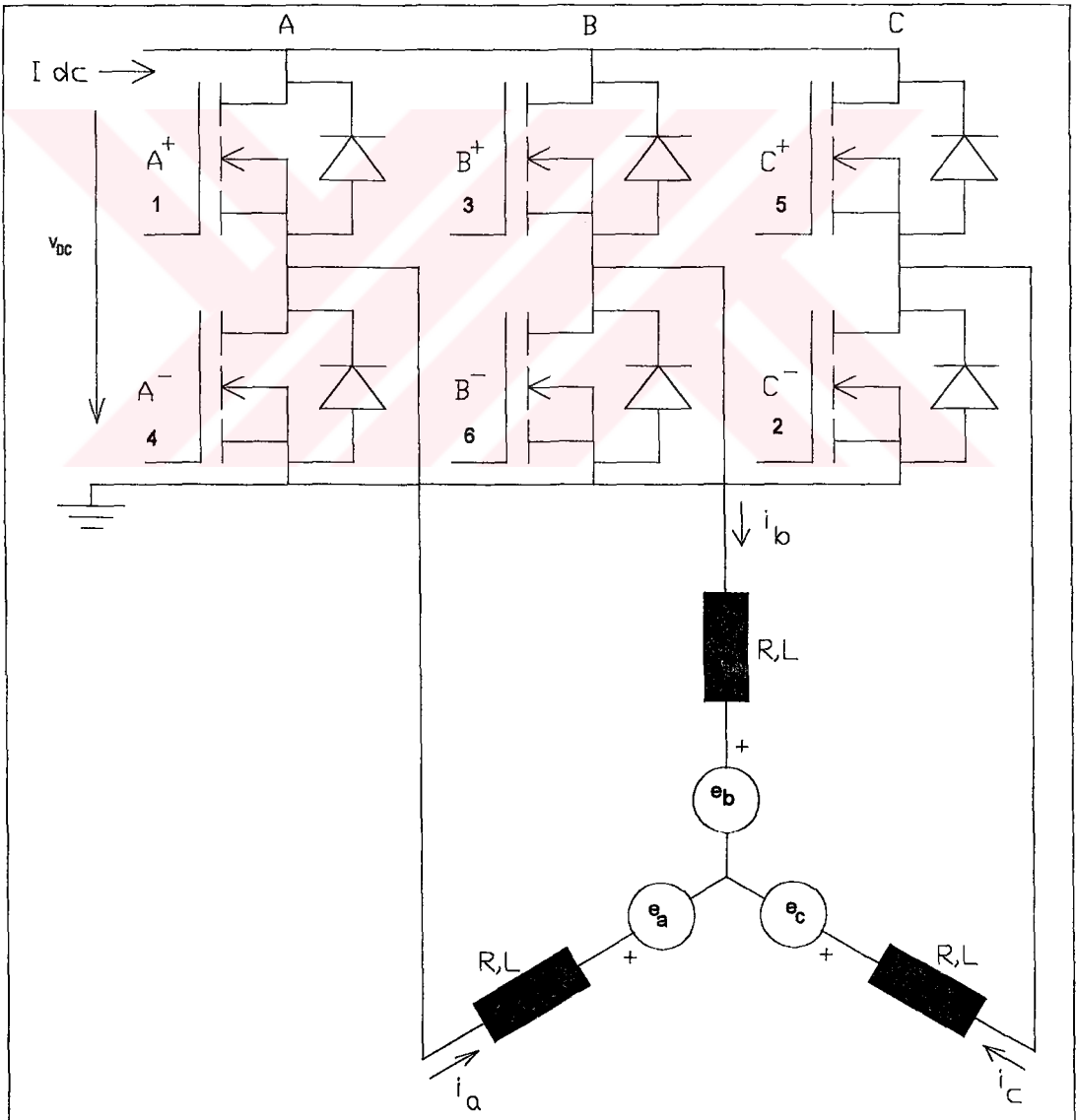


Şekil 4.5 SMFM lu tahrik sisteminde da bara matematik modeline temel oluşturan elektriksel eşdeğer devre yapısı

Doğru akım bara matematik modelinin elde edilmesini takiben motor ve güç elektroniği besleme devresi durum uzayı modeli oluşturulabilir. Burada ana ilke, motor ve güç elektroniği devre topolojisinin iletim ve komutasyon olarak ikiye ayrılması ve Tablo 4.3 de verilen rotor konumuna endeksli mantık bağlamında sistem diferansiyel denklemlerinin elde edilmesidir. Öyleki iletim konumunda, trapezoidal 120° iletim koşulu gereği, üç fazdan ikisi aktif konumda veya akım taşıırken, komutasyon aralığında üç fazdan da akım akmaktadır. Bu bağlamda iletim konumunda enerjilendirilen iki fazın, o andaki rotor konumuyla en uygun etkileşime sahip olduğu böylelikle optimal moment üretimini gerçekleştireceği öngörülmektedir.

Trapezoidal 120° iletimli SMFM çalışma ilkesi gereği, uygun etkileşim sona erdiğinde sırası gelen faz devreye girerek, moment üretiminde süreklilik sağlanacaktır.

Tezin önceki ayrışlarında vurgulandığı üzere, üç fazlı SMFM temelli tahrik sistemlerinde altı adet kontrollü güç elektroniği anahtarından hangi ikisinin devrede olacağı kararı komutasyon olarak tanımlanmaktadır. Şekil 4.6 da doğru akım bara kapısı başlangıç kabul edilerek, motor ve güç elektroniğine ait eşdeğer devre verilmiştir. Motor özelliklerinden bağımsız olarak bir elektriksel çevrim için komutasyon dizisi, Tablo 4.3 ün, Şekil 4.7 ye göre yeniden düzenlenmesi veya 30° elektrik açısı kaydırılmasıyla, (4.6)-(4.11) bağıntıları ile tanımlanabilir.



Şekil 4.6 Üç fazlı, tam dalga besleme devreli SMFM lu tahrik sistemi

$$\frac{\pi}{6} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle \frac{\pi}{2} \quad 1,6 (A^+B^-) \quad (4.6)$$

$$\frac{\pi}{2} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle \frac{5\pi}{6} \quad 1,2 (A^+C^-) \quad (4.7)$$

$$\frac{5\pi}{6} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle \frac{7\pi}{6} \quad 3,2 (B^+C^-) \quad (4.8)$$

$$\frac{7\pi}{6} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle \frac{3\pi}{2} \quad 3,4 (B^+A^-) \quad (4.9)$$

$$\frac{3\pi}{2} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle \frac{11\pi}{6} \quad 5,4 (C^+A^-) \quad (4.10)$$

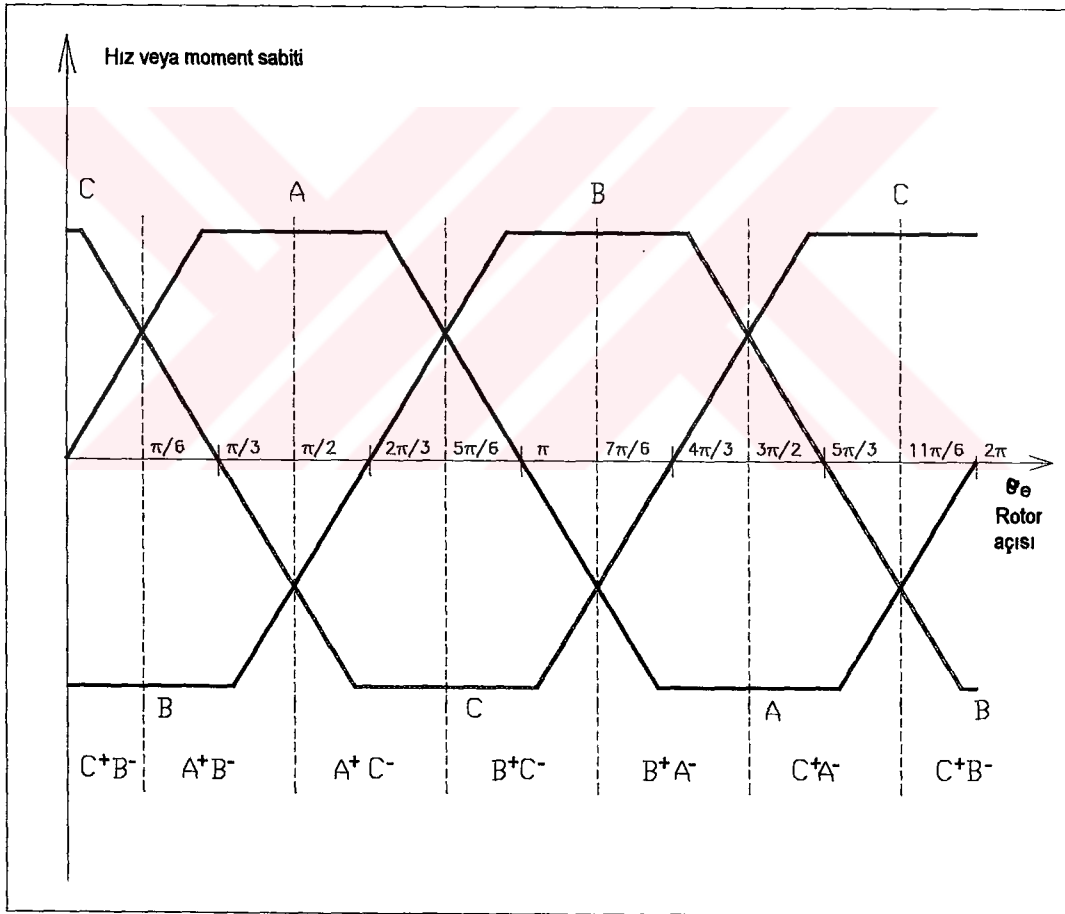
$$\frac{11\pi}{6} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle \frac{\pi}{6} \quad 5,6 (C^+B^-) \quad (4.11)$$

Komutasyon gereğince kesime giren faz sargısının akımı, ilgili köprü diyodu veya başka bir deyişle kesime giren güç anahtarının eşlenik diyodu üzerinden yolunu tamamlayarak doğru akım barasına geri dönmeye zorlanır ve böylelikle söndürülür. Daha önce de vurgulandığı üzere, sistemde her 60° elektriksel açıda bir komutasyon oluşmaktadır ve bu kapsamda her bir faz sargısı 120° elektriksel açı devrededir. Bu yapısal özellik, Şekil 4.7 de verilen yıldız noktası referanslı endüklenen gerilim dalga şeklinden görülmektedir. Stator sargısında endüklenen gerilim dalga şekli aynı zamanda komutasyon için de uygun referansı oluşturmaktadır. Öyleki, rotor sürekli mıknatısı ile stator besleme akımı arasındaki en uygun etkileşim endüklenen gerilimin tepe veya düz bölgesinde oluşacaktır. Bu açıdan da SMFM lu tahrik sistemlerinde her faz sargısının bir elektriksel çevrim boyunca 120° iletimde kalması karakteristik bir özellik olarak ortaya çıkmaktadır. Teorik olarak tahrik sisteminden alınabilecek en yüksek ortalama moment, faz komutasyonlarının endüklenen gerilim dalga şeklinin sabit tepe bölgesinin başlangıç ve sonunda oluştuğunda elde edilebilir.

Şekil 4.6 dan görüldüğü üzere, SMFM lu tahrik sisteminin matematik modeline temel teşkil edecek elektriksel eşdeğer devresinde kullanılan parametreler, faz sargılarına ait direnç, öz ve karşıt endüktans ile stator sargısında rotor konumuna endeksli endüklenen gerilim dalga şeklidir. Yüzey mıknatıslı trapezoidal bir SMFM da öz ve karşıt endüktans daha önce vurgulandığı üzere simetrik geometriden dolayı sabittir. Faz sargılarında endüklenen gerilim ile motor sabiti arasında ise (4.12) bağıntısı ile

verilen ilişki söz konusudur. Başka bir ifadeyle stator sargısında endüklenen gerilim, motor açısal hızı, mıknatıs halkalanma akısı ve motor sabiti ile doğru orantılıdır. Rotor yapısında kullanılan sürekli mıknatıs gereğince manyetik akı yoğunluğu sabit olduğundan, endüklenen gerilim değişimi doğrudan motor sabitine $[V_s / \text{rad}]$, $[\text{Nm} / \text{A}]$ ilişkilendirilebilir. Matematik modelde kullanılan bu parametreler, sonlu elemanlar veya sınırlı elemanlar temelli magnetik analiz yazılımlarının kullanılmasıyla elde edilebilir.

$$E = k' \phi \omega \quad (4.12)$$

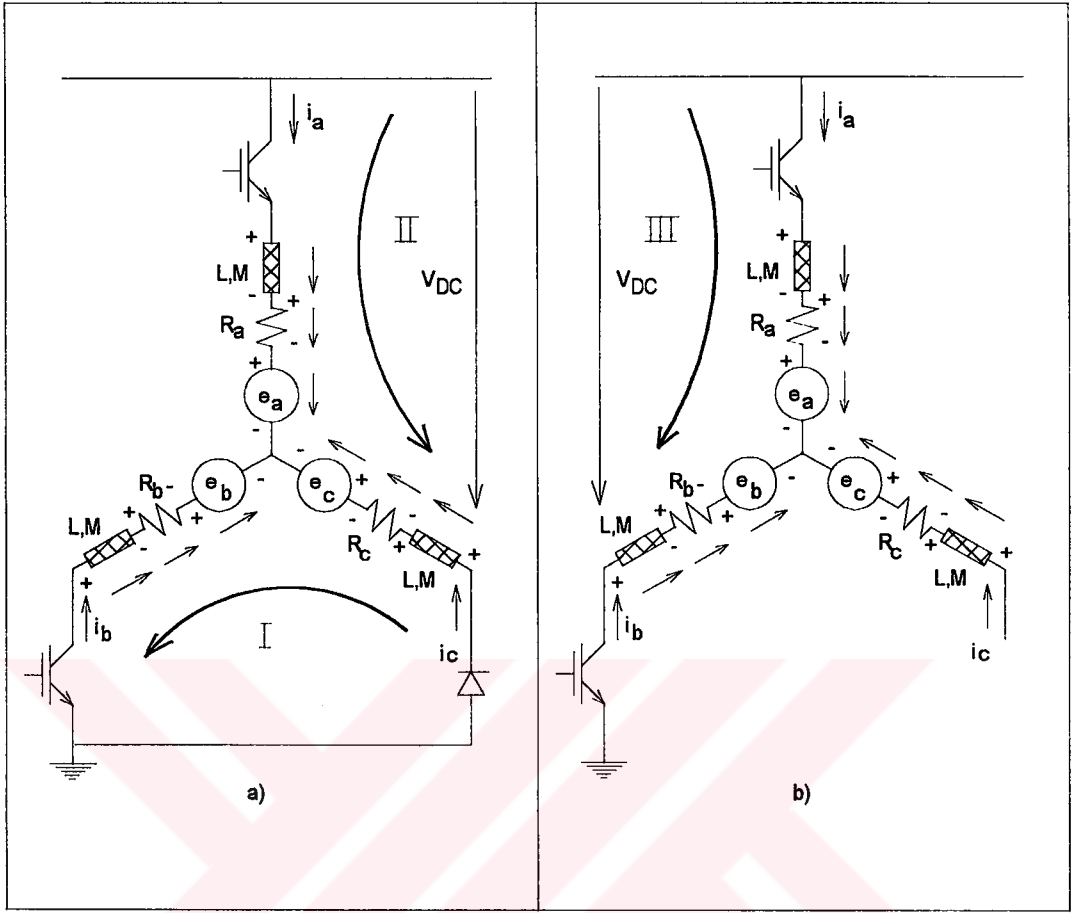


Şekil 4.7 Bir elektriksel çevrim boyunca, faz sargılarında yıldız noktasına göre endüklenen gerilim dalga şekilleri

Trapezoidal 120° iletimli SMFM ların literatürde verilen sayısal benzetimleri irdelendiğinde, çalışmaların genellikle üç teknik üzerine yoğunlaştığı

görülmektedir [34,42,53,54,55,56,57]. Bunlar sırasıyla, durum uzayı, Fourier analizi ve Park dönüşümü veya d-q eksen yaklaşımlarıdır. Söz konusu yaklaşımlar birçok uygulamada başarıyla denenmiş ve sonuçların deneylerle uyumlu olduğu ispatlanmıştır. Ancak trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde kontrol stratejisi, besleme şartları ve endüklenen gerilim dalga şekli tasarımı farklılıklar gösterdiğinden, esneklik sağlaması açısından durum uzayı modeli ve zaman domeninde adım adım sayısal çözüm yaklaşımı belirgin avantajlara sahiptir [56]. Tez çalışmasında bu nedenle durum uzayı yaklaşımı benimsenmiştir. Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde durum uzayı yaklaşımı ve zaman domeni çözüm tekniği literatürde bazı çalışmalarda da yer almıştır [53,54,55,56]. Ancak bu çalışmalarda önerilen modellerde kullanılan yaklaşımlar, söz gelimi yukarıda verilen referans sırasıyla moment darbeleri, faz veya konum algılayıcı hatası durumunda sistem cevabı, en az moment darbesi için komutasyon tekniklerinin analizi, yüksek hız moment performansının analizi gibi, belli özelliklerin irdelenmesine yöneliktir. Tüm bu çalışmalarda geliştirilen modeller, bu açıdan birbirlerinden farklı yapılarda diferansiyel denklem takımlarını kullanmışlardır. Ayrıca bilgisayar ortamında analiz veya hesap süresinin kısaltılmasına yönelik bazı öneriler de, bu çalışmaların içeriğinde yer almaktadır. Burada ana neden sistem durum uzayının genelleştirilmesi yerine bazı özelliklerin irdelenebilmesi için denklemlerin çok daha karmaşık hale getirilmiş olmasıdır. Tez çalışmasında bu yaklaşımlardan farklı olarak da bara matematik modeli de geliştirilmiş ve ilk aşamada sistemi ifade eden en temel diferansiyel denklem takımlarının elde edilmesi amaçlanmıştır. Bundan sonra modelde adım adım, yukarıda vurgulanan özelliklerin irdelenmesi için, değişiklikler yapılmış ve oldukça kullanışlı bir yaklaşım ortaya konmuştur.

Tezin bu ayrıtında verilen ön bilgilerin ardından, sayısal benzetime yönelik SMFM ve güç elektroniği devresinin durum uzayı modeli oluşturulmaya başlanabilir. Bu bağlamda sistemin altı adımda komutasyon ve iletim eşdeğer devresi elde edilecek ve devre analizi teorisi kullanılarak sistemi ifade eden durum uzayı diferansiyel denklemleri çıkartılacaktır. Öyleki, bu amaçla ilk komutasyon adımının ayrıntılı irdelenmesi yapılırken, diğer adımların diferansiyel denklemlerinin verilmesiyle yetinilecektir.



Şekil 4.8 $\frac{\pi}{6} < \theta_{\text{elk}} < \frac{\pi}{2}$ rotor konumunda eşdeğer devre

a) Komutasyon b) İletim

Daha önce vurgulandığı üzere, SMFM lu tahrik sisteminde her bir adım iki bölümde irdelenmelidir. Bunlar sırasıyla “komutasyon” ve “iletim” bölümleridir. Şekil 4.8 de C^+B^- besleme adımından, A^+B^- adımına geçiş, matematik modelin oluşturulmasına bir örnek teşkil etmesi için verilmiştir. Şekil 4.8 den görüldüğü üzere bu adımda, devreden çıkan C fazı yerini A fazına bırakmaktadır. Bu özel rotor konumunda komutasyon topolojisi, C fazı akımının söndürülmesi sırasında oluşan tahrik sistemi eşdeğer devre topolojisine karşı düşmektedir. Başka bir ifadeyle bu yapıda B^- anahtarı tüm adım boyunca devrede, C^+ henüz kesimde ve A^+ iletme geçmek üzeredir. C fazı üzerinde biriken “ $L^2/2$ ” magnetik enerji, faz akımının C^- diyodu üzerinden akmaya zorlanması suretiyle söndürülmektedir. Dolayısıyla bu devre topolojisi C fazı akımı sıfır oluncaya dek geçerliliğini koruyacaktır. Şekil 4.8 den görüldüğü üzere komutasyon topolojisi, sırasıyla yıldız noktası düğüm, I. çevre ve II. çevre denklemlerinin yazılması suretiyle üç denklem ile ifade edilebilir. Yıldız

noktasına göre yazılan düğüm denklemi gereğince, üç faz akımı toplamı sıfırdır. Dolayısıyla, bilinmeyen ve çözülmeye çalışılan üç faz akımı veya durum değişkenine karşı üç denklem elde edilebilir. Düğüm denklemi (4.13), I. ve II. çevre denklemleri sırasıyla (4.14) ve (4.15) ile verilmiştir.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (4.13)$$

$$0 = Ri_c + (L + M) \frac{di_c}{dt} + e_c - e_b - Ri_b - (L + M) \frac{di_b}{dt} \quad (4.14)$$

$$0 = -V_{DC} + Ri_a + (L + M) \frac{di_a}{dt} + e_a - e_b - Ri_b - (L + M) \frac{di_b}{dt} \quad (4.15)$$

Yukarıda verilen denklemlerde, faz akımları, faz sargılarında yıldız noktasına göre endüklenen gerilimlerin ve da bara geriliminin ani değerler olduğu unutulmamalıdır. (4.13) düğüm denkleminde C faz akımı değeri çekilip, (4.14) de yerine konursa (4.16) bağıntısı elde edilir.

$$\frac{di_a}{dt} = -2 \frac{di_b}{dt} - \frac{1}{(L + M)} [2Ri_b + Ri_a - e_c + e_b] \quad (4.16)$$

(4.16) ile elde edilen A fazı akımının türevi (4.15) de yerine konursa, (4.17) bağıntısıyla, B fazı akımının türevi elde edilebilir.

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L + M)} [-V_{DC} - 3Ri_b + e_a + e_c - 2e_b] \quad (4.17)$$

(4.17) bağıntısı ile bulunan B fazı akımı türevi (4.16) da yerine konursa, (4.18) ifadesi ile A fazı akım değişimine ulaşılır.

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L + M)} [2V_{DC} - 3Ri_a + e_b + e_c - 2e_a] \quad (4.18)$$

Düğüm denklemi uyarınca, (4.19) bağıntısını kullanarak, C fazı akım değişimi elde edilebilir.

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} = 0 \quad (4.19)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c] \quad (4.20)$$

(4.18), (4.17) ve (4.20) bağıntıları SMFM lu tahrik sisteminin $\frac{\pi}{6} \langle \theta_{elk} \rangle \langle \frac{\pi}{2} \rangle$ rotor elektriksel açı konum aralığı için, komutasyon sürecinde faz akımlarına ait durum denklemleri olarak tanımlanır.

C faz akımının sıfırlanmasından sonra sistem, Şekil 4.8b de verilen eşdeğer devre topolojisi ile temsil edilebilir. Bu bağlamda sistem bu eşdeğer devre ile analiz edilecektir. İletim durumunda C fazı akımı sıfırlanmış olduğundan yıldız noktası düğüm denklemi (4.21) ile tanımlıdır.

$$i_a + i_b = 0 \quad (4.21)$$

Şekil 4.8b de verilen III. çevre denklemi yazılır ve (4.21) de A fazı akımının B faz akımı cinsinden eşiti yerine konursa, (4.22) ifadesi elde edilir.

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-V_{DC} - 2Ri_b + e_a - e_b] \quad (4.22)$$

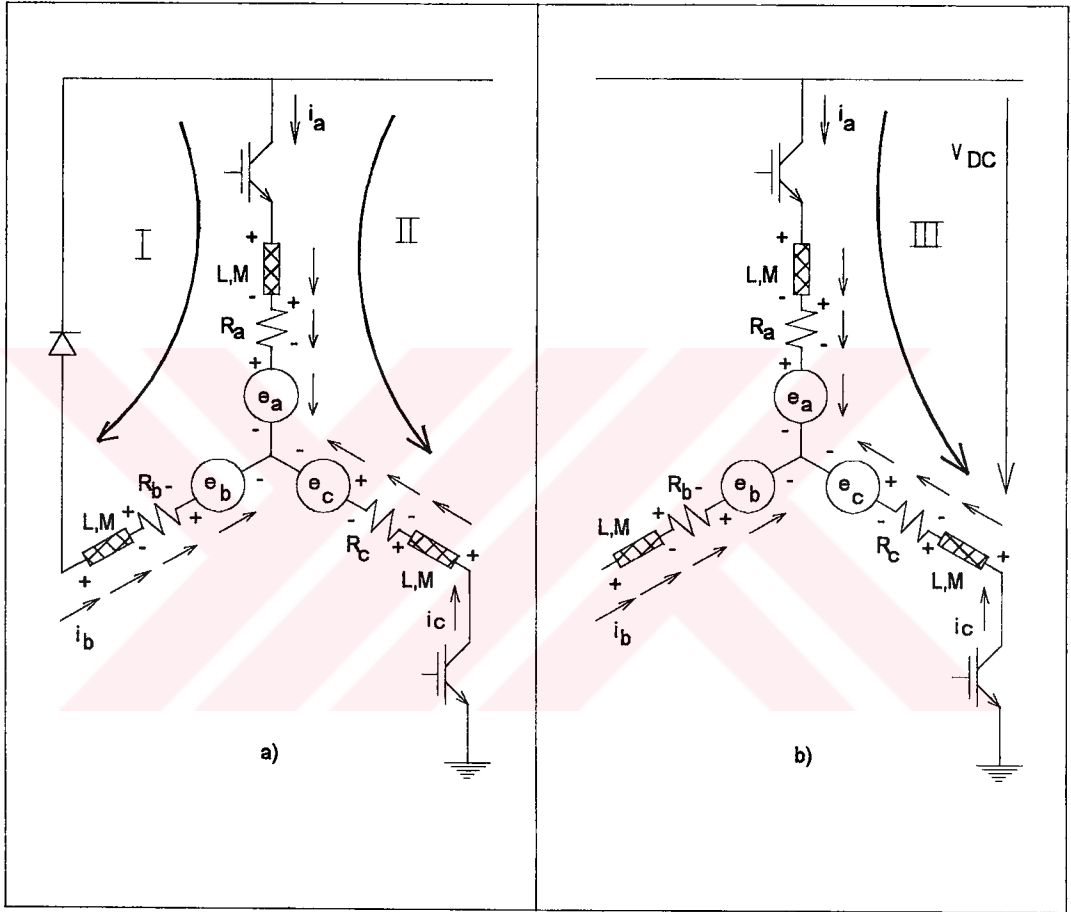
Düğüm denklemi faz akımlarının türevleri cinsinden de geçerliliğini koruduğundan, A fazı akım değişimine de bu denklemden ulaşılabacaktır.

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [V_{DC} - 2Ri_a + e_b - e_a] \quad (4.23)$$

(4.22) ve (4.23) bağıntıları, SMFM lu tahrik sisteminin $\frac{\pi}{6} \langle \theta_{elk} \rangle \langle \frac{\pi}{2} \rangle$ rotor elektriksel açı konum aralığında, iletim sürecinde faz akımlarına ait durum denklemleri olarak tanımlanır. İlgili aralıkta modelin tamamlanması için, tahrik sisteminin mekanik ucuna

ilişkin diferansiyel denklemin de yazılması gerekir. Mekanik yana ilişkin denklemin tüm besleme adımlarında geçerli kalmak üzere (4.24) ifadesi ile bellidir.

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{(J_{\text{motor}} + J_{\text{yük}})} [M_{\text{motor}} - M_{\text{yük}} - (B_{\text{motor}} + B_{\text{yük}})w] \quad (4.24)$$



Şekil 4.9 $\frac{\pi}{2} < \theta_{\text{elk}} < \frac{5\pi}{6}$ rotor konumunda eşdeğer devre a) Komutasyon b) İletim

Trapezoidal SMFM larda ani değer olarak motor momenti (4.26) bağıntısı ile tanımlıdır. Sabit uyarmalı bir motor olması nedeniyle SMFM larda motor fazlarına ait sabitler ile faz sargılarında endüklenen gerilim değişimi eşdeğerdir. (4.22) bağıntısı hatırlanacak olursa, motor faz sargısı endüklenen gerilimi ile motor faz sabiti arasındaki ilişki (4.25) ile tanımlıdır.

$$e = kw \quad (4.25)$$

$$M_{\text{motor}} = k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c \quad (4.26)$$

Şekil 4.9 da verilen ikinci besleme adımına ait eşdeğer devre için, elektriksel ve mekanik yana ilişkin durum denklemleri, (4.25) ve (4.26) ifadeleri de dikkate alınarak, komutasyon ve iletim olarak aşağıda verilmiştir.

$\frac{\pi}{2} \langle \theta_{\text{elk}} \langle \frac{5\pi}{6}$ rotor konum aralığı komutasyon denklemleri:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{\text{DC}} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (4.27)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{\text{DC}} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (4.28)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{\text{DC}} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (4.29)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (4.30)$$

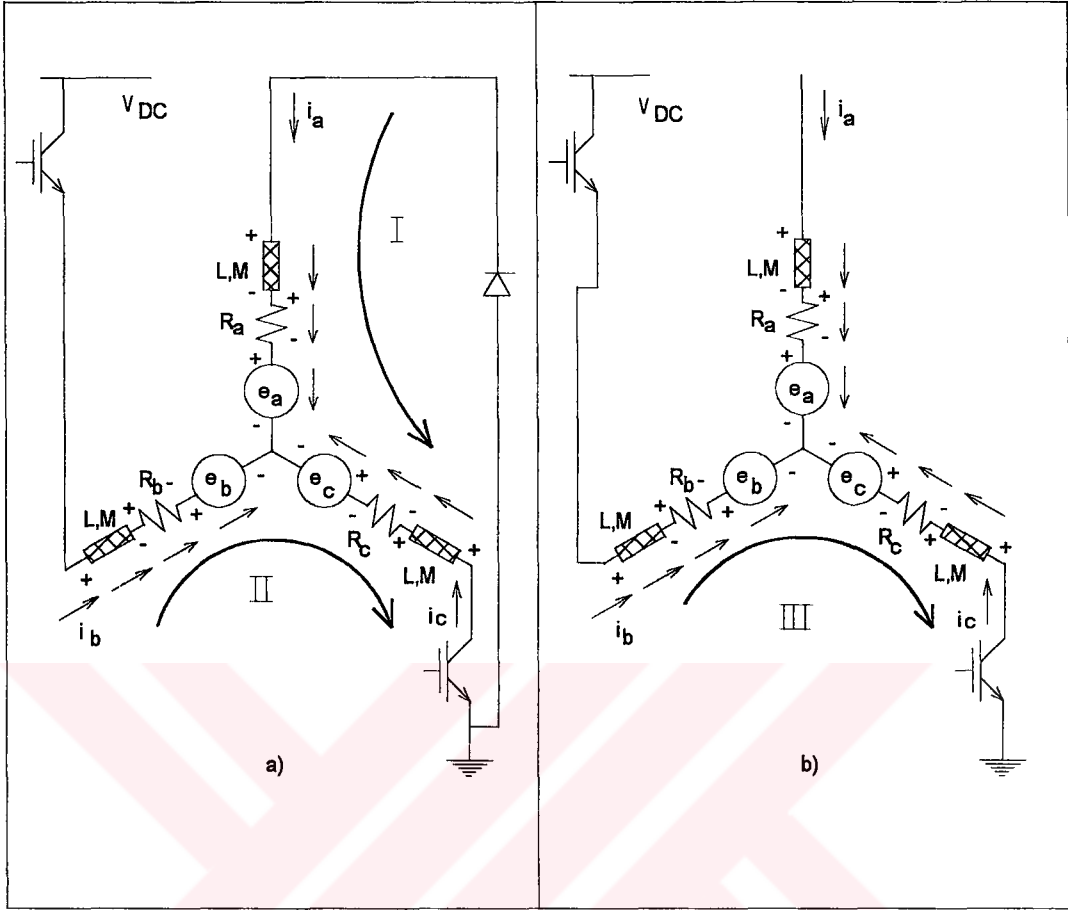
$\frac{\pi}{2} \langle \theta_{\text{elk}} \langle \frac{5\pi}{6}$ rotor konum aralığı iletim denklemleri:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [V_{\text{DC}} - 2Ri_a + w(k_c - k_a)] \quad (4.31)$$

$$i_b = 0 \quad (4.32)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-V_{\text{DC}} - 2Ri_c + w(k_a - k_c)] \quad (4.33)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (4.34)$$



Şekil 4.10 $\frac{5\pi}{6} < \theta_{elk} < \frac{7\pi}{6}$ rotor konumunda eşdeğer devre a) Komutasyon b) İletim

Şekil 4.10 da verilen üçüncü besleme adımına ait eşdeğer devre için elektriksel ve mekanik yana ilişkin durum denklemleri komutasyon ve iletim olarak aşağıda verilmiştir.

$\frac{5\pi}{6} < \theta_{elk} < \frac{7\pi}{6}$ rotor konum aralığı komutasyon denklemleri:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (4.35)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [2V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (4.36)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (4.37)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (4.38)$$

$\frac{5\pi}{6} \langle \theta_{elk} \rangle \frac{7\pi}{6}$ rotor konum aralığı iletim denklemleri:

$$i_a = 0 \quad (4.39)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [V_{DC} - 2Ri_b + w(k_c - k_b)] \quad (4.40)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-V_{DC} - 2Ri_c + w(k_b - k_c)] \quad (4.41)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (4.42)$$

Şekil 4.11 de verilen dördüncü besleme adımına ait eşdeğer devre için elektriksel ve mekanik yana ilişkin durum denklemleri komutasyon ve iletim olarak aşağıda verilmiştir.

$\frac{7\pi}{6} \langle \theta_{elk} \rangle \frac{3\pi}{2}$ rotor konum aralığı komutasyon denklemleri:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (4.43)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (4.44)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (4.45)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (4.46)$$

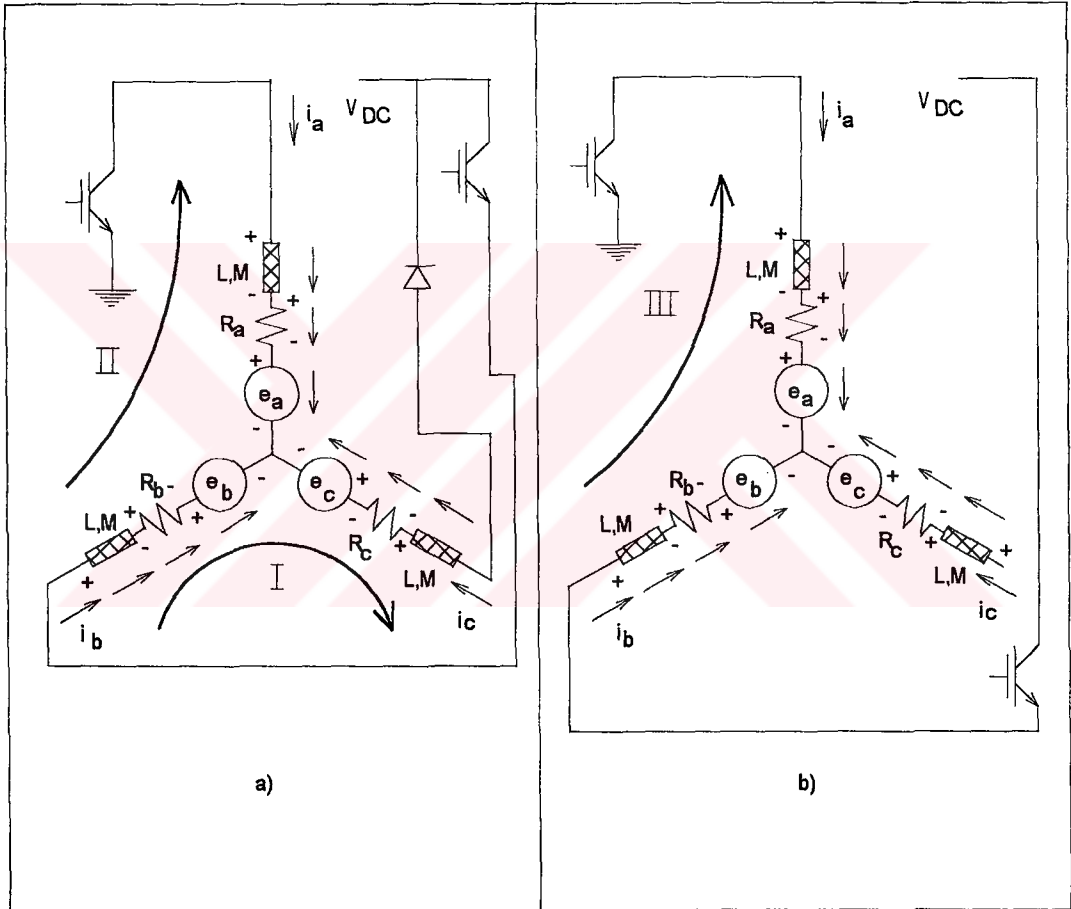
$\frac{7\pi}{6} \langle \theta_{elk} \rangle \frac{3\pi}{2}$ rotor konum aralığı iletim denklemleri:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-V_{DC} - 2Ri_a + w(k_b - k_a)] \quad (4.47)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [V_{DC} - 2Ri_b + w(k_a - k_b)] \quad (4.48)$$

$$i_c = 0 \quad (4.49)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b - M_{yük}] \quad (4.50)$$



Şekil 4.11 $\frac{7\pi}{6} < \theta_{elk} < \frac{3\pi}{2}$ rotor konumunda eşdeğer devre a) Komutasyon b) İletim

Şekil 4.12 de verilen beşinci besleme adımına ait eşdeğer devre için elektriksel ve mekanik yana ilişkin durum denklemleri komutasyon ve iletim olarak aşağıda verilmiştir.

$\frac{3\pi}{2} < \theta_{elk} < \frac{11\pi}{6}$ rotor konum aralığı komutasyon denklemleri:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (4.51)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (4.52)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [2V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (4.53)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (4.54)$$

$\frac{3\pi}{2} < \theta_{elk} < \frac{11\pi}{6}$ rotor konum aralığı iletim denklemleri:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-V_{DC} - 2Ri_a + w(k_c - k_a)] \quad (4.55)$$

$$i_b = 0 \quad (4.56)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [V_{DC} - 2Ri_c + w(k_a - k_c)] \quad (4.57)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_c i_c - M_{yük}] \quad (4.58)$$

Şekil 4.13 de verilen altıncı ve son besleme adımına ilişkin eşdeğer devre için, elektriksel ve mekanik yana ilişkin durum denklemleri, komutasyon ve iletim olarak aşağıda verilmiştir.

$\frac{11\pi}{6} < \theta_{elk} < \frac{\pi}{6}$ rotor konum aralığı komutasyon denklemleri:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (4.59)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (4.60)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (4.61)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (4.62)$$

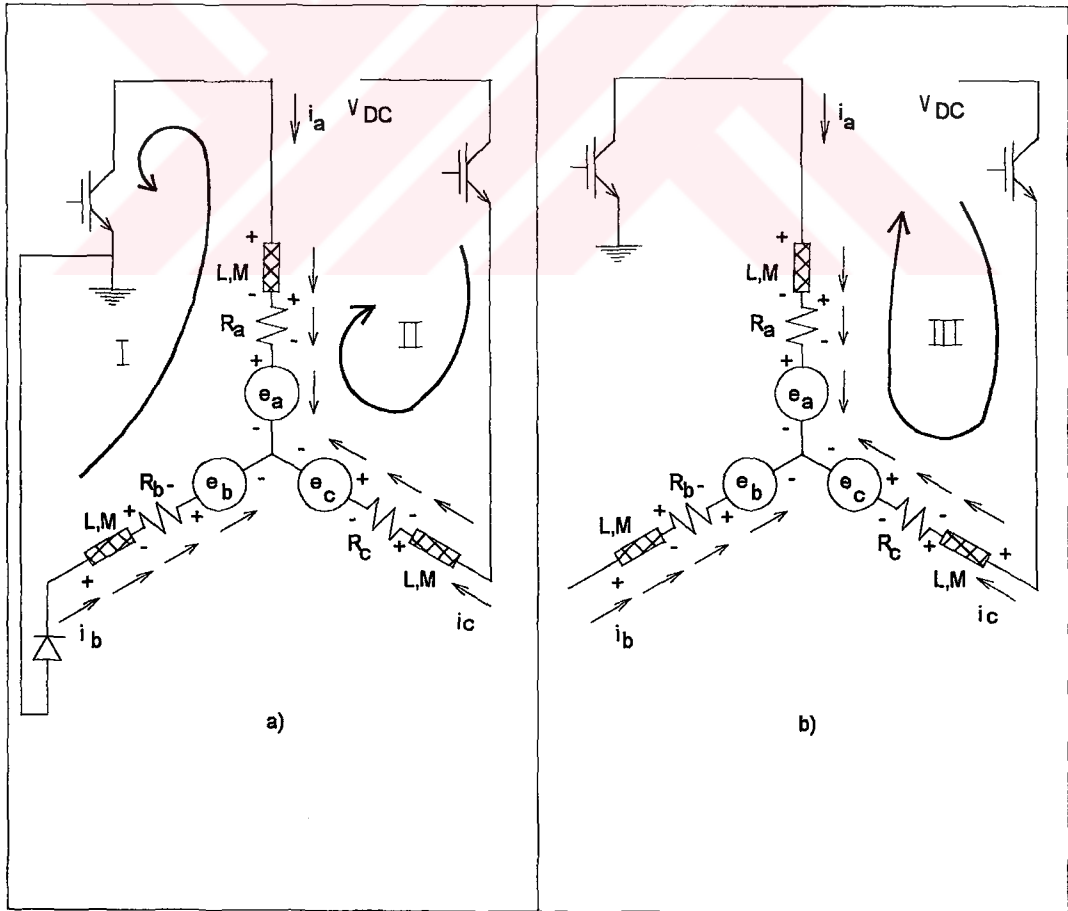
$\frac{11\pi}{6} < \theta_{elk} < \frac{\pi}{6}$ rotor konum aralığı iletim denklemleri:

$$i_a = 0 \quad (4.63)$$

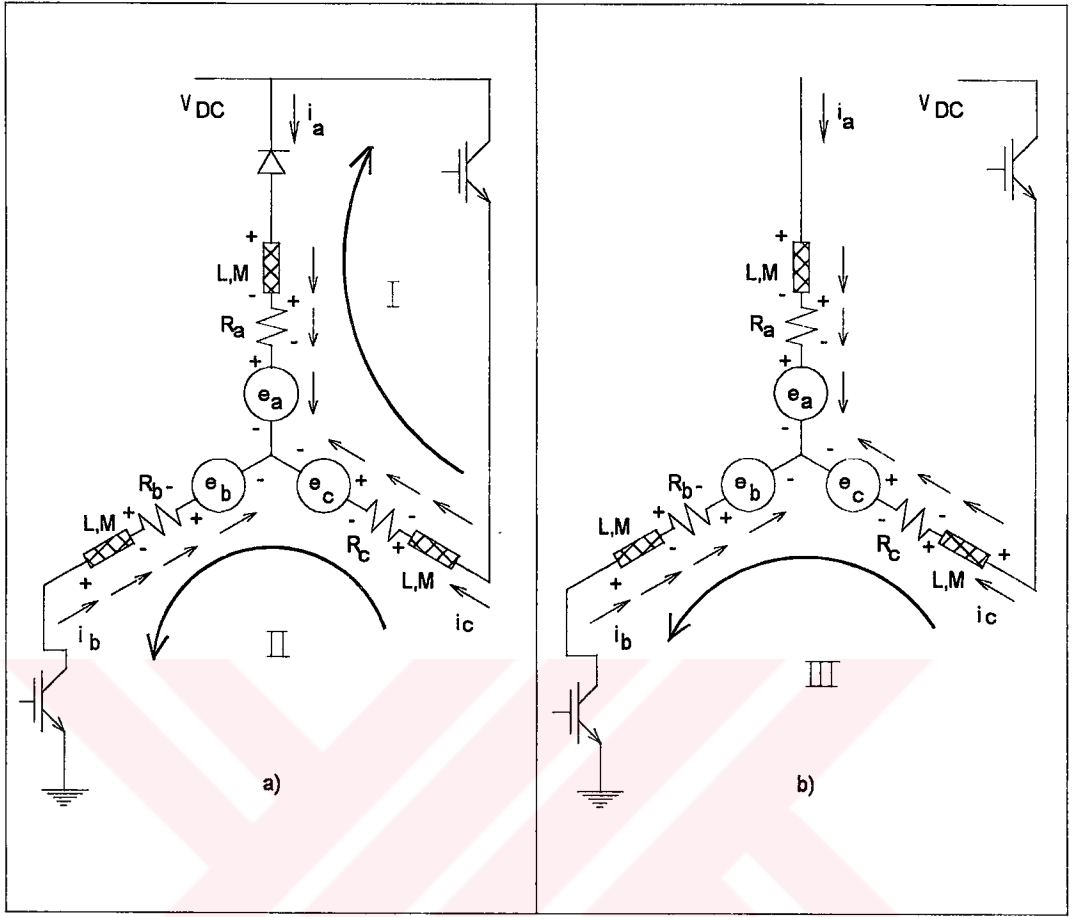
$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-V_{DC} - 2Ri_b + w(k_c - k_b)] \quad (4.64)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [V_{DC} - 2Ri_c + w(k_b - k_c)] \quad (4.65)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (4.66)$$



Şekil 4.12 $\frac{3\pi}{2} < \theta_{elk} < \frac{11\pi}{6}$ rotor konumunda eşdeğer devre a) Komutasyon b) İletim



Şekil 4.13 $\frac{11\pi}{6} < \theta_{\text{elk}} < \frac{\pi}{6}$ rotor konumunda eşdeğer devre a) Komutasyon b) İletim

Doğru akım bara, SMFM ve rotor konum temelli elektronik beslemenin matematik modelinin oluşturulmasından sonra, tüm sistem davranışını veren durum uzayı modelinin tamamlanması için faz sargılarında endüklenen gerilimin de ilgili besleme adımlarında tanımlanması gerekir. Bu bağlamda genelleştirilmiş matematik model felsefesine uygun olarak, faz sargılarında endüklenen gerilimin birim hız için modeli aşağıda tanımlanacaktır. (4.25) bağıntısı ve Şekil 4.7 hatırlanacak olursa, SMFM faz sargılarında yıldız noktası referans olmak üzere, endüklenen gerilimin ani değeri motor sabiti, rotor açısal hızı ve açısının fonksiyonudur. Daha önce belirtildiği üzere, birim açısal hız için faz endüklenen gerilim değişimi, motor sabiti değişimine karşı düşmektedir. Başka bir ifadeyle SMFM lu tahrik sisteminde motor sabiti rotor konumuyla değişmektedir ve optimal moment oluşumu için sürekli sabit bir değerle çalışma gereği zaten komutasyon olayının temelini oluşturmaktadır.

Trapezoidal SMFM da faz sargılarında yıldız noktasına göre endüklenen gerilim, tepe bölgesi genişliğinin fonksiyonu olarak ilgili besleme adımlarında modellenenabilir. Trapezoidal beslemede endüklenen gerilim dalga şeklinde tepe bölgenin elektrik açısı cinsinden genişliği β (radyan) olmak üzere, faz sargılarında endüklenen gerilim, bir elektriksel periyot boyunca aşağıda verilen analitik bağıntılar doğrultusunda değişecektir.

$$\alpha = \frac{\pi - \beta}{2} \quad (4.67)$$

A fazı motor sabiti değişimi:

$$0 < \theta_e < \alpha \quad k_a = \frac{k\theta_e}{\alpha} \quad (4.68)$$

$$\alpha < \theta_e < (\alpha + \beta) \quad k_a = k \quad (4.69)$$

$$(\alpha + \beta) < \theta_e < (\pi + \alpha) \quad k_a = \frac{-k(\theta_e - \pi)}{\alpha} \quad (4.70)$$

$$(\pi + \alpha) < \theta_e < (\pi + \alpha + \beta) \quad k_a = -k \quad (4.71)$$

$$(\pi + \alpha + \beta) < \theta_e < 2\pi \quad k_a = \frac{k(\theta_e - 2\pi)}{\alpha} \quad (4.72)$$

B fazı motor sabiti değişimi:

$$0 < \theta_e < \left[\frac{2\pi}{3} - \alpha \right] \quad k_b = -k \quad (4.73)$$

$$\left[\frac{2\pi}{3} - \alpha \right] < \theta_e < \left[\frac{5\pi}{3} - \alpha - \beta \right] \quad k_b = \frac{k \left[\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right]}{\alpha} \quad (4.74)$$

$$\left[\frac{5\pi}{3} - \alpha - \beta \right] < \theta_e < \left[\frac{5\pi}{3} - \alpha \right] \quad k_b = k \quad (4.75)$$

$$\left[\frac{5\pi}{3} - \alpha \right] < \theta_e < \left[\frac{8\pi}{3} - \alpha - \beta \right] \quad k_b = \left[\frac{-k \left(\theta_e - \frac{5\pi}{3} \right)}{\alpha} \right] \quad (4.76)$$

$$\left[\frac{8\pi}{3} - \alpha - \beta \right] \langle \theta_e \rangle 2\pi \quad k_a = -k \quad (4.77)$$

C fazı motor sabiti değişimi:

$$0 \langle \theta_e \rangle \left[\frac{\pi}{3} - \alpha \right] \quad k_c = k \quad (4.78)$$

$$\left[\frac{\pi}{3} - \alpha \right] \langle \theta_e \rangle \left[\frac{4\pi}{3} - \alpha - \beta \right] \quad k_c = \frac{-k \left[\theta_e - \frac{\pi}{3} \right]}{\alpha} \quad (4.79)$$

$$\left[\frac{4\pi}{3} - \alpha - \beta \right] \langle \theta_e \rangle \left[\frac{4\pi}{3} - \alpha \right] \quad k_c = -k \quad (4.80)$$

$$\left[\frac{4\pi}{3} - \alpha \right] \langle \theta_e \rangle \left[\frac{7\pi}{3} - \alpha - \beta \right] \quad k_c = \left[\frac{k \left(\theta_e - \frac{4\pi}{3} \right)}{\alpha} \right] \quad (4.81)$$

$$\left[\frac{7\pi}{3} - \alpha - \beta \right] \langle \theta_e \rangle 2\pi \quad k_c = k \quad (4.82)$$

Trapezoidal SMFM lu tahrik sisteminde temel olarak hız ve moment denetimi, şönt uyarmalı fırça-kolektörlü doğru akım motoruna benzer şekilde, sırasıyla besleme gerilimi ve akımının kontrolü ile sağlanır [1 – 7]. Motor besleme gerilimi ve akımının denetiminde kullanılan teknik genellikle darbe genişlik modülasyonudur. Tez çalışmasında da aynı teknik benimsenmiştir ve DGM altı anahtarlı güç elektroniği devresinin alt veya güç toprağına bağlanan anahtarlarına uygulanmaktadır. Tezde geliştirilen trapezoidal SMFM lu tahrik sisteminde komutasyon ve hız-moment denetimine yönelik DGM işaretleri, lojik VE ifadesiyle birbirine bağlanmıştır. Bu yaklaşım, sayısal denetleyici üzerindeki komutasyon yükünü alması açısından da önemlidir.

Tahrik sisteminde hız ve moment denetimine yönelik DGM işaretleri çeşitli kontrol algoritmalarının sözcüğü; PI, PID, bulanık mantık, yapay sinir ağları, adaptif denetim gibi tekniklerin sonucu olabilir. Benzer bir mantıkla DGM tekniği de tezin daha sonaki ayrıtlarında detaylı irdeleneceği üzere, sabit veya değişken frekanslı olmak

üzere histeresis, saat devresi üzerinden iletimli ve/veya kesimli veya üçgen gibi herhangi bir yöntemle elde edilmiş olabilir. Ancak burada önemli olan denetim ve onun sonucunda üretilen DGM işareti kaynağı ne olursa olsun, DGM işaretinin matematik modele uygulanmasını sağlayacak analitik ve yazılım çözümlerinin ortaya konulmasıdır. Trapezoidal 120° iletimli SMFM lu tahrik sisteminin matematik modelinin tamamlanması amacıyla bu ayrıtın son aşaması, DGM işaretinin modele dahil edilmesi ve durum uzayının genelleştirilmiş halinin ortaya konulmasına ayrılmıştır. Daha önce vurgulandığı üzere SMFM lu tahrik sisteminde motor hızı, faz sargılarına uygulanan trapezoidal gerilimin, momentini ise akımın etkin değerine bağlıdır. Besleme gerilimi ve akımının etkin değeri ise bilindiği üzere, DGM işareti iletim oranına doğru orantılıdır. Bu bağlamda matematik model bakış açısıyla, sistemi tanımlayan diferansiyel denklemlerin nasıl değişeceği önem taşımaktadır. Trapezoidal 120° iletimli SMFM lu tahrik sisteminde moment (4.26) bağıntısı ile bellidir. Komutasyon olayının bir doğal sonucu olarak elektromekanik temelli moment üretimi, iletim komutu alan iki fazın üzerindedir. Ancak burada gözden kaçırılmaması gereken nokta, trapezoidal SMFM lu tahrik sisteminde motorun, komutasyon nedeniyle çok düşük hız bölgeleri hariç, geçici rejimde çalışıyor olmasıdır. Moment denetimi anlamında matematik model açısından problem, sistem dinamiğinin DGM nedeniyle değişen diferansiyel denklem takımlarına yansıtılmasıdır. Motor tipinden bağımsız olarak tahrik sistemlerinde genellikle hız ve moment denetimi içiçe uygulandığından, denetim algoritmalarının çıktısı DGM nin iletim ve kesim komutu olarak sisteme yansıdığından, matematik modelin bu mantık ile yeniden düzenlenmesi gereklidir.

DGM işaretinin, ki bundan sonra hız-moment veya besleme gerilim-akım denetimiyle ilintili herhangi bir algoritmanın sonucu olduğu varsayılacaktır, yüksek seviye durumunda bundan önce verilen rotor konum temelli diferansiyel denklem takımları geçerlidir. DGM işaretinin sıfır koşulunda ise, güç elektroniği besleme devresinin alt kol anahtar elemanları kesime girecek ve sistemi temsil eden eşdeğer devre topolojisi değişecektir. Bu bağlamda ilgili komutasyon aralıklarında yeni devre topolojileri daha önce tanıtılan devre analizi yaklaşımı ile irdelenip, yeni diferansiyel denklem takımları

elde edilebilir. DGM işaretinin sıfır koşulunda, iletim ve komutasyon denklemlerinde yer alan kaynak fonksiyonu veya doğru akım bara gerilimi sıfıra yakınsayacaktır.

Tezin bu ayrıtında 120° elektriksel iletimli trapezoidal SMFM lu bir tahrik sisteminin durum uzayı modeli verilmiştir. Durum uzayı yaklaşımında, durum değişkenleri dışındaki tüm büyüklükler başka bir deyimle çıkış büyüklükleri, durum değişkenleri ve kaynaklar cinsinden ifade edilebilir. Matrisel gösterimle durum denklemleri ve çıkış büyüklükleri sırasıyla (4.83) ve (4.84) ifadeleriyle tanımlıdır.

$$\frac{d}{dt}[X] = [A][X] + [B][U] \quad (4.83)$$

$$[Y] = [C][X] + [D][U] \quad (4.84)$$

(4.83) ve (4.84) bağıntılarında $[X]$ durum değişkenleri, $[U]$ kaynak, $[Y]$ çıkış büyüklükleri matrislerini simgelemektedir. Trapezoidal 120° iletimli yapının durum denklemlerini genelleştirmek amacıyla matematik model, tüm besleme adımlarında geçerliliğini korumak üzere üç bölüme ayrılmıştır. Bu bağlamda üç bölüm sırasıyla üst kol anahtar komutasyonu, alt kol anahtar komutasyonu ve iletim durumunu göstermektedir.

Üst kol anahtar komutasyonu:

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[2V_{DC} - 3Ri_q + w(k_r + k_z - 2k_q) \right] \quad (4.85)$$

$$\frac{di_r}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-V_{DC} - 3Ri_r + w(k_q + k_z - 2k_r) \right] \quad (4.86)$$

$$\frac{di_z}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-V_{DC} - 3Ri_z + w(k_q + k_r - 2k_z) \right] \quad (4.87)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} \left[k_q i_q + k_r i_r + k_z i_z - M_{yük} \right] \quad (4.88)$$

Alt kol anahtar komutasyonu:

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[V_{DC} - 3Ri_q + w(k_r + k_z - 2k_q) \right] \quad (4.89)$$

$$\frac{di_r}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-2V_{DC} - 3Ri_r + w(k_q + k_z - 2k_r) \right] \quad (4.90)$$

$$\frac{di_z}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[V_{DC} - 3Ri_z + w(k_q + k_r - 2k_z) \right] \quad (4.91)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} \left[k_q i_q + k_r i_r + k_z i_z - M_{yük} \right] \quad (4.92)$$

İletim denklemleri:

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} \left[V_{DC} - 2Ri_q + w(k_r - k_q) \right] \quad (4.93)$$

$$i_z = 0 \quad (4.94)$$

$$\frac{di_r}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} \left[-V_{DC} - 2Ri_r + w(k_q - k_r) \right] \quad (4.95)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} \left[k_q i_q + k_r i_r - M_{yük} \right] \quad (4.96)$$

Yukarıda verilen genelleştirilmiş modelde q ilgili adımda da baranın pozitif ucuna bağlanan iletimdeki fazı, r ilgili adımda güç toprağına bağlanan iletimdeki fazı, z henüz kesim komutu alan veya komutasyona giren fazı simgelemektedir. Bu bağlamda verilen yaklaşım daha önce her besleme adımı için tanımlanan diferansiyel denklem takımlarından anlaşılacağı üzere, DGM işaretinin yüksek seviye koşulunda geçerlidir. DGM işaretinin düşük seviye veya kesim koşulundaki yapıda, daha önce vurgulandığı üzere kaynak fonksiyonu, oluşan besleme topolojisi gereği sıfır değerini alacaktır.

Tezin bu ayrıtında verilen genelleştirilmiş model kullanılarak, 120° elektriksel iletim açılı altı besleme adımli trapezoidal SMFM lu tahrik sistemi irdelenebilir. Literatürde tezde önerilen yapıda genelleştirilmiş bir matematik modele rastlanmamıştır. Trapezoidal 120° iletimli SMFM temelli bir tahrik sisteminin geçici ve kararlı hal

cevabını ortaya koymaya yönelik bu matematik model ve EK A da akış şeması verilen bilgisayar programı ile aşağıda verilen çalışma ve hata koşulları irdelenebilir.

1. Kararlı hal çözümü:

- Belli bir şebeke geriliminde düşük çalışma hızlarında sistem cevabı
- Belli bir şebeke geriliminde yüksek çalışma hızlarında sistem cevabı

2. Geçici hal çözümü:

Denetim algoritmasını da hesaba katan tüm çalışma koşulları sözgelimi ani yük artışı veya düşümü, kalkış veya frenleme durumu

3. Hata koşulları:

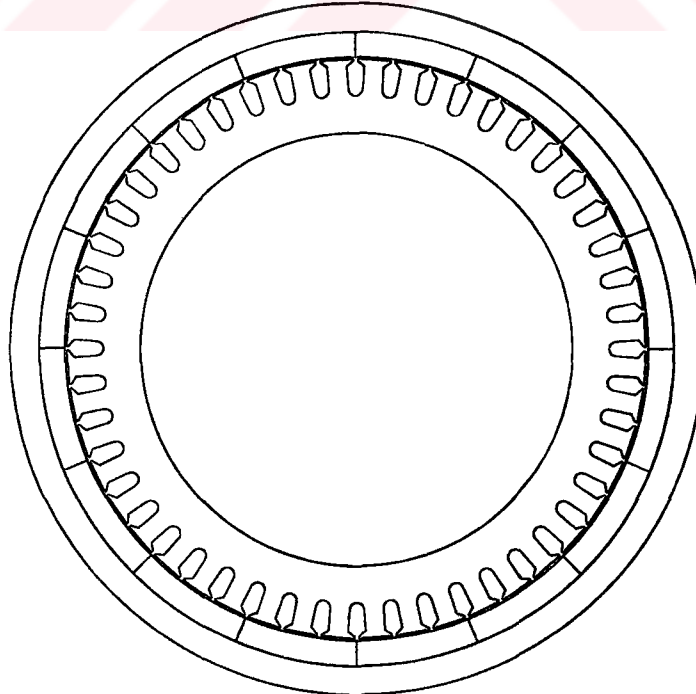
- Modelde yapılacak küçük kapsamlı değişikliklerle rotor konum algılayıcısı hatası
- Güç elektroniği devresinde oluşabilecek herhangi bir hata koşulu örneğin; kısmi veya tam kısadevreler
- Motor faz sargılarında meydana gelebilecek hatalar örneğin; kısmi ve tam kısadevreler

4.1.2 Altı Darbeli 120° İletim Açılı Trapezoidal Besleme Sayısal Benzetim Sonuçları

Bu çalışmada analiz edilen modelde daha önceki ayrıtta vurgulandığı üzere, iletimde rotor konumuna göre belirli iki faz, komutasyon anında ise her üç faz akım taşımaktadır. Bu bağlamda sistemi ifade eden diferansiyel denklemler, (4.85)-(4.96) bağıntıları ile tanımlıdır. Rotor konumuna göre ilgili koşulların gerçekleşmesi modele eklenen anahtarlama adımları ile sağlanmıştır. Böylece, değişik çalışma koşullarında çözüm, rotor konumuna göre sistemi temsil eden değişik diferansiyel denklem takımlarının kullanılması suretiyle elde edilmiştir.

Anahtarlama durumlarını veya adımlarını temsil eden diferansiyel denklem takımlarının sayısal çözümlerinde dördüncü dereceden Runge-Kutta algoritması kullanılmıştır. Sayısal benzetim tekniğinde kullanılan yaklaşım bir ifadeye göre sanal geçici rejim yapısıdır. Sanal geçici rejim yapısında ilk uyarma çevrimi, rastlantısal ilk koşullarla başlayabilir. Tezin bu ayrıtında verilen sayısal benzetim sonuçlarında durum değişkenlerine ait tüm ilk koşullar, kalkışı da dikkate almak üzere sıfır olarak

alınmıştır. Bu bağlamda sıfır değerli ilk koşullarla başlatılan bir uyarma başka bir ifadeyle komutasyon veya iletim çevrimi koşturularak, çevrim sonunda elde edilen veriler, ikinci çevrimin ilk koşulları olarak kullanılmış ve bu durum kararlı çevrimlerin elde edilmesine kadar devam ettirilmiştir. Sayısal benzetimde tezin bundan önceki ayırında belirtildiği üzere, darbe genişlik modülasyonu da modele dahil edilmiştir. Kullanılan yaklaşımda özetle her aralık sonunda hesaplanan faz akımları ve rotor açısal hızı, referans değerleri ile karşılaştırılmış ve akım-hız hatası elde edilmiştir. Oransal, integral ve türev (PID) denetleyiciye giriş büyüklüğü olarak hız hatası uygulanmıştır. Böylece kontrol kuramının uygulandığı ölçeklenmiş akım referansı oluşturulmuştur. Elde olunan akım hatası bir histeresis denetleyici yardımıyla değerlendirilmiş ve bu değerlendirme sonucunda elde edilen DGM işareti ile rotor konumuna karşı düşen anahtarlama veya komutasyon işareti mantık anlamında VE lenerek ilgili anahtar iletime veya kesime geçirilmiştir. Sayısal benzetim için kullanılan bilgisayar programının akış şeması EK A da verilmiştir. Çalışmada kullanılan motor üç fazlı, 48 oluklu, 16 kutuplu, dış rotorlu, trapezoidal beslemeli, sürekli mıknatıslı ve fırçasız bir doğrudan tahrik motorudur. Motor sac ve mıknatıs kesiti iki boyutlu olarak Şekil 4.14 de verilmiştir.



Şekil 4.14 Trapezoidal beslemeli SMFM un kesiti

Yukarıda tanıtılan SMFM un sınırlı elemanlar tekniği temelli ticari bir yazılım paketi kullanılarak elde olunan parametreleri ve güç devresi tasarım büyüklükleri, SI birim sistemine göre, aşağıda verilmiştir.

$$R = 2.703\Omega, L = 4.808\text{mH}, M = -2.06\text{mH}$$

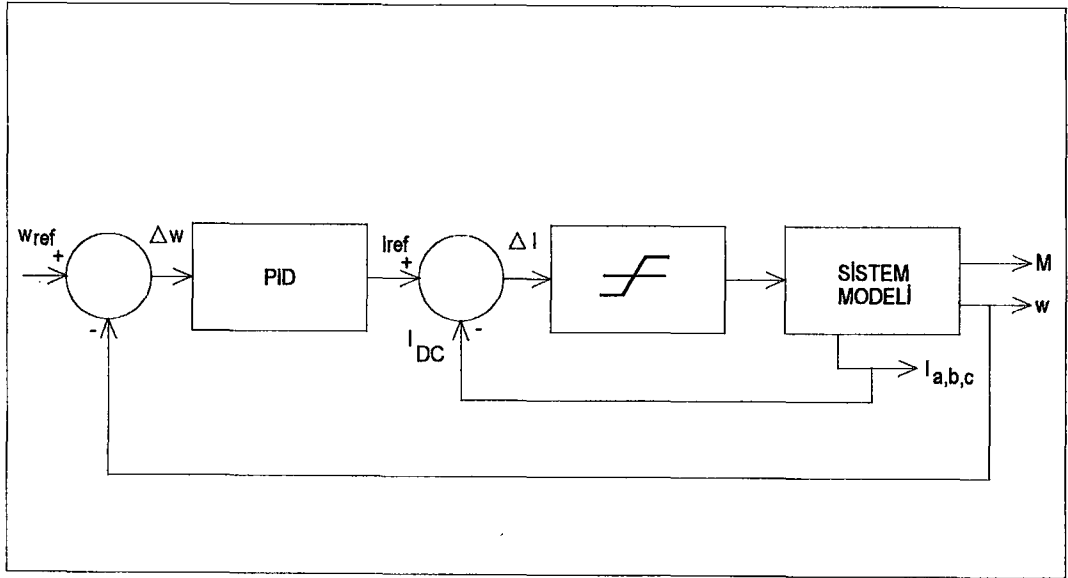
$$k = 1.228 \frac{V_s}{\text{rad}} \left[\frac{\text{Nm}}{\text{A}} \right], \beta = 80^\circ (\text{elektrik açısı})$$

$$I_{\text{üst}} = 6\text{A}, I_{\text{alt}} = 5.5\text{A}, V_s = 220\text{V}, C = 220\mu\text{F}$$

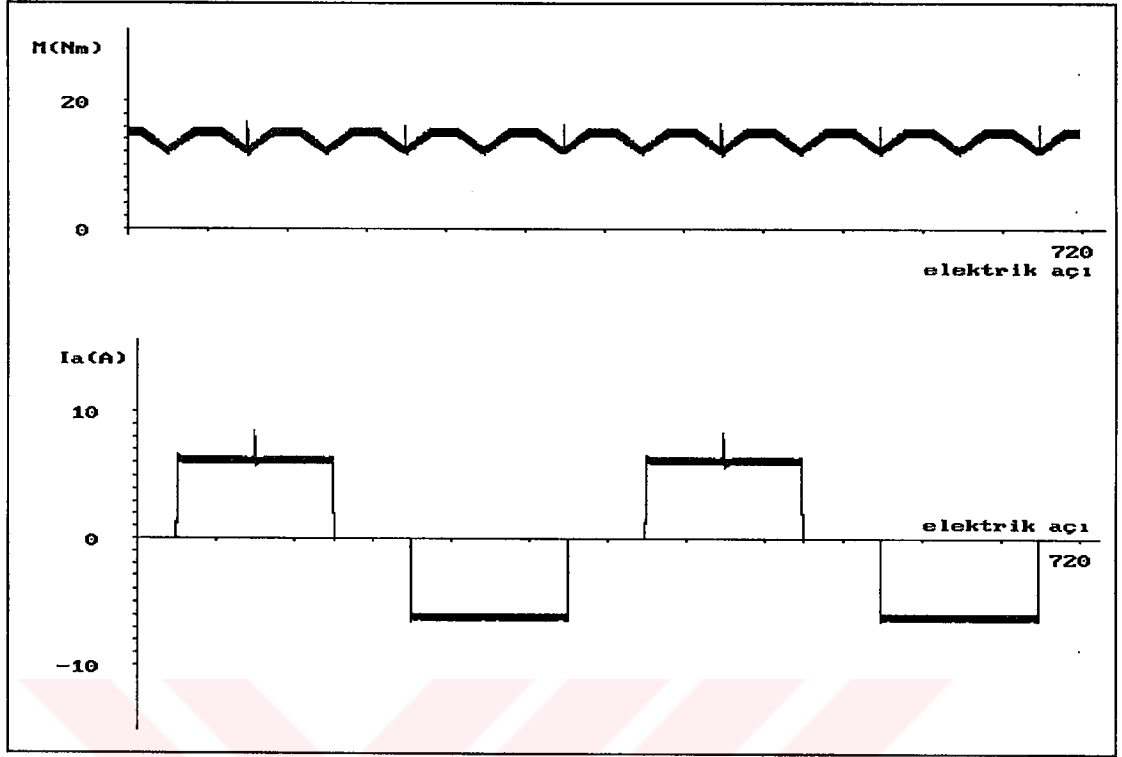
Tezin önceki ayrıtlarında vurgulandığı üzere, çalışmada ana konu SMFM lu tahrik sistemlerinde moment dalgalılığını azaltan farklı bir besleme yapısıdır. Bu bağlamda belli motor hızlarında motor mil momentinin açısal veya zaman domeninde değişimi büyük önem taşımaktadır.

Parametreleri yukarıda verilen trapezoidal beslemeli sürekli mıknatıslı motor için, uygulama açısından kritik bazı hızlarda mil momenti ve A fazı akımının değişimini veren sayısal benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir. Sayısal benzetimde, ayrıtın başında belirtilen sanal geçici rejim yapısı gereği, sistem durum denklemleri sıfır değerli ilk koşullarından hareketle enerjilendirilmiştir. Motor bundan sonraki aşamada referans hız değerine, kullanılan PID denetleyici üzerinden alt ve üst sınırları yukarıda tanımlanan, da barada tek algılayıcı histeresiz akım kontrolü yardımıyla getirilmiştir. Sayısal benzetimde kullanılan denetleyici blok diyagramı Şekil 4.15 de verilmiştir.

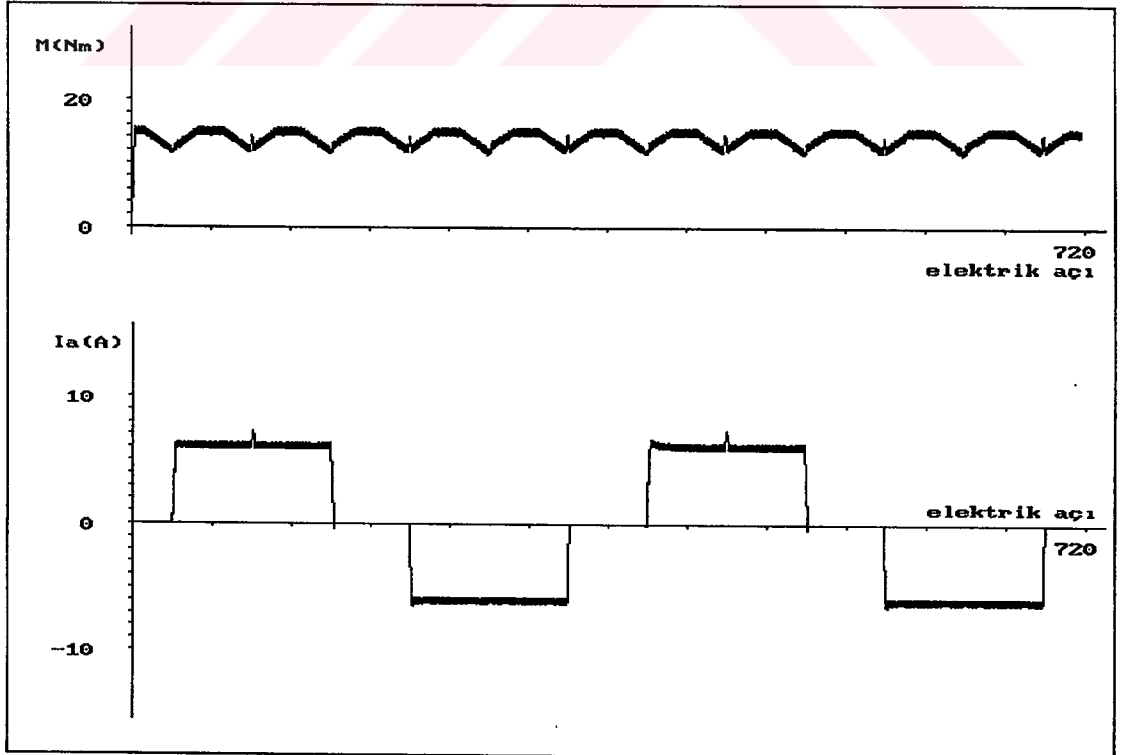
Yukarıda kesiti ve parametreleri verilen üç fazlı SMFM lu tahrik sisteminin, karakteristik açıdan kritik bazı hızlarda sırasıyla moment ve faz akımı değişimi, sayısal benzetim algoritması ile bilgisayar programı kullanılarak analiz edilmiş ve sonuçlar aşağıda verilmiştir. Sayısal benzetim ile sistem cevabı irdelenen, söz konusu motor hızları sırasıyla 50, 300, 800, 1000, 1100, 1200 d/d olarak seçilmiştir.



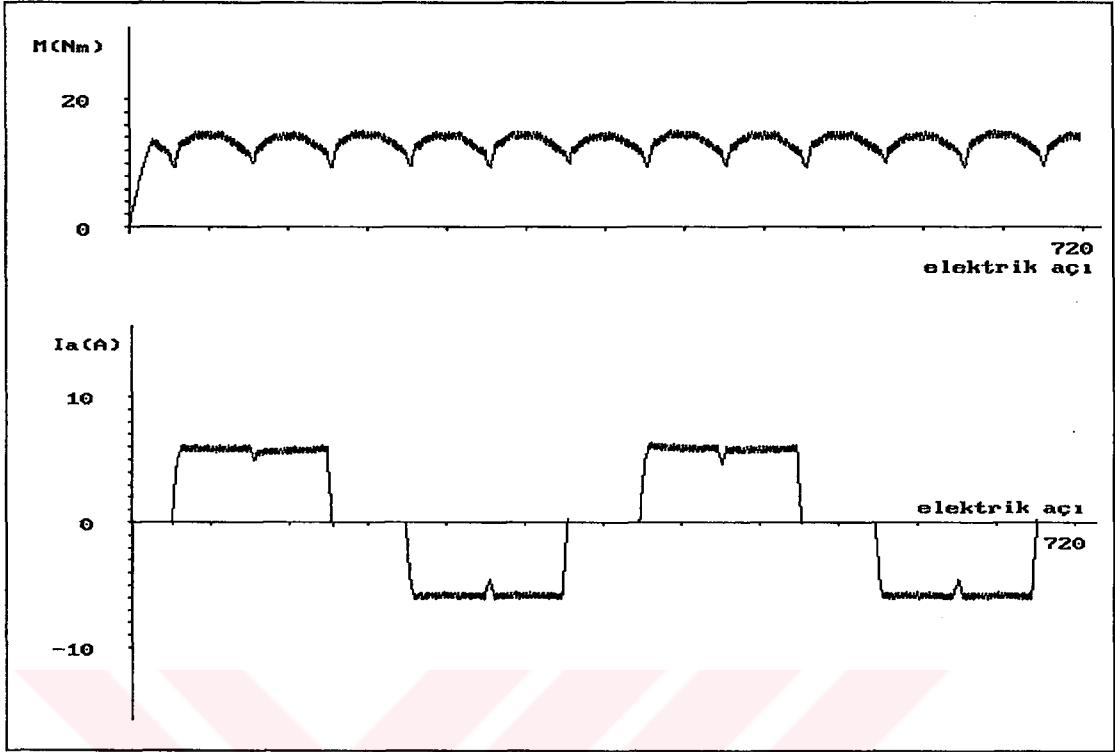
Şekil 4.15 Sayısal benzetim denetim blok diyagramı



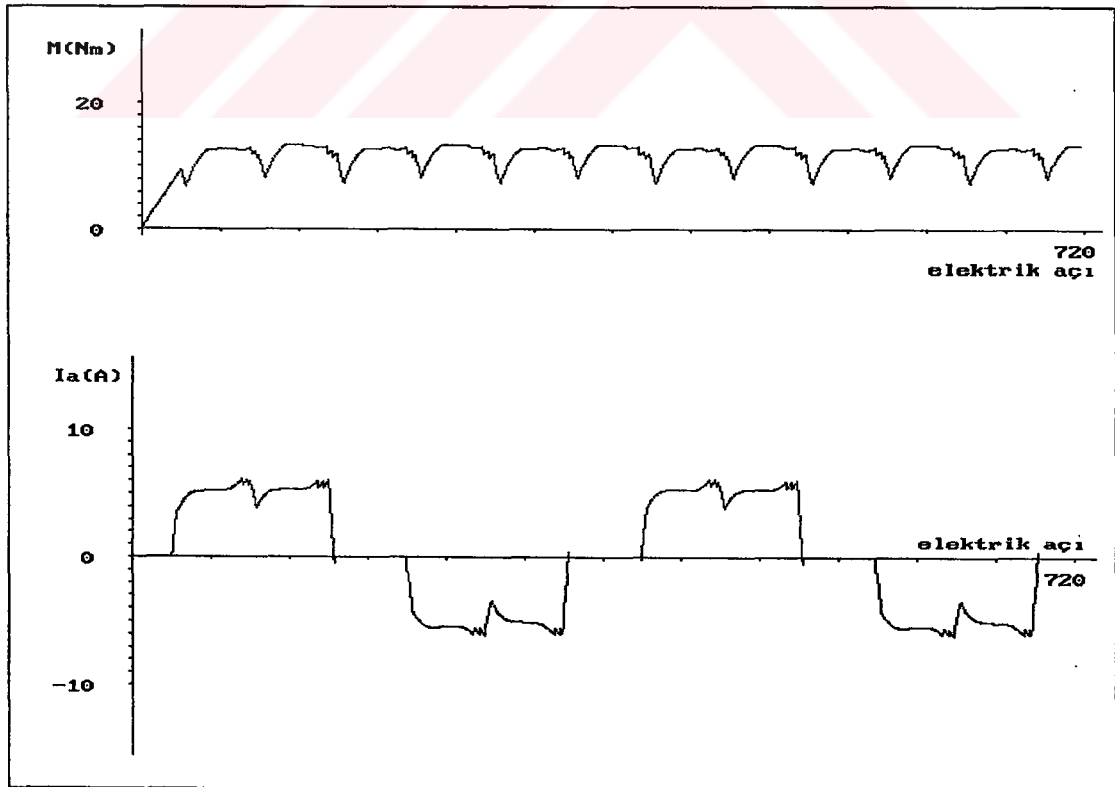
Şekil 4.16 50 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi



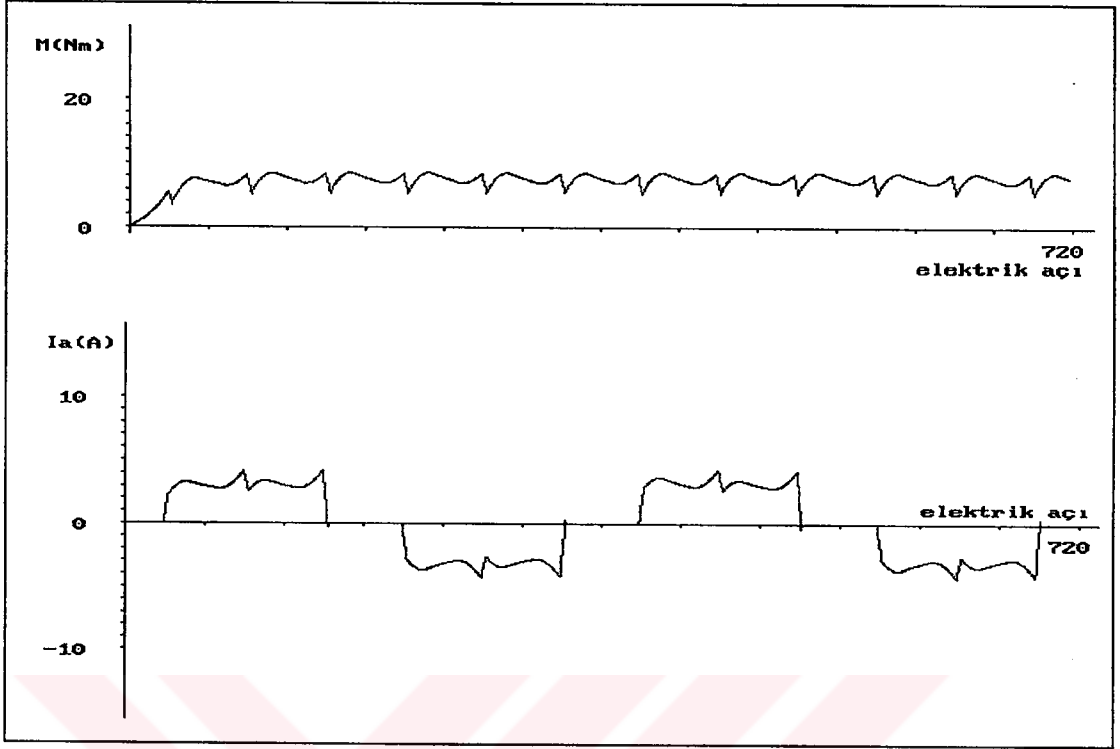
Şekil 4.17 300 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi



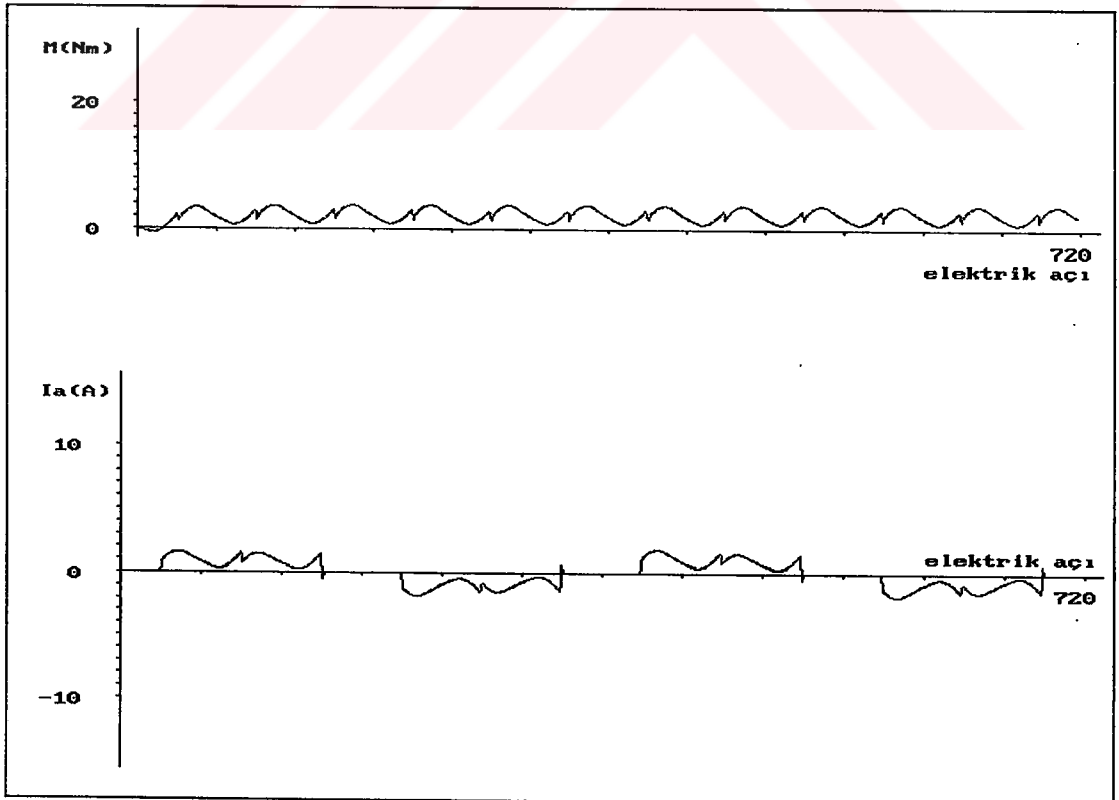
Şekil 4.18 800 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi



Şekil 4.19 1000 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi



Şekil 4.20 1100 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi



Şekil 4.21 1200 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi

4.2 180° ELEKTRİKSEL İLETİM AÇILI TRAPEZOİDAL BESLEME

Tezin bu ayrıtında trapezoidal SMFM ların beslenmesinde ikinci seçenek olan 180° iletim açılı teknik tanıtılacaktır. Bu kapsamda 180° iletim yaklaşımı, çıkış noktasından başlamak üzere irdelenecek, mantık yapısı çıkartılacak ve tüm ayrıntıları ile analiz edilecektir. Tezin önceki ayrıtlarında belirtildiği üzere, trapezoidal sürekli mıknatıslı fırçasız motorlu tahrik sistemlerinin, iletim açısından bağımsız olarak çalışma ilkeleri veya elektromekanik moment oluşturma prensipleri temelde aynıdır. Bu yorumla tüm mantık, uygun rotor konumunda ilgili faz sargısını, endüklenen gerilim ile aynı kutbiyette ve uygun dalga şekline sahip akımla beslemektir. Böylece ana ayrıtın başında verilen tüm ilkeler ve özellikler 180° iletim açılı besleme yaklaşımında da geçerliliğini korur.

Tezin bu ayrıtında 120° iletim yaklaşımında verilenler temel alınarak 180° iletim analiz edilecektir. Öyleki 120° iletimin irdelendiği ayrıttaki gibi rotor konum açılı detaya girilmeyecek ve aynı ilkelerin 180° iletimde de geçerliliğini koruduğu varsayılacaktır [5,6,7,59]. 180° iletim yapısında elektronik komutasyon mantığının kolaylıkla anlaşılmasına yönelik, üç fazlı bir SMFM un faz sargılarında yıldız noktasına göre endüklenen gerilim dalga şekli Şekil 4.22 de verilmiştir. Bir elektriksel çevrim boyunca stator faz sargılarında endüklenen gerilim değişimini veren bu şekilden hareketle 180° iletimin çıkış mantığı anlaşılabilir. Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde tüm besleme alternatifleri için moment üretim mekanizması ve temel bağıntısı (4.26) aynı kaldığından, 180° iletimli beslemenin 120° iletimli yapının genelleştirilmiş şekli olduğu söylenebilir. İki yaklaşımdaki farklılık ve benzerlikler aşağıda özetlenmiştir.

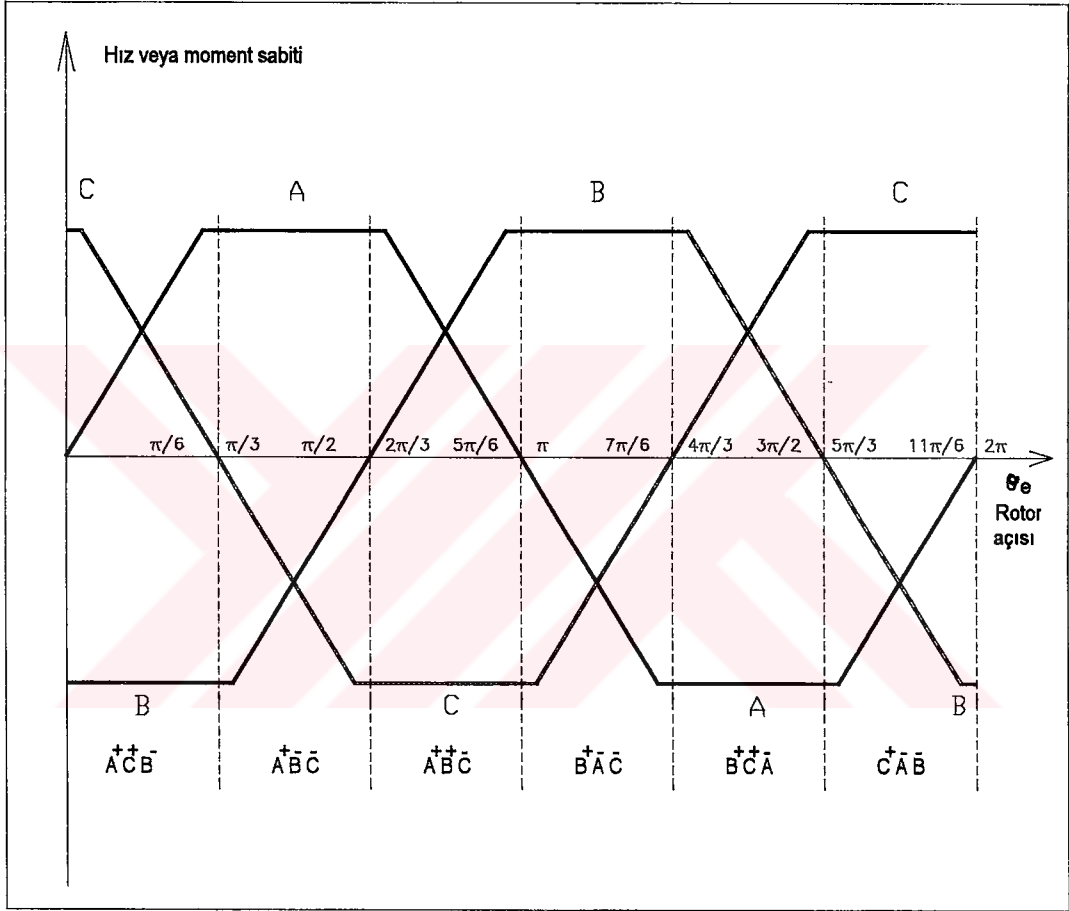
- Her iki iletim açılı yaklaşımda da altı ayrı darbelye veya komutasyon adımı bir besleme tekniği söz konusudur.
- Her iki iletim yaklaşımında da güç devresi topolojisi eşdeğerdir. Her iki durumda da üretilen moment ideal şartlar altında darbesizdir.
- Çalışma ilkesi ve moment üretim mekanizması anlamında hiçbir fark yoktur.

- Herhangi bir rotor konumunda, 120° iletimde komutasyon başlangıç noktaları hariç, üç fazdan ikisi aktif konumda iken, 180° iletimde her üç faz da akım taşımaktadır veya moment üretim anlamında aktif konumdadır.
- Bir önceki maddenin bir doğal sonucu olarak 120° iletimde stator sargısının %67 si etkin olarak kullanılırken, 180° iletimde etkin kullanım %100 dür.
- 120° iletimde faz sargılarında endüklenen gerilim dalga şeklinin düz bölgeleri kullanılırken, 180° iletimde endüklenen gerilim dalga şeklinin tamamı moment üretiminde etkindir.
- 180° iletim yaklaşımında ideal titreşimsiz moment için 180° pozitif ve negatif yarım alternanslara sahip başka bir deyimle sıfır ara bölgesiz saf kare dalga şekline sahip akım uyarması ve endüklenen gerilime gereksinim vardır. Bu tasarım ve besleme özellikleri ise, sonsuz küçük yükselme ve düşme zamanlı besleme akımlarının üretilmesinin imkansız olmasından dolayı pratikte mümkün değildir. Ayrıca motor tasarımında sonlu sayıda oluk ve belli sargı tekniklerinin kullanım zorunluluğundan dolayı 180° pozitif ve negatif yarım alternanslara sahip kare dalga endüklenen gerilim değişimi de pratikte mümkün değildir.

Trapezoidal 180° iletim açılı besleme yaklaşımında da tıpkı 120° iletim açılı beslemede olduğu gibi komutasyon veya faz sargıları besleme işaretlerinin mantık veya 1/0 temelli olduğu kabul edilmektedir. Önceki ayrıtlarda vurgulandığı üzere, tez çalışmasında tüm amaç, düşük maliyetli ve çözünürlüklü rotor konum algılayıcıları ve mantık temelli komutasyon yapısıyla trapezoidal SMFM beslemesine, moment darbelerinin en azlanması amaçlı, farklı bir çözüm getirmektir. Öyleki trapezoidal dalga şekline sahip faz sargısı endüklenen gerilimine 180° iletim açısına sahip trapezoidal uyarma akımı uygulaması, daha önce de belirtildiği üzere, harmonik katkılı sinüsoidal beslemenin doğal bir uzantısıdır ve bu çalışmada kapsam dışı bırakılmıştır.

Trapezoidal 180° iletim açılı besleme tekniğinde, 120° iletim açılı beslemede olduğu gibi altı darbeli veya adımli bir elektronik komutasyon mantığı kullanılır. Şekil 4.22 den görüleceği üzere her 60° elektriksel açıda bir komutasyon söz konusudur ve her bir güç anahtarı 180° elektriksel açı iletimde, 180° elektriksel açı kesimdedir. Bu

bağlamda rotor konum algılayıcı elemanların yerleşiminde (4.1) bağıntısı geçerliliğini koruyacaktır. Şekil 4.22 ve bu aşamaya dek verilen açıklamalar ışığında, trapezoidal 180° elektriksel açı iletimli beslemenin, rotor konumuna göre algılayıcı çıkışları ve faz besleme adımları veya komutasyon sırası ters saat ve saat yönü dönüş için sırasıyla Tablo 4.4 ve Tablo 4.5 de verilmiştir.



Şekil 4.22 180° elektriksel açı iletimli trapezoidal beslemede, bir elektriksel çevrim boyunca faz sargılarında endüklenen gerilim dalga şekli ve komutasyon adımları

Tablo 4.4 ve 4.5 ile verilen komutasyon adımlarından hareketle, 180° elektriksel açı iletimli trapezoidal besleme için, Şekil 4.23 ile faz akımı dalga şekilleri ve yönleri, Şekil 4.24 ile komutasyon adımlarında faz akım yönleri, bileşke MMK vektörü ve bir elektriksel çevrim sonunda stator MMK yıldızı verilmiştir. Bu bağlamda 180° ve 120° elektriksel açı iletimli trapezoidal SMFM besleme alternatifleri arasında bir benzeşim kurulabilir. Tablo 4.4, Tablo 4.5, Şekil 4.23 ve Şekil 4.24 den görüldüğü üzere, 120°

elektriksel iletim açılı besleme, daha önce de vurgulandığı gibi, 180° elektriksel açı iletimli beslemenin özel bir halidir.

Tablo 4.4 Ters saat yönüne dönüşte komutasyon mantık tablosu

AÇI	H _A	H _B	H _C	A ₁	A ₃	A ₅	A ₄	A ₆	A ₂	FAZ
0-60	1	0	1	1	0	1	0	1	0	$B^+A^-C^-$
60-120	0	0	1	0	0	1	1	1	0	$A^+B^+C^-$
120-180	0	1	1	0	1	1	1	0	0	$A^+B^-C^-$
180-240	0	1	0	0	1	0	1	0	1	$A^+C^+B^-$
240-300	1	1	0	1	1	0	0	0	1	$C^+A^-B^-$
300-360	1	0	0	1	0	0	0	1	1	$B^+C^+A^-$

Tablo 4.5 Saat yönüne dönüşte komutasyon mantık tablosu

AÇI	H _A	H _B	H _C	A ₁	A ₃	A ₅	A ₄	A ₆	A ₂	FAZ
0-60	1	0	0	0	1	0	1	0	1	$A^+C^+B^-$
60-120	1	1	0	0	1	1	1	0	0	$A^+B^-C^-$
120-180	0	1	0	0	0	1	1	1	0	$A^+B^+C^-$
180-240	0	1	1	1	0	1	0	1	0	$B^+A^-C^-$
240-300	0	0	1	1	0	0	0	1	1	$B^+C^+A^-$
300-360	1	0	1	1	1	0	0	0	1	$C^+A^-B^-$

Tablo 4.4 ve Tablo 4.5 den hareketle anahtar mantık ifadeleri ve komutasyon adımlarında faz besleme mantığı saat ve ters saat yönü dönüşte aşağıda verilmiştir.

Saat yönüne dönüşte, “/” ters mantık operatörü varsayımı ile,

$$A_1 = H_C \quad (4.97)$$

$$A_3 = H_A \quad (4.98)$$

$$A_5 = H_B \quad (4.99)$$

$$A_4 = /H_C \quad (4.100)$$

$$A_6 = /H_A \quad (4.101)$$

$$A_2 = /H_B \quad (4.102)$$

Ters saat yönüne dönüşte:

$$A_1 = H_A \quad (4.103)$$

$$A_3 = H_B \quad (4.104)$$

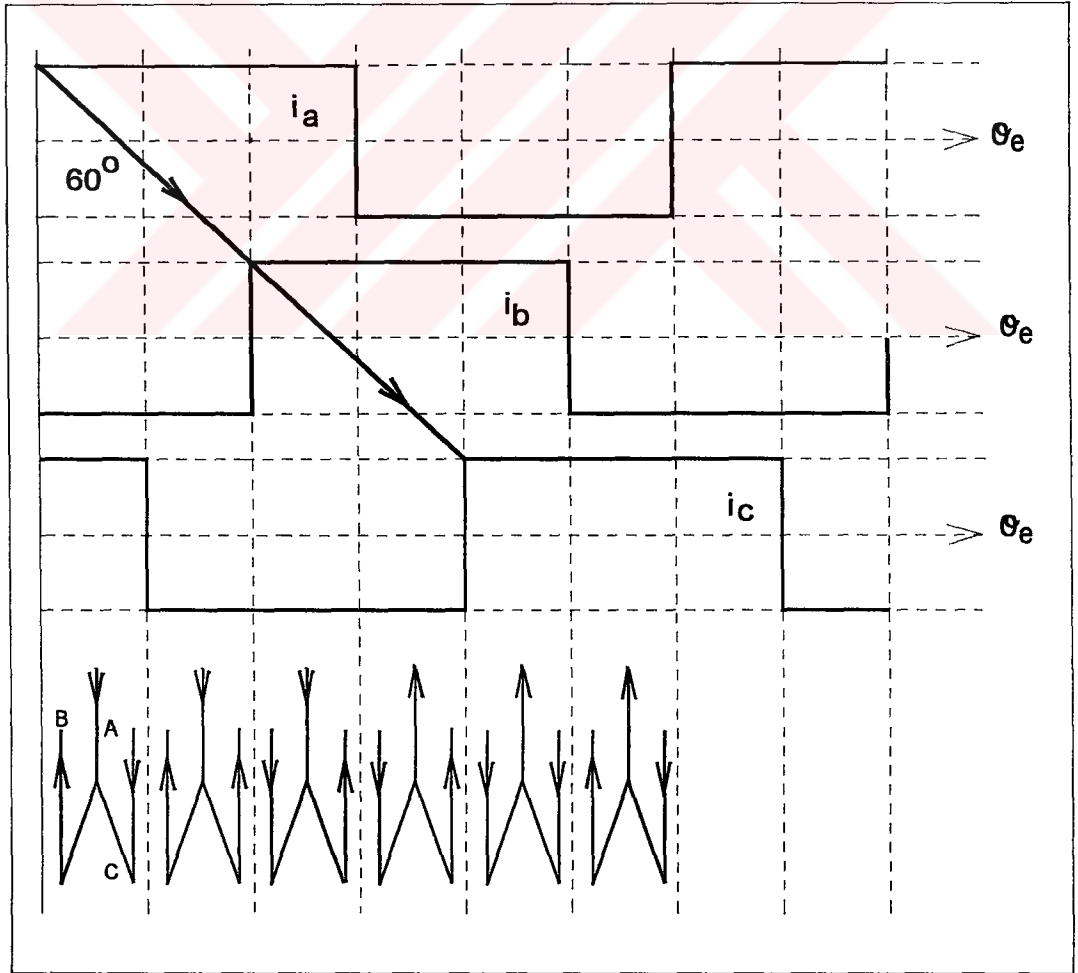
$$A_5 = H_C \quad (4.105)$$

$$A_4 = -H_A \quad (4.106)$$

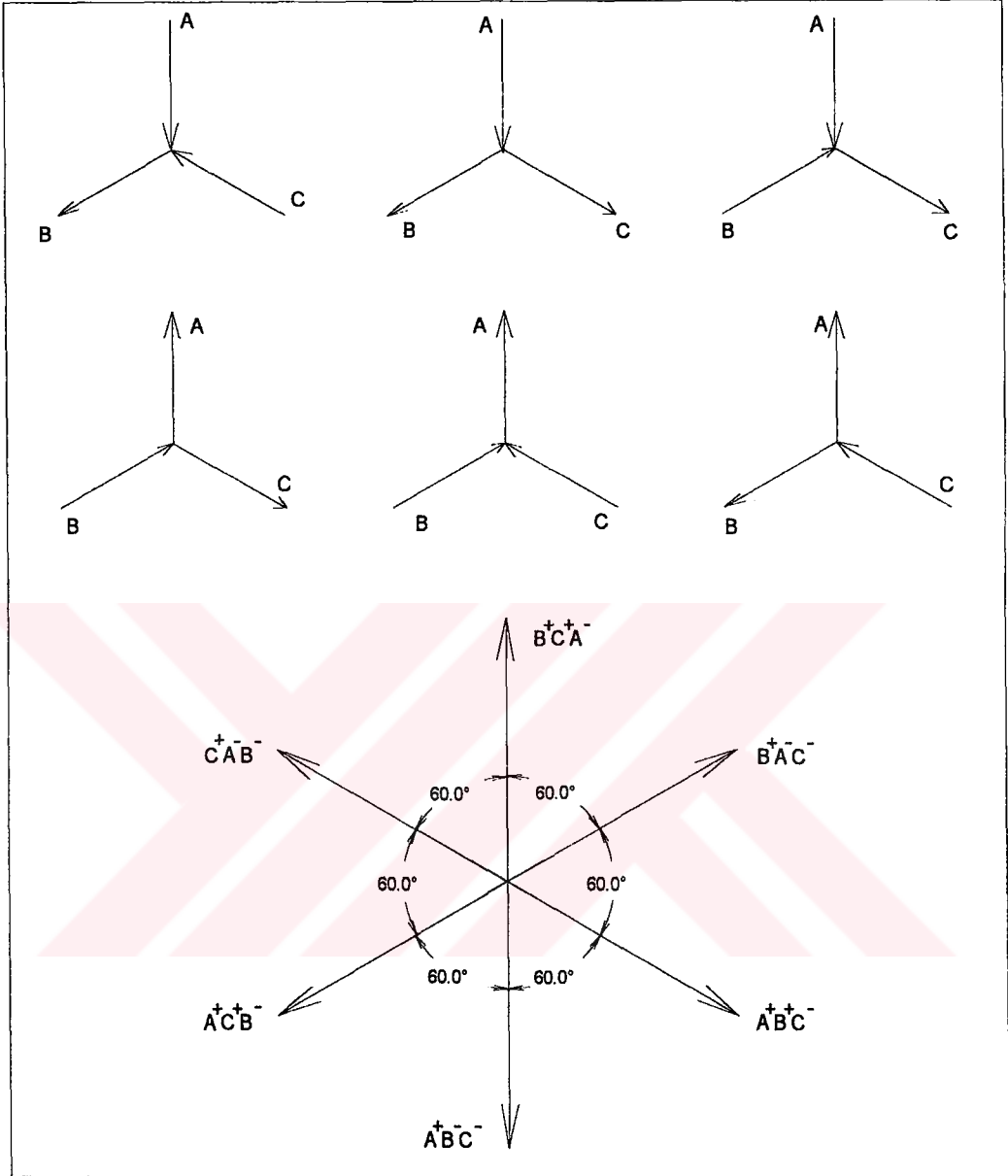
$$A_6 = -H_B \quad (4.107)$$

$$A_2 = -H_C \quad (4.108)$$

(4.97) den başlayarak (4.108) ya kadar verilen mantık temelli anahtar komutasyon bağıntılarından görüldüğü üzere, trapezoidal 180° iletimli besleme çok basit mantık ifadelerine indirgenebilir. Bu bağlamda trapezoidal beslemenin en önemli üstün yanı da ortaya konulmuş olur.



Şekil 4.23 İdeal koşullarda faz akımı dalga şekilleri ve yönleri



Şekil 4.24 180° iletimli trapezoidal beslemede, komutasyon adımlarında faz akım yönleri, bileşke MMK vektörü ve bir elektriksel çevrim sonunda stator MMK yıldızı

4.2.1 Altı Darbeli 180° İletim Açılı Trapezoidal Besleme Matematik Modeli

Tezin bu ayrıtında, üç fazlı SMFM lu tahrik sistemi için, tam dalga altı darbeleri, 180° elektriksel iletim açılı trapezoidal besleme yaklaşımının matematik modeli kurulacaktır. Bu bağlamda matematik modelde, 120° iletim açılı trapezoidal beslemeye olduğu gibi, durum uzayı yaklaşımı kullanılacak ve komutasyon adımlarında sistemi tanımlayan diferansiyel denklem takımları elde edilecektir. Öyleki, kurulan matematik modelin adım adım Runge-Kutta sayısal analiz tekniği yardımıyla çözülmesiyle, tahrik sisteminin çeşitli çalışma koşullarında geçici ve kararlı hal performansı analiz edilecektir.

Altı darbeleri, 180° iletim açılı trapezoidal besleme matematik modelinde, 120° iletim açılı matematik model için verilen tüm ilkeler ve kabuller, aşağıda verilenler dışında geçerliliğini korur. Bu kapsamda tezin 4.1.1. ayrıtının başında, trapezoidal altı darbeleri 120° iletim açılı besleme matematik modeli için verilen kabullerden bazıları değişecektir.

- SMFM yüzey mıknatıslı, üç fazlı bir motordur ve altı darbeleri 180° iletimli bir besleme yapısına sahiptir.
- Herhangi bir rotor konumu veya t anında, her üç faz da akım taşımaktadır. İletim veya kesim koşulları bu özelliği etkilemez.
- SMFM lu tahrik sistemi açık çevrim denetimi veya komutasyon mantığı, Tablo 4.4 ve 4.5 ile verilen besleme adımlarından oluşmaktadır veya güç anahtarları, (4.97) den başlayarak (4.108) e kadar verilen mantık bağlamında iletim veya kesimdedir.

Altı darbeleri, 180° iletim açılı trapezoidal besleme matematik modeli kurulurken, tahrik sistemine ait durum denklemleri genel devre analizi teorisinden yararlanılarak oluşturulur. Böylece rotor elektriksel açı temelli diferansiyel denklem takımlarının elde edilmesi amaçlanmıştır. Çalışmanın son aşamasında, kurulan model zaman domeninde dördüncü dereceden Runge-Kutta tekniği kullanılarak çözülmüştür. Bu yaklaşımda kullanılan hız-moment denetimi, 120° iletim açılı trapezoidal besleme de

tanıtılan yapı ile biliçli olarak aynı seçilmiştir. Böylelikle, eşdeğer koşullar altında her iki sistem cevabının aynı temelde karşılaştırılması amaçlanmıştır. Altı darbeli, 180° iletim açılı trapezoidal besleme matematik modelinde kullanılan motor ve güç elektroniği eşdeğer devre yapısı, Şekil 4.4 de verilen yapı ile aynıdır. Bu yapı daha önce vurgulandığı üzere, şebeke kapısından itibaren kontrolsüz tam dalga doğrultucu, filtre, da bara kondansatörü, altı adet kontrollü güç elektroniği elemanından oluşan besleme devresi ve motor sargılarının toplu parametrelili eşdeğer devresinden ibarettir.

Doğru akım bara yapısı için geçici rejimi de içeren elektriksel eşdeğer devre, Şekil 4.5 de verilmiştir. 180° iletim açılı trapezoidal beslemede da bara modeli, 120° iletimli beslemede tanıtılan modelden farksızdır başka bir ifade ile (4.3), (4.4) ve (4.5) bağıntıları geçerliliğini koruyacaklardır. Şekil 4.5 ile verilen eşdeğer devrede tek farklılık, motor ve besleme devresine ait blokta oluşacaktır. Tezin bu ayrıtının ana gayesi de, eşdeğer devrede da bara sonrası besleme adımlarının matematik modelini ve durum denklemlerini ortaya koymaktır.

Doğru akım bara matematik modelinin, 120° iletimli yapı ile eşdeğer olduğunun vurgulanmasını takiben, komutasyon adımlarında motor ve güç elektroniği besleme devresi durum uzayı modeli oluşturulabilir. Daha önce de belirtildiği üzere burada ana ilke, herbir besleme adımı için motor ve güç elektroniği besleme devre topolojisinin iletim ve komutasyon olarak ikiye ayrılması ve Tablo 4.5 de verilen rotor konum temelli mantık bağlamında, tahrik sistemini temsil eden diferansiyel denklem takımlarının elde edilmesidir. Öyleki 180° elektriksel iletimli yapıda, iletim ve komutasyon koşullarında, her üç faz da akım taşımaktadır. Bu bağlamda iletim koşulunda enerjilendirilen üç fazın, ilgili rotor konumuyla en uygun etkileşime sahip olduğu, böylece optimal moment oluşumunu sağladığı öngörülmektedir. Trapezoidal 180° iletimli SMFM lu tahrik sisteminin çalışma ilkesi gereği, moment oluşumu anlamında uygun etkileşim sona erdiğinde, sırası gelen faz kesime gidecektir. Kesime giden fazdaki akımın sıfırlanmasıyla, ki bu durum ilgili faz sargısında endüklenen gerilimin yön değiştirdiği anlamını taşır, sargıdan akan besleme akımı yön değiştirecektir. Böylece tahrik sisteminin moment üretiminde süreklilik sağlanmış olacaktır. Üç fazlı SMFM içeren trapezoidal 180° iletimli tahrik sistemimde, altı adet

güç elektroniği anahtarından hangi üçünün iletimde olacağı kararı, daha önce verilen tanımlar paralelinde, komutasyon olarak adlandırılabilir. Şekil 4.6 ile da bara kapısı başlangıç kabul edilerek, SMFM ve güç elektroniği devresine ait eşdeğer devre verilmiştir. Bu ayrıtın başında verilen kabuller doğrultusunda, komutasyon dizisi, Tablo 4.5 gereği (4.109), (4.110), (4.111), (4.112), (4.113) ve (4.114) ile tanımlıdır.

$$0 < \theta_{\text{elk}} < \frac{\pi}{3} \quad 1, 5, 6 (A^+ C^+ B^-) \quad (4.109)$$

$$\frac{\pi}{3} < \theta_{\text{elk}} < \frac{2\pi}{3} \quad 1, 6, 2 (A^+ B^- C^-) \quad (4.110)$$

$$\frac{2\pi}{3} < \theta_{\text{elk}} < \pi \quad 1, 3, 2 (A^+ B^+ C^-) \quad (4.111)$$

$$\pi < \theta_{\text{elk}} < \frac{4\pi}{3} \quad 3, 4, 2 (B^+ A^- C^-) \quad (4.112)$$

$$\frac{4\pi}{3} < \theta_{\text{elk}} < \frac{5\pi}{3} \quad 3, 5, 4 (B^+ C^+ A^-) \quad (4.113)$$

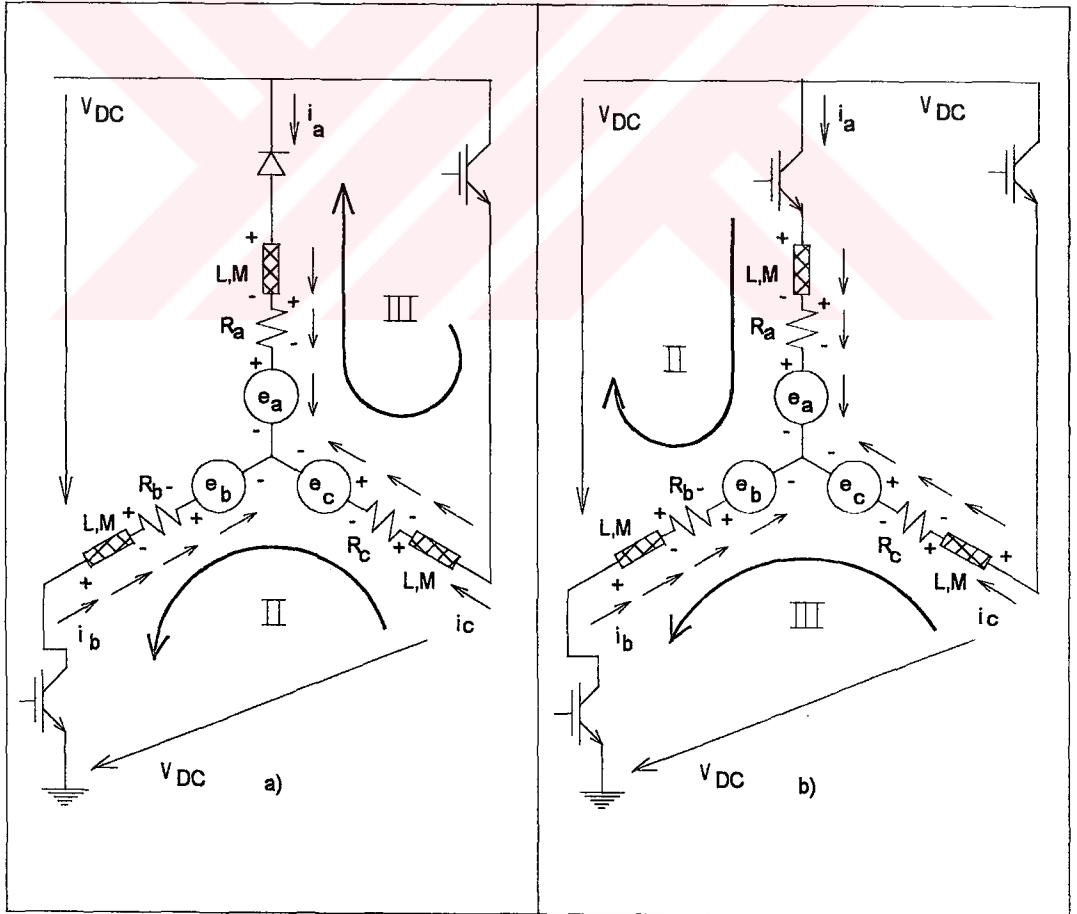
$$\frac{5\pi}{3} < \theta_{\text{elk}} < 2\pi \quad 5, 4, 6 (C^+ A^- B^-) \quad (4.114)$$

180° elektriksel iletimli trapezoidal beslemede komutasyon gereği kesime giren faz sargısının akımı, ilgili köprü diyodu veya kesime giren güç elektroniği anahtarının eşlenik diyodu üzerinden yolunu tamamlayarak sönmeye zorlanır. Daha önce de vurgulandığı üzere, tahrik sisteminde her 60° elektriksel açıda bir komutasyon oluşmaktadır ve bu bağlamda herbir faz sargısı ideal koşullar altında 180° elektriksel açı iletimdedir. Bu yapısal özellik Şekil 4.22 de verilen, yıldız noktası referanslı endüklenen gerilim diyagramından gözlenebilir. 180° elektriksel iletimli trapezoidal beslemede de stator sargılarında endüklenen gerilim dalga şekli, aynı zamanda komutasyon mantığının çıkış noktası için en uygun referansı oluşturmaktadır. 180° elektriksel iletimli trapezoidal beslemede, herbir faz sargısının 180° elektriksel açı iletimde kalması tahrik sisteminin en belirleyici özelliğidir.

180° elektriksel iletimli trapezoidal beslemede de, matematik modele temel teşkil eden ve Şekil 4.6 da verilen elektriksel eşdeğer devrede kullanılacak parametreler, faz sargılarına ait direnç, öz ve karşıt endüktans ile stator faz sargılarında endüklenen

gerilim dalga şeklindedir. Söz konusu eşdeğer devre parametreleri, 120° elektriksel iletimli yapı için kurulan matematik modelde irdelenmiş ve yorumlanmıştır.

Tezin bu ayrıtında verilen ilkeler, kabuller ve ön bilgilerin ardından, sayısal benzetime yönelik üç fazlı trapezoidal 180° elektriksel iletimli yapının matematik modeli oluşturulmaya başlanabilir. Bu bağlamda, motor ve güç elektroniği devresinin her bir besleme adımında komutasyon ve iletim eşdeğer devresi elde edilecek ve devre analizi teorisi kullanılarak sistemi ifade eden durum uzayı diferansiyel denklem takımları çıkarılacaktır. Besleme adımlarının irdelenmesi ve anahtarlama mantığı çerçevesinde diferansiyel denklem takımlarının elde edilmesinde, 120° elektriksel iletimli yapıda olduğu gibi detaya girilmeyecek ve sadece değişen devre topolojileri ve diferansiyel denklem takımlarının verilmesiyle yetinilecektir.



Şekil 4.25 $0 < \theta_{\text{elk}} < \frac{\pi}{3}$ rotor konumunda eşdeğer devre

a) Komutasyon b) İletim

180° elektriksel iletimli trapezoidal beslemede, Şekil 4.25 de verilen ilk besleme adımına ait eşdeğer devre için elektriksel ve mekanik yana ilişkin durum denklemleri, komutasyon ve iletim olarak aşağıda tanımlanmıştır.

$0 < \theta_{\text{elk}} < \frac{\pi}{3}$ rotor konum aralığı komutasyon veya $i_a \geq 0$ oluncaya dek geçerli diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{\text{DC}} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (4.115)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{\text{DC}} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (4.116)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{\text{DC}} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (4.117)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (4.118)$$

$0 < \theta_{\text{elk}} < \frac{\pi}{3}$ rotor konum aralığı iletim veya $i_a \geq 0$ olduktan sonra geçerli diferansiyel denklem takımı:

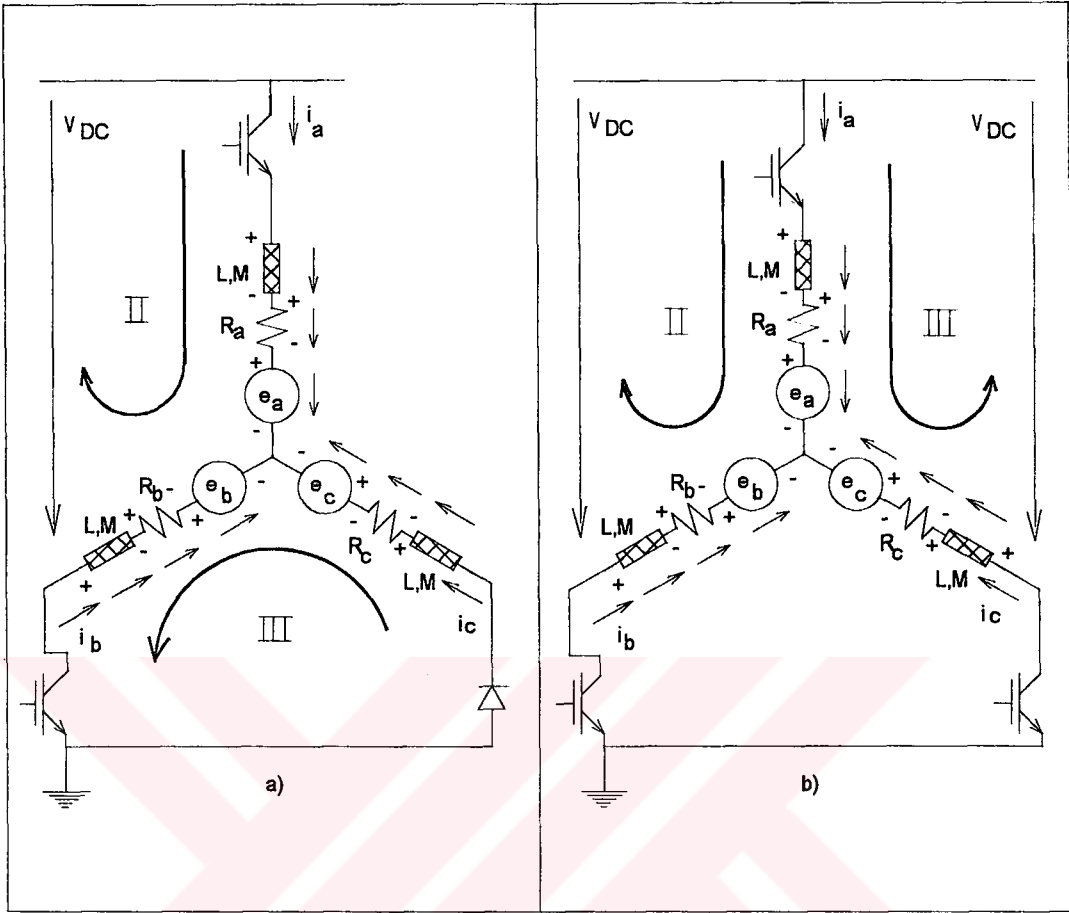
$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{\text{DC}} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (4.119)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{\text{DC}} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (4.120)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{\text{DC}} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (4.121)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (4.122)$$

Şekil 4.26 da verilen ikinci besleme adımına ait eşdeğer devre için elektriksel ve mekanik yana ilişkin durum denklemleri, komutasyon ve iletim olarak aşağıda tanımlanmıştır.



Şekil 4.26 $\frac{\pi}{3} < \theta_{elk} < \frac{2\pi}{3}$ rotor konumunda eşdeğer devre a) Komutasyon b) İletim

$\frac{\pi}{3} < \theta_{elk} < \frac{2\pi}{3}$ rotor konum aralığı komutasyon veya $i_c \leq 0$ oluncaya dek geçerli diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [2V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (4.123)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (4.124)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (4.125)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (4.126)$$

$\frac{\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \langle \frac{2\pi}{3}$ rotor konum aralığı iletim veya $i_c \leq 0$ olduktan sonra geçerli diferansiyel

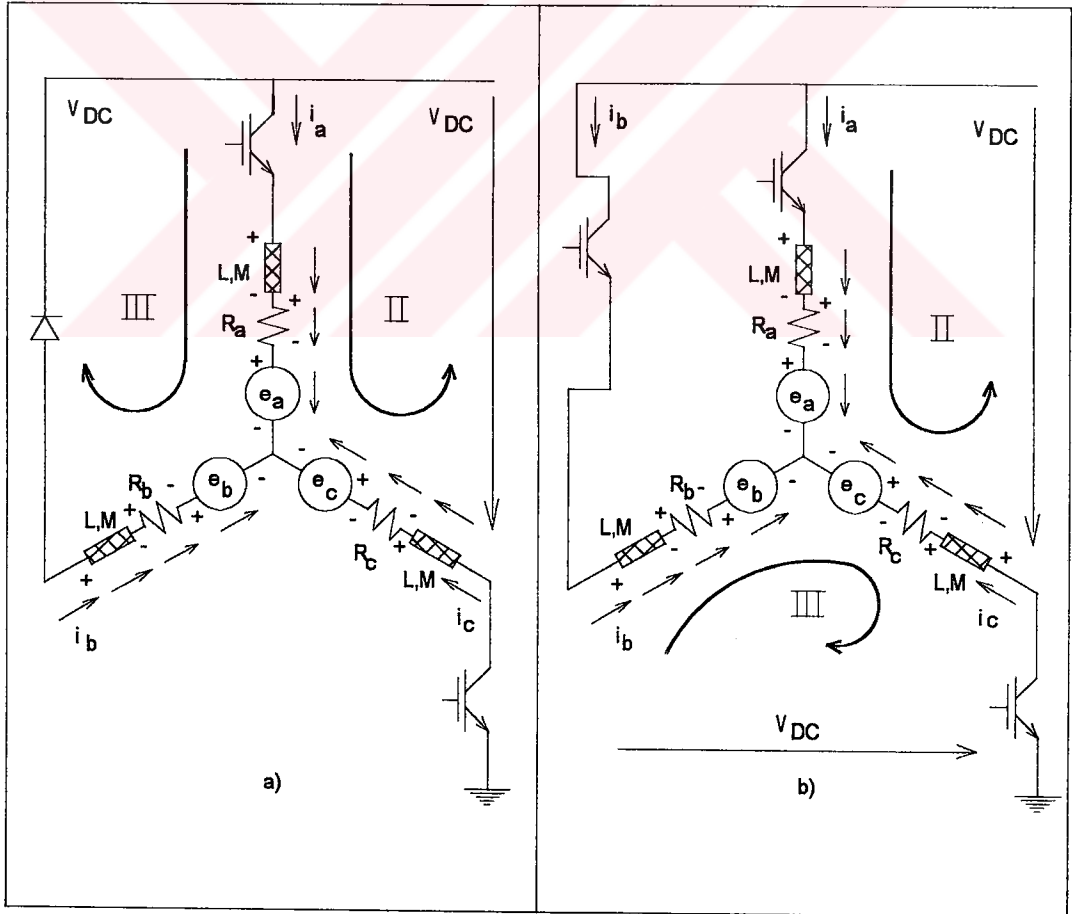
denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [2V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (4.127)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (4.128)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (4.129)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (4.130)$$



Şekil 4.27 $\frac{2\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \langle \pi$ rotor konumunda eşdeğer devre

a) Komutasyon b) İletim

Şekil 4.27 de verilen üçüncü besleme adımına ait eşdeğer devre için elektriksel ve mekanik yana ilişkin durum denklemleri, komutasyon ve iletim olarak aşağıda tanımlanmıştır.

$$\frac{2\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \langle \pi \text{ rotor konum aralığı komutasyon veya } i_b \geq 0 \text{ oluncaya dek geçerli}$$

diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (4.131)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (4.132)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (4.133)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (4.134)$$

$$\frac{2\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \langle \pi \text{ rotor konum aralığı iletim veya } i_b \geq 0 \text{ olduktan sonra geçerli diferansiyel}$$

denklem takımı:

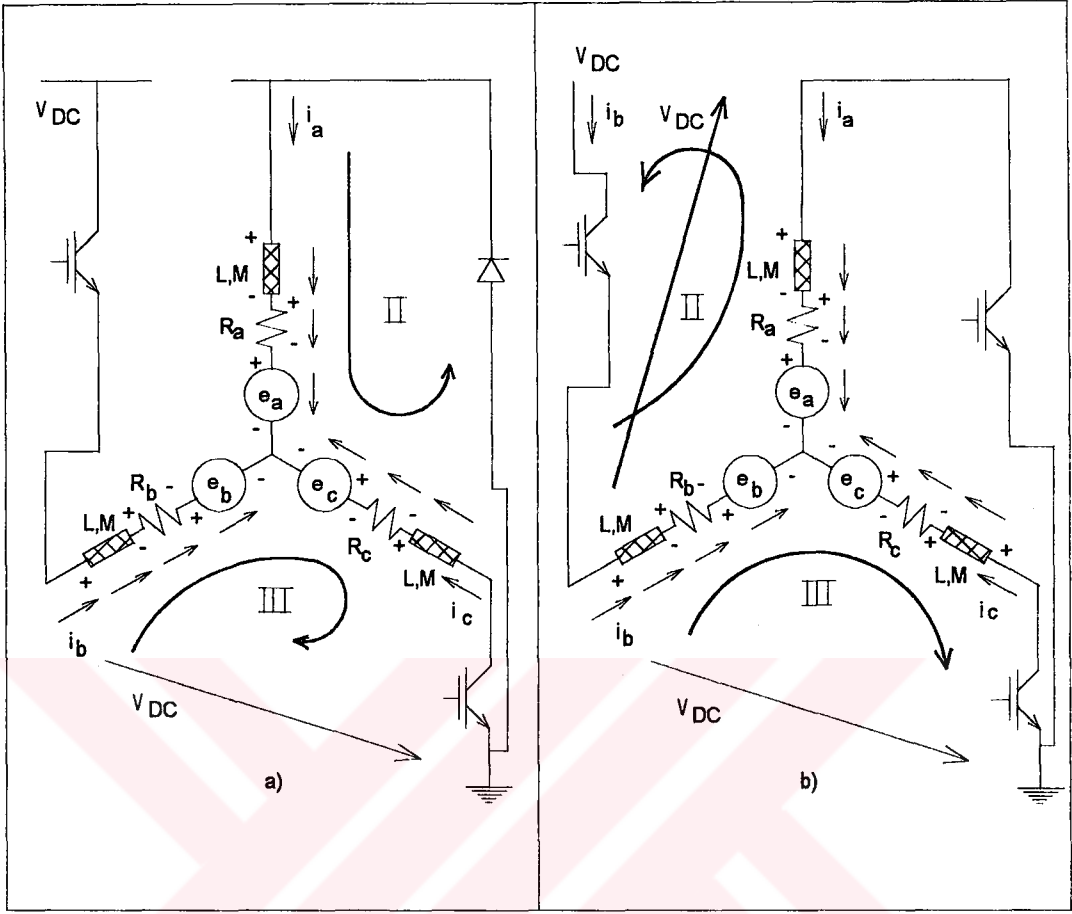
$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (4.135)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (4.136)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (4.137)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (4.138)$$

Şekil 4.28 ile verilen dördüncü besleme adımına ait eşdeğer devre için elektriksel ve mekanik yana ilişkin durum denklemleri, komutasyon ve iletim olarak aşağıda tanımlanmıştır.



Şekil 4.28 $\pi < \theta_{\text{elk}} < \frac{4\pi}{3}$ rotor konumunda eşdeğer devre a) Komutasyon b) İletim

$\pi < \theta_{\text{elk}} < \frac{4\pi}{3}$ rotor konum aralığı komutasyon veya $i_a \leq 0$ oluncaya dek geçerli diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (4.139)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [2V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (4.140)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (4.141)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (4.142)$$

$\pi < \theta_{\text{elk}} < \frac{4\pi}{3}$ rotor konum aralığı iletim veya $i_a \leq 0$ olduktan sonra geçerli diferansiyel

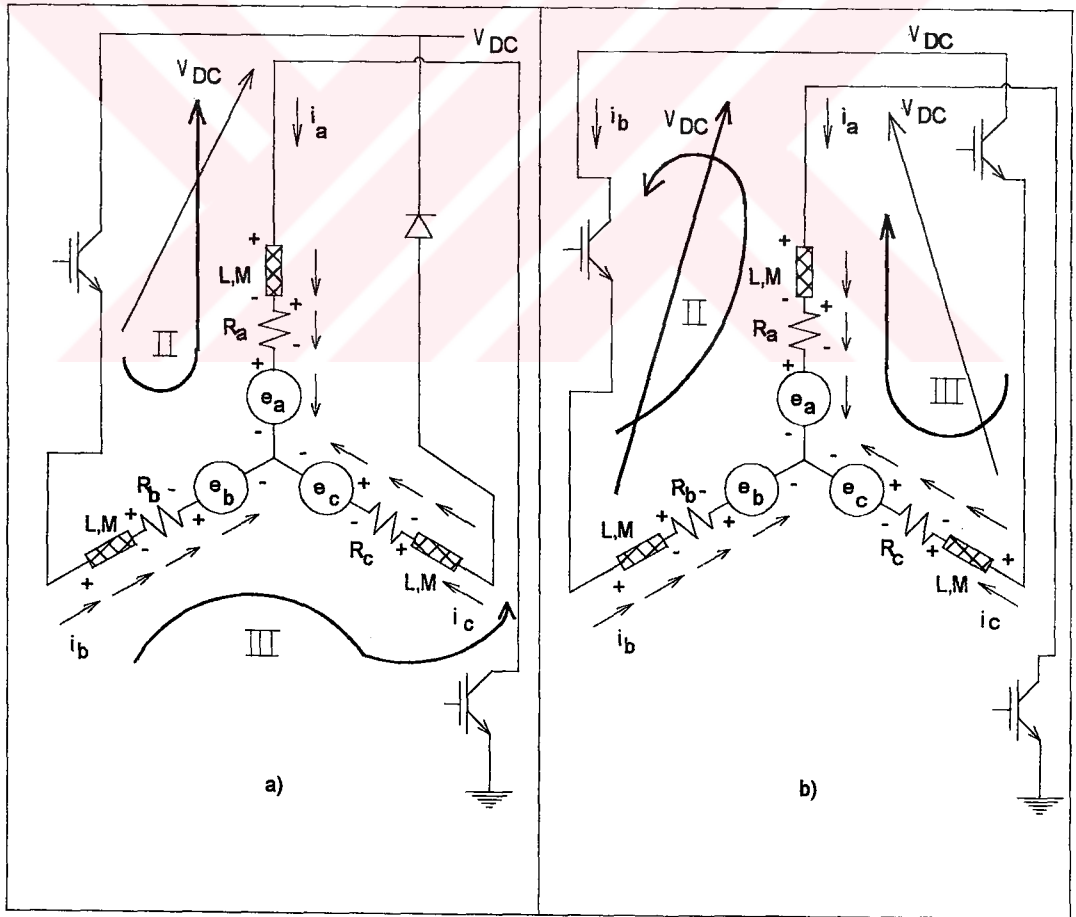
denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (4.143)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [2V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (4.144)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (4.145)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (4.146)$$



Şekil 4.29 $\frac{4\pi}{3} < \theta_{\text{elk}} < \frac{5\pi}{3}$ rotor konumunda eşdeğer devre a) Komutasyon b) İletim

Şekil 4.29 da verilen beşinci besleme adımına ait eşdeğer devre için elektriksel ve mekanik yana ilişkin durum denklemleri, komutasyon ve iletim olarak aşağıda tanımlanmıştır.

$\frac{4\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle \frac{5\pi}{3}$ rotor konum aralığı komutasyon veya $i_c \geq 0$ oluncaya dek geçerli

diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (4.147)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (4.148)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (4.149)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (4.150)$$

$\frac{4\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle \frac{5\pi}{3}$ rotor konum aralığı iletim veya $i_c \geq 0$ olduktan sonra geçerli

diferansiyel denklem takımı:

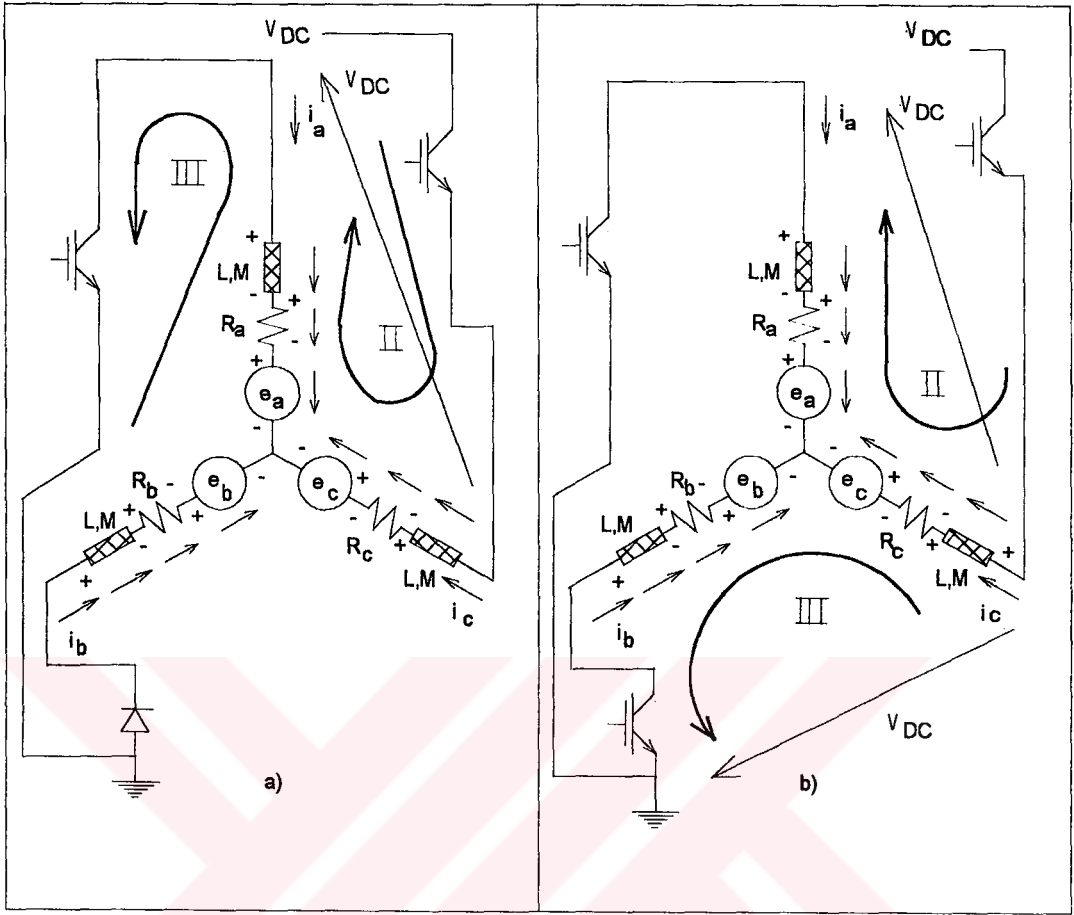
$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (4.151)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (4.152)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (4.153)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (4.154)$$

Şekil 4.30 da verilen altıncı ve son besleme adımına ait eşdeğer devre için elektriksel ve mekanik yana ilişkin durum denklemleri, komutasyon ve iletim olarak aşağıda tanımlanmıştır.



Şekil 4.30 $\frac{5\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \langle 2\pi$ rotor konumunda eşdeğer devre a) Komutasyon b) İletim

$\frac{5\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \langle 2\pi$ rotor konum aralığı komutasyon veya $i_b \leq 0$ oluncaya dek geçerli diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (4.155)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (4.156)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [2V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (4.157)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (4.158)$$

$\frac{5\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle 2\pi$ rotor konum aralığı iletim veya $i_b \leq 0$ olduktan sonra geçerli

diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a) \right] \quad (4.159)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b) \right] \quad (4.160)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[2V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c) \right] \quad (4.161)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} \left[k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}} \right] \quad (4.162)$$

Yukarıda verilen diferansiyel denklem takımlarından görüldüğü üzere, trapezoidal 180° elektriksel iletimli yapının rotor konum temelli matematik modelinin en önemli özelliği, iletim ve komutasyon durum denklemlerinin birbirinin eşi olmasıdır. Basit bir fikir yürütmeye bu özelliğin nedenleri anlaşılabilir. Bilindiği üzere 180° elektriksel iletimli besleme tekniğinde, fazlara ait üst ve alt kol anahtarları tamamen ilgili sargıda endüklenen gerilim dalga şekline bağlı olarak iletimdedir. İlgili rotor konumunda faz sargısında endüklenen gerilim pozitif ise üst kol, negatif ise alt kol güç anahtarı iletimdedir. Başka bir ifadeyle kesime giden güç anahtarının görevini, ilgili anahtarın eşlenik karşılığı almaktadır. 180° elektriksel iletimli yapının iletim ve komutasyon durum denklemlerinin birbirinin eşi olması, tamamen komutasyon mantığının yukarıda verilen özelliğinden kaynaklanmaktadır.

180° elektriksel iletimli yapının doğru akım bara, ve rotor konum temelli elektronik beslemesinin matematik modeli yukarıda verilmiştir. Tüm sistem davranışını veren durum uzayı modelinin tamamlanması için SMFM nin faz sargılarında endüklenen geriliminin de ilgili besleme adımlarında tanımlanması gereklidir. Bu bağlamda genelleştirilmiş matematik model felsefesine uygun olarak, faz sargılarında endüklenen gerilimin birim hız için, ki motor faz sabitine eşittir, matematik bağıntıları tanımlanmalıdır. Motor faz sargılarında endüklenen gerilim dalga şekli besleme yapısından bağımsız olduğundan, 120° elektriksel iletimli yapıda verilen

genelleştirilmiş yapı, altı darbeli 180° elektriksel iletimli beslemede de geçerliliğini korur. Bu nedenle, trapezoidal 180° elektriksel iletimli yapının sayısal benzetiminde, ayrıt 4.1.1 de verilen (4.67), (4.68), (4.69), (4.70), (4.71), (4.72), (4.73), (4.74), (4.75), (4.76), (4.77), (4.78), (4.79), (4.80), (4.81), ve (4.82) genel bağıntıları kullanılmıştır. Genelleştirilmiş endüklenen gerilim bağıntılarına uygulanan parametreler ise Şekil 4.22 ile bellidir.

Trapezoidal üç fazlı SMFM lu tahrik sisteminin 180° elektriksel iletimli altı darbeli besleme yapısının sayısal benzetim matematik modelinin tamamlanmasında son aşama, modele darbe genişlik modülasyon tekniğinin eklenmesidir. Ayrıtın son aşaması ise, 120° elektriksel iletimli beslemede olduğu üzere, genelleştirilmiş diferansiyel denklem takımlarının kurulmasıyla tamamlanacaktır.

DGM işaretinin, ki bundan sonra hız-moment veya besleme gerilim-akım denetimiyle ilintili herhangi bir algoritmanın sonucu olduğu varsayılacaktır, yüksek seviye durumunda bundan önce verilen rotor konum temelli diferansiyel denklem takımları geçerlidir. DGM işaretinin sıfır koşulunda ise, güç elektroniği besleme devresinin alt kol anahtar elemanları kesime girecek ve sistemi temsil eden eşdeğer devre topolojisi değişecektir. Bu bağlamda ilgili komutasyon aralıklarında yeni devre topolojileri daha önce tanıtılan devre analizi yaklaşımı ile irdelenip, yeni diferansiyel denklem takımları elde edilebilir. DGM işaretinin sıfır koşulunda, değişen devre topolojisi gereği, daha önce verilen diferansiyel denklem takımlarında kaynak fonksiyonu sıfır değerini alacaktır.

Trapezoidal üç fazlı SMFM lu tahrik sisteminin, 180° elektriksel iletimli altı darbeli besleme yapısının sayısal benzetimine temel olan matematik modelinin genelleştirilmiş hali aşağıda verilmiştir.

İki alt ve bir üst kol güç elektroniği elemanının iletimde olduğu besleme adımında durum denklemleri:

$$\frac{di_{alt1}}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-V_{DC} - 3Ri_{alt1} + w(k_{alt2} + k_{üst} - 2k_{alt1}) \right] \quad (4.163)$$

$$\frac{di_{alt2}}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-V_{DC} - 3Ri_{alt2} + w(k_{alt1} + k_{üst} - 2k_{alt2}) \right] \quad (4.164)$$

$$\frac{di_{üst}}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[2V_{DC} - 3Ri_{üst} + w(k_{alt1} + k_{alt2} - 2k_{üst}) \right] \quad (4.165)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} \left[k_{üst}i_{üst} + k_{alt1}i_{alt1} + k_{alt2}i_{alt2} - M_{yük} \right] \quad (4.166)$$

İki üst ve bir alt kol güç elektroniği elemanının iletimde olduğu besleme adımında durum denklemleri:

$$\frac{di_{üst1}}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[V_{DC} - 3Ri_{üst1} + w(k_{alt} + k_{üst2} - 2k_{üst1}) \right] \quad (4.167)$$

$$\frac{di_{üst2}}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[V_{DC} - 3Ri_{üst2} + w(k_{alt} + k_{üst1} - 2k_{üst2}) \right] \quad (4.168)$$

$$\frac{di_{alt}}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-2V_{DC} - 3Ri_{alt} + w(k_{üst1} + k_{üst2} - 2k_{alt}) \right] \quad (4.169)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} \left[k_{üst1}i_{üst1} + k_{üst2}i_{üst2} + k_{alt}i_{alt} - M_{yük} \right] \quad (4.170)$$

Yukarıda verilen geliştirilmiş diferansiyel denklem takımları iletimde olan üst ve alt anahtar durumuna göre, tüm besleme adımlarını temsil eden matematik modeli vermektedir. Daha önce vurgulandığı üzere, 180° elektriksel iletimli altı darbeli besleme yapısında iletim ve komutasyon denklemleri aynıdır. Bu nedenle geliştirilmiş model ikiye ayrılmamıştır. Daha önce tüm besleme adımları için tanımlanan diferansiyel denklem takımlarından anlaşılacağı üzere, yukarıda verilen geliştirilmiş model DGM işaretinin yüksek seviye koşulunda geçerlidir. DGM işaretinin düşük seviye veya kesim koşulundaki yapıda ise kaynak fonksiyonu, ilgili besleme topolojisi gereği sıfır değerini alacaktır.

Tezin bu ayrıtında verilen geliştirilmiş model kullanılarak, 180° elektriksel iletim açılı altı besleme adımli trapezoidal SMFM lu tahrik sistemleri irdelenebilir.

Trapezoidal 180° iletimli SMFM temelli tahrik sistemlerinin geçici ve kararlı hal cevabını ortaya koymaya yönelik bu matematik model ve EK A da akış şeması verilen bilgisayar programı ile, daha önce 120° elektriksel iletimli beslemenin sayısal benzetiminde tanıtılan çalışma ve hata koşulları analiz edilebilir.

4.2.2 Altı Darbeli 180° İletim Açılı Trapezoidal Besleme Sayısal Benzetim Sonuçları

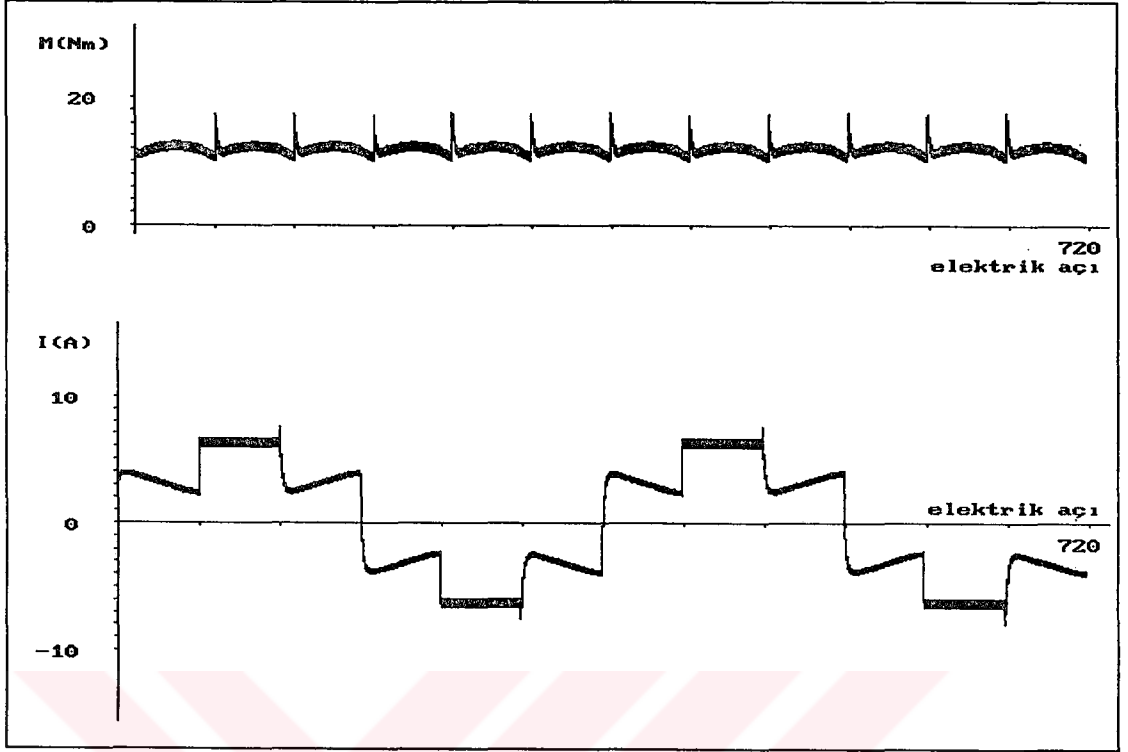
Bu çalışmada geliştirilen modelde, daha önceki ayrıtta vurgulandığı üzere, iletim ve komutasyonda rotor konumuna göre yönü belirli olmak üzere, üç faz da akım taşımaktadır. Bu bağlamda sistemi ifade eden diferansiyel denklemler (4.163)-(4.170) bağıntıları ile tanımlıdır. Rotor konumuna göre ilgili koşulların gerçekleşmesi modele eklenen anahtarlama adımları ile sağlanmıştır. Böylece, değişik çalışma koşullarında çözüm, rotor konumuna göre sistemi temsil eden değişik diferansiyel denklem takımlarının kullanılması suretiyle elde edilmiştir.

Anahtarlama durumlarını veya adımlarını temsil eden diferansiyel denklem takımlarının sayısal çözümlerinde 120° elektriksel iletimli yapıda sözü geçen, dördüncü dereceden Runge-Kutta algoritması kullanılmıştır. Sayısal benzetim tekniğinde kullanılan yaklaşım, daha önce tanıtılan sanal geçici rejim yapısıdır.

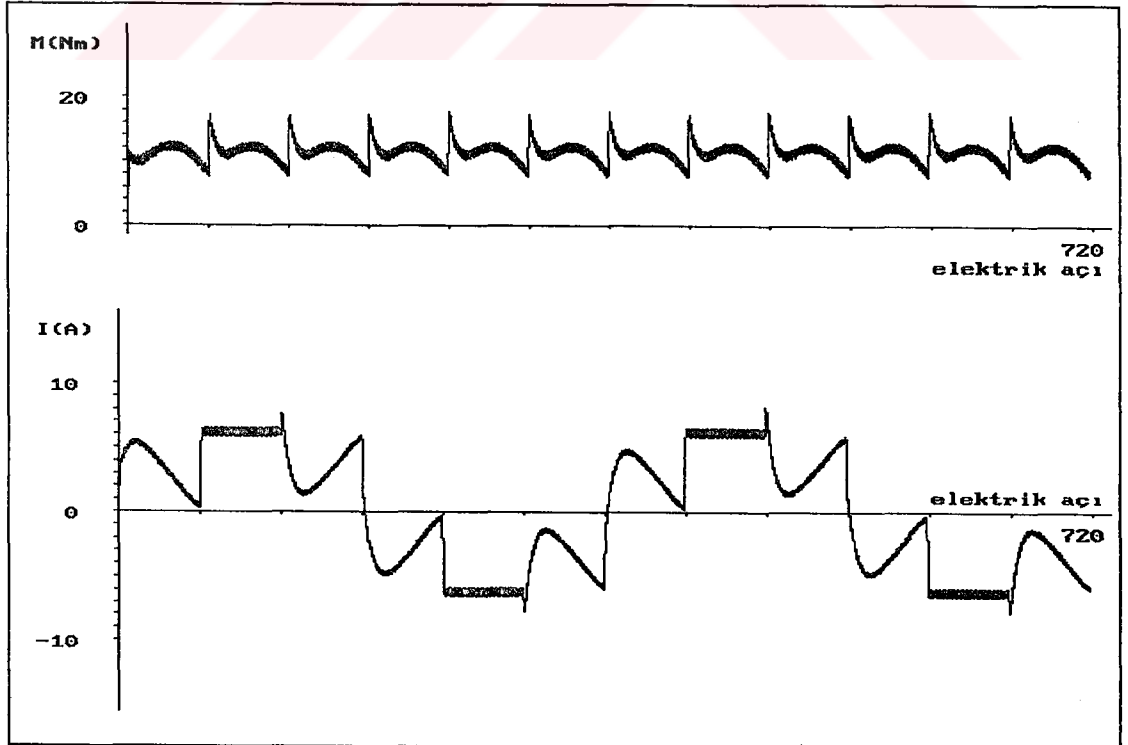
Trapezoidal 180° iletimli SMFM temelli tahrik sistemlerinin sayısal benzetim sonuçlarında durum değişkenlerine ait tüm ilk koşullar, kalkışı da dikkate almak üzere sıfır olarak alınmıştır. Bu bağlamda sıfır değerli ilk koşullarla başlatılan bir uyarma başka bir ifadeyle komutasyon veya iletim çevrimi koşturularak, çevrim sonunda elde edilen veriler, ikinci çevrimin ilk koşulları olarak kullanılmış ve bu durum kararlı çevrimlerin elde edilmesine kadar devam ettirilmiştir. Sayısal benzetimde tezin bundan önceki ayrıtında belirtildiği üzere, darbe genişlik modülasyonu da modele dahil edilmiştir. Kullanılan yaklaşımda özetle her aralık sonunda hesaplanan faz akımları ve rotor açısal hızı referans değerleri ile karşılaştırılmış ve akım-hız hatası elde edilmiştir. Oransal, integral ve türev (PID) denetleyiciye giriş büyüklüğü olarak hız hatası uygulanmıştır. Böylece kontrol kuramının uygulandığı ölçeklenmiş akım

referansı oluşturulmuştur. Elde olunan akım hatası bir histeresis akım denetleyici yardımıyla değerlendirilmiş ve bu değerlendirme sonucunda elde edilen DGM işareti ile rotor konumuna karşı düşen anahtarlama veya komutasyon işareti mantık anlamında VE lenerek ilgili anahtar iletime veya kesime geçirilmiştir. Sayısal benzetim için kullanılan bilgisayar programının akış şeması EK A da verilmiştir.

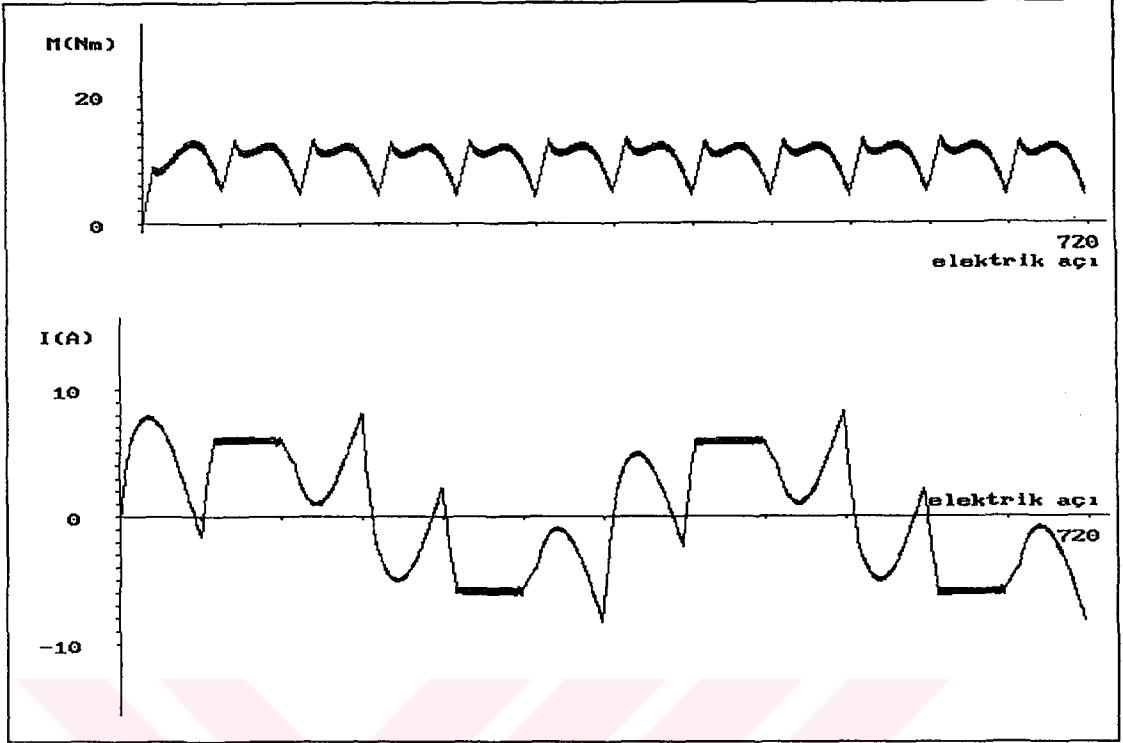
Çalışmada kullanılan motora ait sac ve mıknatıs kesiti iki boyutlu olarak Şekil 4.14 ile verilmiştir. Sayısal benzetimde kullanılan motor parametreleri, tezin bundan önceki alt ayrıtında tanıtılmıştır. Parametreleri belirli trapezoidal beslemeli sürekli mıknatıslı motor için, uygulama açısından kritik bazı hızlarda mil momenti ve A fazı akımının değişimini veren sayısal benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir. Sayısal benzetimde, 120° elektriksel iletimli beslemede tanımlanan tüm özellikler ve Şekil 4.15 ile verilen denetim blok diyagramı geçerliliğini korumaktadır. Başka bir deyişle her iki iletim seçeneğinde de tüm ilkeler ve koşullar eşdeğer tutularak, sayısal benzetim sonuçlarının aynı temelde yorumlanması amaçlanmıştır. Trapezoidal 180° elektriksel iletimli besleme için kurulan matematik model kullanılarak, EK A da verilen sayısal benzetim algoritması yardımıyla, sistem cevabı 50, 200, 800, 1000, 1200 ve 1300 d/d motor hızları için aşağıda verilmiştir.



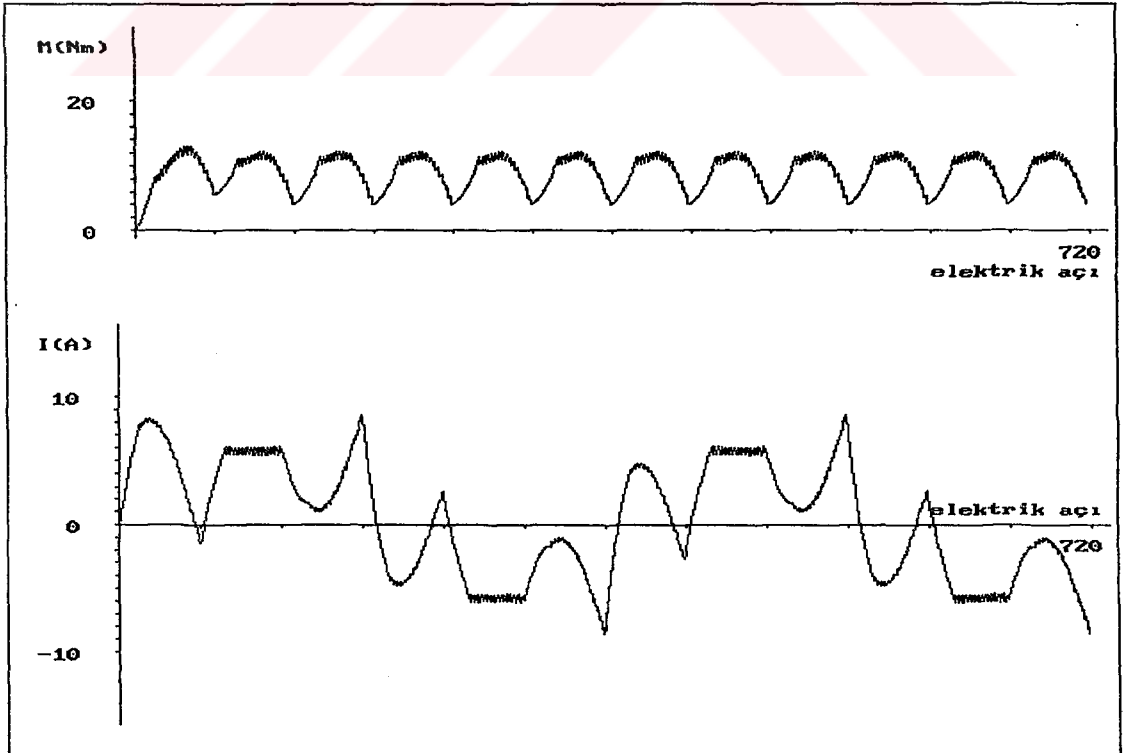
Şekil 4.31 50 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi



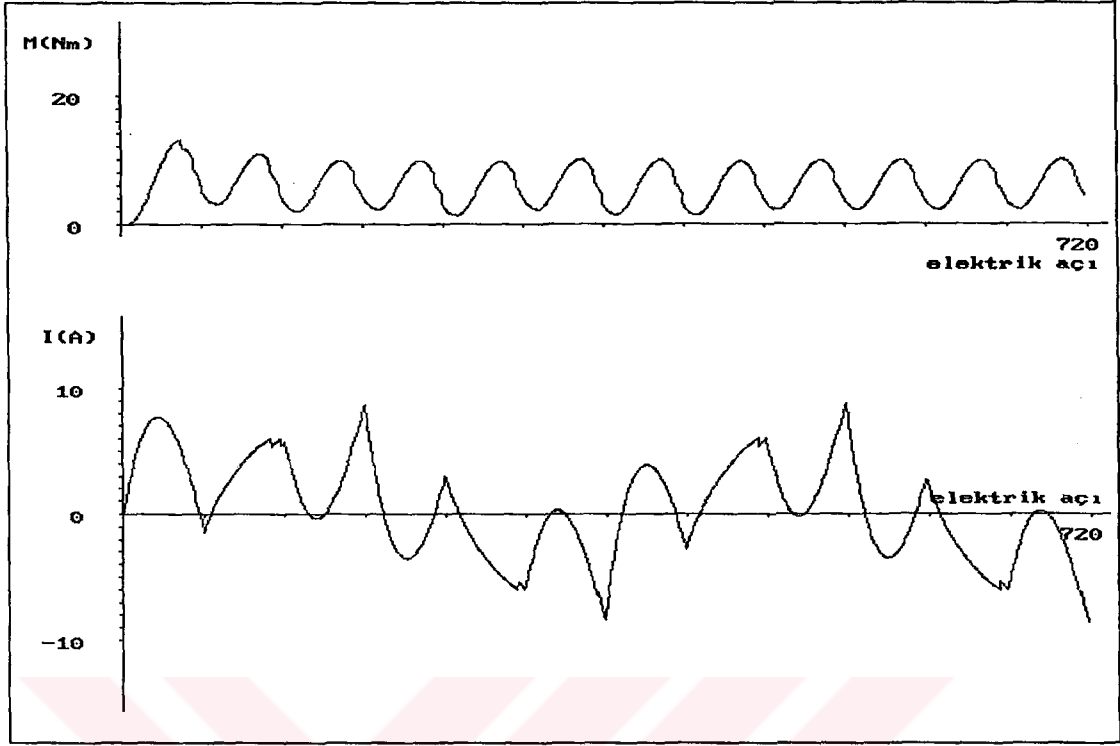
Şekil 4.32 200 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi



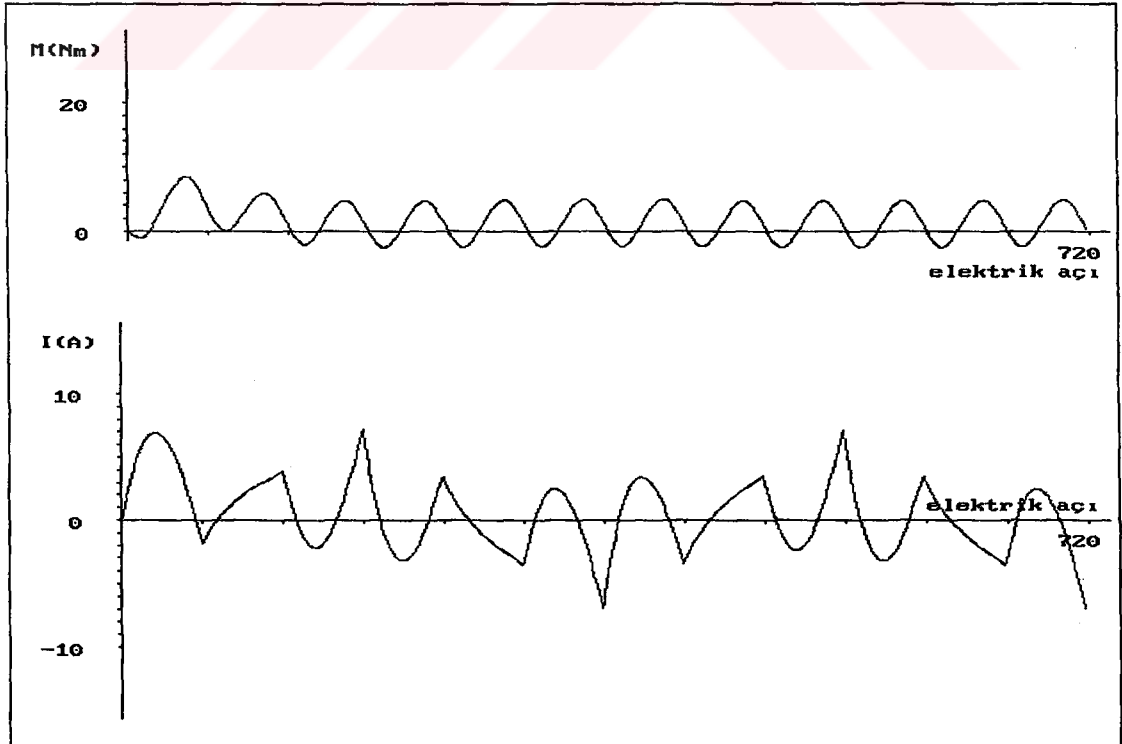
Şekil 4.33 800 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi



Şekil 4.34 1000 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi



Şekil 4.35 1200 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi



Şekil 4.36 1300 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi

4.3 SAYISAL BENZETİM SONUÇLARININ YORUMU

Trapezoidal SMFM un altı darbeli beslemesi ile ilgili sayısal benzetim sonuçları, 120° ve 180° elektriksel iletim için tezin bir önceki ayrıtında verilmiştir. Uygulamada özel önem taşıyan sabit motor hızları için verilen sonuçlar, bu ayrıtta irdelenecek ve yorumlanacaktır. Bu kapsamda yapılan irdeleme esnasında her iki iletim seçeneğinin uygulamaya dönük doğal sınırları da özellikle vurgulanacaktır.

Altı darbeli trapezoidal 120° ve 180° elektriksel iletim seçeneklerinin daha önce vurgulanmayan ortak noktaları aşağıda verilmiştir:

- Rotor konum algılayıcı sayısı ve yerleşimi aynıdır.
- Çalışmada sayısal benzetim ve tasarlanan prototip için uygulanan denetim yapısı eşdeğerdir.
- Her iki teknik komutasyon açısından, basit mantık temelli yapılar ile ifade edilebilir.

Altı darbeli trapezoidal 120° ve 180° elektriksel iletim seçeneklerinin farklılıkları aşağıda verilmiştir:

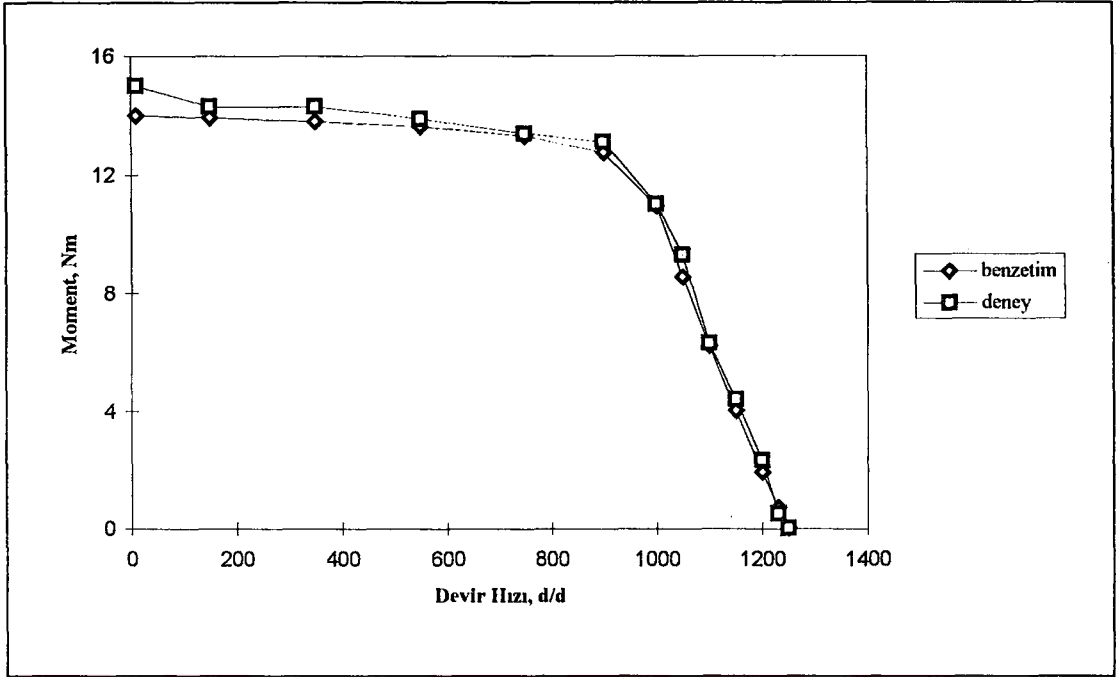
- 120° iletimli yapıda bakır kullanımı %67 iken, 180° iletimli yapıda %100 dür.
- 120° iletimli yapıda iletim ve komutasyon denklemleri birbirlerinden farklı iken 180° iletimli yapıda aynıdır.
- İdeal şartlar altında bir güç anahtarının, 120° iletimli yapıda etkin akımı ($I/\sqrt{3}$) iken, 180° iletimli yapıda ($I/\sqrt{2}$) dir. Burada I histeresis akım denetleyici üzerinden uygulanan akım referansıdır.
- Komutasyon anları hariç 120° iletimli yapıda, moment üretimi iki faz üzerinden sağlanırken, 180° iletimli yapıda her üç faz moment üretimine katkı sağlamaktadır.

120° ve 180° iletimli tekniklerin sayısal benzetiminde uygulanan denetim ve besleme yapısı, Şekil 4.37 ile devre şeması ve EK B de akış diyagramı verilen elektronik donanım ve yazılım kullanılarak, prototip anlamda gerçekleştirilmiştir. Donanım yapısı temel olarak, üç hall etkili algılayıcı, programlanabilir mantık birimi (PMB), Texas Instruments TMS370 mikroişlemci, IR2130 üç fazlı kapı sürücüsü ve çevresel birimlerden oluşmaktadır. Sistemde elektronik komutasyon PMB tarafından

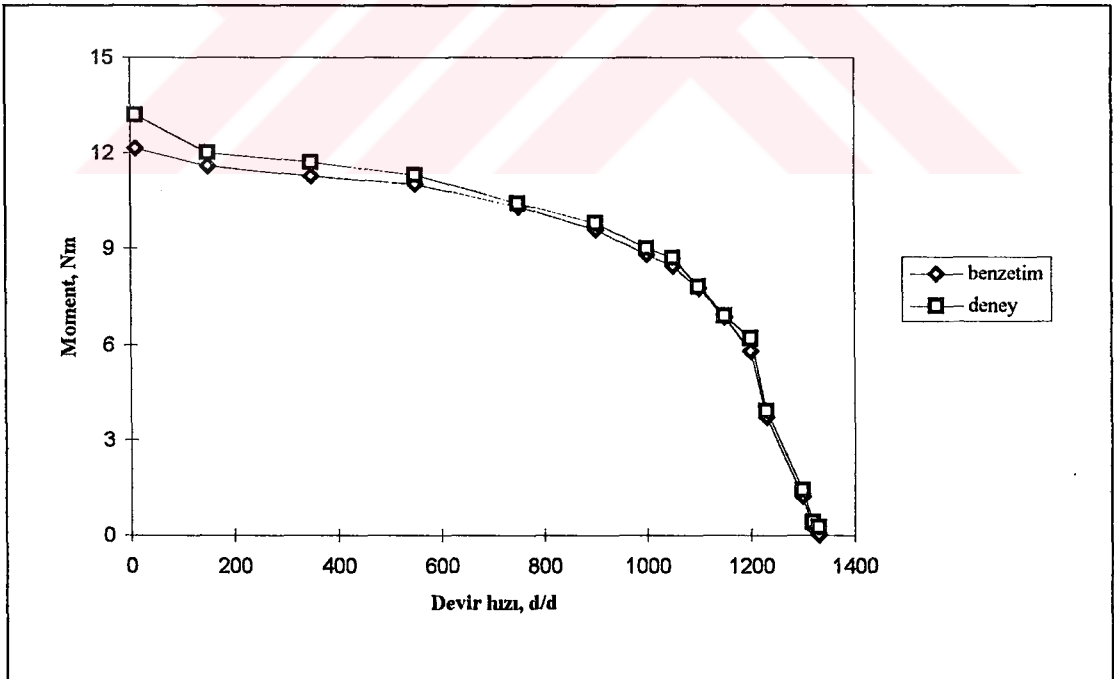
yapılmaktadır. Bu çalışmada geliştirilen elektronik komutasyon tümdevresi, motor kutup sayısı, stator sargı bağlantısı (yıldız veya üçgen), rotor tipi ve algılayıcı elemanın cinsinden bağımsız herhangi bir trapezoidal SMFM un elektronik komutasyonunu sağlayacak genel bir yapıya sahiptir. PMB de kullanılan mantık yapısı 120° ve 180° elektriksel iletim seçenekleri için sırasıyla Tablo 4.2, 4.3, 4.4 ve 4.5 ile verilmiştir. 120° ve 180° elektriksel iletim seçenekleri bir ve yalnız bir PMB üzerine yerleştirilmiş ve PMB nin belli bir giriş işaretinin yüksek veya düşük seviye olmasıyla iletim yapısı seçilebilir kılınmıştır. Böylece tümdevrenin her iki komutasyon seçeneğini de aynı donanım ve yazılım ile icra etmesi sağlanmıştır. Tümdevre TTL uyumludur ve (4.1) ile verilen 120° elektriksel algılayıcı yerleşimine göre fonksiyonunu yerine getirmektedir. Komutasyon mantığının PMB üzerine programlanması, National Semiconductor Co. PLD Geliştirme Sistemi ve OPAL yazılımı üzerinden gerçekleştirilmiştir. Bu bağlamda mikroişlemci üzerindeki tek yük, hız, da bara gerilim ve akım işaretini işleyerek Şekil 4.15 ile verilen denetleyici yapısının fonksiyonunu yerine getirmektir. Hall elemanların çıktıları (4.171) mantık ifadesi yardımıyla hız işaretine çevrilmiştir. Bu yaklaşımın nedeni bir mekanik turda alınan işaretin frekansının üç kat artırarak, hız sinyali daha yüksek bir duyarlılıkla elde etmektir. Böylece elde olunan hız sinyali mikroişlemcinin bir zamanlayıcı (T1IC) işaretini oluşturmuştur. Hız ve da bara gerilimi ölçüm çevrimi yenileme süresi, 50 ms olarak seçilmiştir. Doğru akım bara gerilimi, sayısal işlemcinin ikinci (AD2) analog sayısal kanalı üzerinden ölçülmektedir.

$$\text{hız} = (H_A * H_B) + (H_B * H_C) + (H_A * H_C) \quad (4.171)$$

Şekil 4.15 ile verilen denetleyici yapısında da bara akımı, mikroişlemcinin birinci A/D analog sayısal kanalı (AD1) yardımıyla algılanmakta ve çevrim her 100 μ s sonunda yeniden başlatılmaktadır, başka bir ifadeyle akım denetim çevrim frekansı 10 kHz dir. 100 μ s lik akım denetimi cevap süresinin çok düşük rotor hızları (0-20 d/d) haricinde başarı ile çalıştığı gözlenmiştir. Bu durum sayısal benzetim ve fren deneyi sonucu elde olunan tahrik sistemi ortalama moment değerlerinin karşılaştırıldığı grafiklere de yansımıştır. Faz sargılarında endüklenen gerilimin belli bir değerin üzerinde olduğu durumda başka bir deyimle 20 d/d den yüksek rotor hızlarında denetleyicinin başarı ile



Şekil 4.38 120° iletim açılı beslemeye, sayısal benzetim ve deney sonuçları



Şekil 4.39 180° iletim açılı beslemeye, sayısal benzetim ve deney sonuçları

Şekil 4.38 ve 4.39 den anlaşıldığı üzere, sayısal benzetim ve deney sonuçları arasında iyi bir uyum sağlandığı gözlenmektedir. Daha önce de belirtildiği gibi, çok düşük rotor hızlarında akım denetim çevriminin cevap süresi kısıtı, bu bölgede bir farklılığa

neden olmuştur. 120° ve 180° elektriksel iletim seçeneklerine ait sayısal benzetim ve deney sonuçlarının daha detaylı analizi ve uygulamada karşılaşılabilecek kısıtları ortaya koymak için başka bir kritere daha ihtiyaç vardır. Tez çalışmasında bu kriter, konuyla da yakın ilgili olması nedeniyle, moment dalgalılık oranı veya katsayısı olarak seçilmiştir. Bu yaklaşımda daha farklı performans veya karşılaştırma kriterleri de seçmek mümkündür, sözgelimi bu kriterler verim, bakır kayıpları, şebeke kapısındaki güç faktörü veya belli bir yük momenti için güç elektroniği anahtarı etkin akımı olabilir. Tezin önceki ayrıtlarında vurgulandığı üzere tüm bu karşılaştırma kriterleri, çıkış büyüklüğü anlamında sayısal benzetim matematik modelinden elde edilebilmektedir.

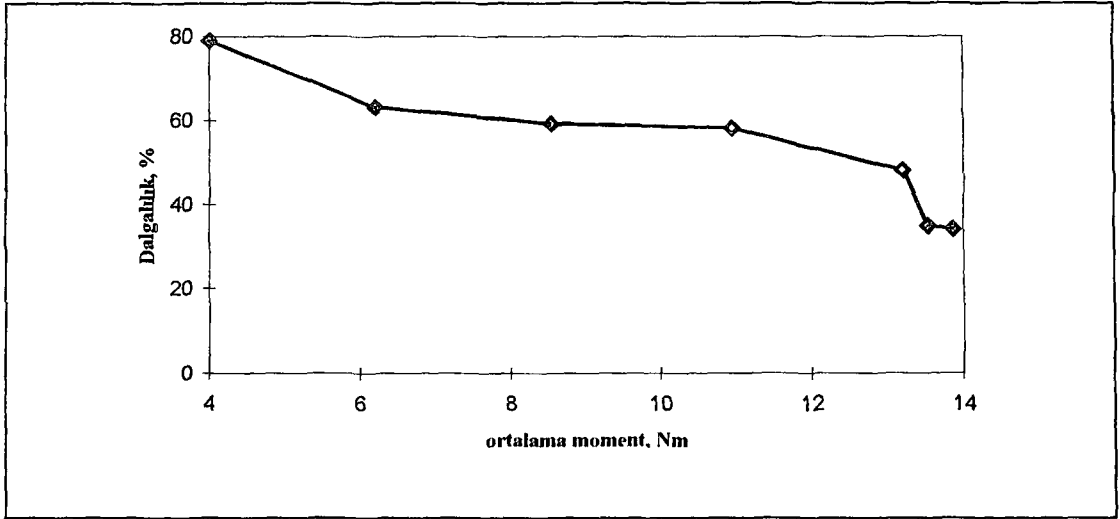
Performans kriteri olarak seçilen moment dalgalılık oranı veya katsayısı (4.172) ifadesi ile verilmiştir.

$$D_M = \frac{M_{üst} - M_{alt}}{M_{ort}} \quad (4.172)$$

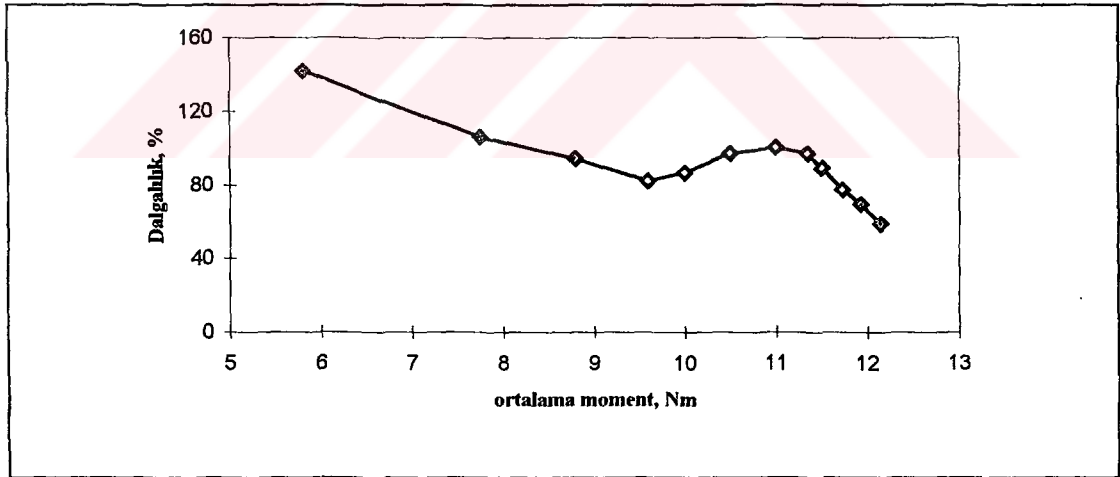
ifadesinde $M_{üst}$, M_{alt} ve M_{ort} sırasıyla belli bir motor hızında mil ani moment değişiminin üst sınırını, alt sınırını ve ortalama değerini simgelemektedir.

Şekil 4.38 ve 4.39 ile verilen ortalama mil momentleri için bu kriter kullanılıp, tüm hız aralığı için dalgalılık katsayısı 120° ve 180° elektriksel iletim seçenekleri için ayrı ayrı çizilirse, Şekil 4.40 ve 4.41 ile verilen eğriler elde edilecektir. Bu eğriler ile trapezoidal SMFM un altı darbeli beslemesi için kullanılabilecek, iki iletim seçeneğinin moment dalgalılığı anlamında sınırları da tanımlanabilir. Moment dalgalılık katsayısının motor hızıyla olan değişimini de vermek mümkündür ancak yük momentinin sabit olmadığı durumlarda böyle bir değişimin tasarımcıya bir katkısı olmayacaktır, bu nedenle dalgalılık katsayısının ortalama moment ile değişiminin verilmesiyle yetinilmiştir. 120° ve 180° elektriksel iletim açılı trapezoidal altı darbeli besleme seçeneklerini, bu ayrıtta verilen ortalama moment (sayısal benzetim-deney), hız aralığı, moment dalgalılık katsayısı değişimi gibi özellikleri ile irdelemek

mümkündür. Bu ayrıtın son aşaması iki iletim seçeneğinin analizi ve uygulamaya dönük karşılaştırılmasına ayrılmıştır.



Şekil 4.40 120° elektriksel iletimli beslemede ortalama momente göre dalgalılık katsayısı değişimi



Şekil 4.41 180° elektriksel iletimli beslemede ortalama momente göre dalgalılık katsayısı değişimi

120° ve 180° elektriksel iletim açılı trapezoidal altı darbeleri besleme seçeneklerinin, parametreleri daha önce tanıtılan SMFM lu tahrik sisteminde, gözlenen özellikleri veya sistem performansına katkıları aşağıda verilmiştir. Söz konusu özellikler, teze konu olan yeni besleme yaklaşımının temelini ve gerekçesinin ortaya konması açısından da özel önem taşımaktadır.

120° elektriksel iletimli besleme:

- Hız-moment denetimi için DGM tekniğinin uygulandığı alt kol anahtarlarının komutasyonu esnasında, sistemde akım geri besleme bilgisi geçici olarak kaybolmaktadır. Bu durum özellikle düşük hız bölgesinde (0-400 d/d), faz akımının pozitif alternansında oluşan sıçrama ile kendini belli etmektedir. Aynı hız aralığı için ani momentte de benzer etki gözlenmektedir.
- 500 d/d lık motor hızından sonra, alt ve üst kol anahtar komutasyonu faz akımında ani çökmelere neden olmaktadır. Bu bağlamda ani momente bir yansıma yoktur. Ancak aynı hız sınırından sonra ani momentte alt kol güç anahtarı komutasyonundan kaynaklanan sıçrama ortadan kalkmıştır.
- Trapezoidal SMFM un ortalama momentinin yaklaşık sabit kaldığı hız sınırının, ki bu hız sınırı temel hız olarak tanımlanabilir, 900 d/d olduğu hesaplanmış ve deneysel olarak doğrulanmıştır. Bu hızdan itibaren faz akımı üzerinde DGM işareti etkilerinin de kaybolduğu ve mil momentinin doğrusal olarak azaldığı görülmektedir.
- Tahrik sisteminde boşta yüksüz hızın 1250 d/d olduğu sayısal benzetimle hesaplanmış ve deneysel olarak da doğrulanmıştır.
- Ani momentin, temel hızın altında endüklenen gerilim dalga şeklini izlediği görülmektedir.
- 120° elektriksel iletimli beslemede sistemden alınabilecek tüm ortalama moment ve ona karşı gelen hız aralığında, dalgalılık katsayısı 180° elektriksel iletimli beslemeye kıyasla düşük olduğu hesaplanmıştır.
- 120° elektriksel iletimli beslemede endüklenen gerilimin düz bölgesindeki çalışmadan dolayı akım denetimi, 180° elektriksel iletimli beslemeye kıyasla daha başarılı çalışmaktadır.

180° elektriksel iletimli besleme:

- 120° elektriksel iletimli beslemenin özelliklerinin irdelendiği bölümde belirtildiği üzere, tüm çalışma bölgesinde moment dalgalılık katsayısı bağıl olarak yüksek ve endüklenen gerilimin düşük bölgelerinde söz konusu olan komutasyondan dolayı akım denetimi daha güçtür. Akım denetiminde görülen bu olumsuzluk tüm simülasyon sonuçlarına yansımıştır.

- Her alt ve üst kol güç anahtarı komutasyonu, özellikle (0-700 d/d) aralığında ani moment değişiminde sıçrama şeklinde görülmektedir.
- 120° elektriksel iletimli beslemede olduğu gibi bir temel hız tanımı mümkün değildir. Ancak faz akımı ve ani moment değişimi üzerinde DGM işareti etkisinin gözükmediği 1150 d/d hız sınırı bir başka yorumla temel hız olarak adlandırılabilir. Nitekim bu hızdan itibaren ortalama moment değerindeki düşüş artmaktadır.
- Tahrik sisteminde boşta yüksüz hızın 1340 d/d olduğu sayısal benzetimle hesaplanmış ve deneysel olarak da doğrulanmıştır. Boşta hız 120° elektriksel iletimli beslemeye kıyasla %10 artış göstermiştir.
- 1100 d/d devir hızından sonra 120° elektriksel iletimli beslemeye kıyasla milden alınan ortalama momentte belirgin bir artış söz konusudur. Buna rağmen moment dalgalılığında aynı oranda bir artış gözükmemektedir.

Sayısal benzetim ve deneysel sonuçlara dayanılarak, 120° elektriksel iletimli beslemenin özellikle kendi temel hız sınırına kadar gerek ortalama moment ve gerekse moment dalgalılığı anlamında üstün olduğu görülmektedir. Buna karşın ilgili hız sınırından sonra başka bir deyişle yüksek hızlarda, 180° elektriksel iletimli besleme yaklaşımının, sistemden beklenen özellikler de dikkate alınarak uygulanabileceği ve bu bağlamda tahrik sistemi performansını artıracığı anlaşılmaktadır.

BÖLÜM 5

SMFM'LU TAHRİK SİSTEMLERİNDE ONİKİ DARBELİ BESLEME YAPISI

5.1 GENEL

Tezin bundan önceki ayrıtlarında özetle SMFM lu tahrik sistemleri için sinüsoidal ve altı darbeli 120° - 180° elektriksel iletimli trapezoidal besleme yaklaşımları gerek matematik modelleme-sayısal benzetim ve gerekse prototipe dönük tasarım ve deneysel teknikler kullanılarak irdelenmiştir. SMFM lu yapılara sinüsoidal ve trapezoidal yaklaşımların yansımaları özellikle moment darbeleri ve teze konu olan özel uygulamadan beklenen kriterler bağlamında yorumlanmış ve doğrudan tahrikli bir motor üzerinde denenerek sonuçlar analiz edilmiştir. Bu ayrıtta şimdiye dek verilen besleme yaklaşımlarına bir alternatif olarak oniki darbeli besleme tekniği sunulacaktır. Günümüze dek literatürde yer almayan bu yaklaşım, ilk aşamada genel bir bakış açısıyla ilkesel anlamda tanıtılacak ve daha sonra elektronik komutasyon yapısı ayrıntılı olarak irdelenecektir. İlkesel açıklamaya geçmeden önce oniki darbeli besleme tekniği ile kazanılması düşünülen üstünlükler ve klasik altı darbeli beslemenin olumsuzluklarının bir kez daha farklı bir bakış açısıyla analiz edilmesi yararlıdır. Tezin bundan sonraki aşamalarında “trapezoidal altı darbeli besleme” ifadesinin aksi belirtilmedikçe, 120° ve 180° elektriksel iletimli yaklaşımların her ikisini de kapsadığı varsayılacaktır.

- Altı darbeli besleme ile üretilen momentte altıncı (ve katları) harmonik bileşen baskındır. Bu nedenle sistemde komutasyon frekansına sahip rahatsız edici bir akustik gürültü söz konusudur. Gerçekleştirilen prototiplerden bu özelliğin düşük motor hızlarında daha etkili bir şekilde kendini belli ettiği gözlenmiştir.
- 120° elektriksel iletimin yüksek hız bölgesi dışında, 180° elektriksel iletimli yaklaşıma kıyasla moment kalitesi anlamında üstün olduğu belirlenmiştir. Ancak, bu

yaklaşımında gözlenen bir diğer özellik, endüklenen gerilim dalga şeklinin bağıl olarak yüksek olduğu noktalarda uygulanan komutasyon ilkesi ve sargı endüktansı nedeniyle fazlar arası komutasyonda akım cevabının istenen hızda yükselmemesi veya kesim komutu ile istenen hızda sıfıra çekilememesidir. Bu özellik Şekil 2.8 de açık olarak görülmektedir.

- DA barasında kullanılan bir ve yalnız bir akım algılayıcısı nedeniyle, fazlar arası komutasyonda akım geri besleme bilgisi geçici olarak kaybedilmektedir.
- Alt kol güç anahtarlarının komutasyonu esnasında karşılaşılan akım bilgisi kaybı, faz akımının pozitif alternansında bir akım sıçramasına neden olmakta ve doğrudan ani momentte kendini göstermektedir.
- 120° elektriksel iletimli beslemede ani moment, özellikle sistemden yüksek performans beklenen düşük hız aralığında, endüklenen gerilim dalga şeklini izlemektedir. Bu nedenle yıldız noktasına göre faz sargısında endüklenen gerilim dalga şeklinin iletimde etkili olan düz bölge genişliği büyük önem kazanmaktadır. Aksi durumda ani momentte derin çöküşler kaçınılmazdır. Ancak her uygulamada bu durumun sağlanması söz konusu değildir ve 120° elektriksel iletimli beslemede bu olumsuz özelliğin de giderilmesi gereklidir.

Oniki darbeli besleme yapısı ile altı darbeli yaklaşımın yukarıda vurgulanan olumsuz özelliklerinin aşılması amaçlanmıştır. Bu bağlamda yeni besleme yaklaşımının aşağıda tanıtilen ilkeleri içermesi öngörülmüştür.

- Bir elektriksel çevrimde komutasyon sayısı artırılmalıdır. Böylece komutasyon temelli moment darbesi bileşen frekansı yükselecek ve mil eylemsizliği, düşük devir hızlarında bile, belli bir ölçekte söz konusu etkiyi sönmüleyebilecektir.
- Alt kol güç elektroniği elemanının komutasyonu sırasında kaybolan akım bilgisi, yeni besleme yaklaşımı ile kazanılmalıdır.
- Yeni yaklaşımda geliştirilen elektronik komutasyon tekniğinin, klasik altı darbeli yapının olumlu özelliklerini sözgelimi, basit konum algılayıcısı kullanımı, mantık temelli komutasyon ilkesi ve endüklenen gerilime uyumlu akım dalga şekli üretme gereksinimi içermemesi gibi, kapsamı esastır. Ancak bu bağlamda tezin üçüncü ayırıtında tanıtilen kriterlere ve genel çerçeveye uyum sağlanabileceği açıktır.

- Oniki darbeli beslemede denetim amaçlı kullanılacak sayısal denetleyici mimarisi, klasik altı darbeli besleme için gerekli olan yapıyı maliyet ve performans açısından aşmamalıdır.

Trapezoidal oniki darbeli besleme yaklaşımının amacı, yukarıda vurgulanan genel özellikler çerçevesinde, basit ve düşük maliyetli rotor konum algılayıcısı ve sinüsoidal ilkeye kıyasla karmaşık olamayan bir denetim ilkesiyle klasik altı darbeli besleme tekniğinin olumsuzluklarını aşmaktır. Daha önce de vurgulandığı üzere günümüzde, uygulamada istenmeyen moment darbeleri, fazlasıyla yüksek maliyet gerektiren sinüsoidal SMFM-resolver ikilisi ve karmaşık çözümlerle aşılmaya çalışılmaktadır. Bu çalışmada önerilen oniki darbeli besleme yaklaşımı ile, trapezoidal motor tasarımını değiştirmeden moment darbelerinin en azlanması amaçlanmaktadır. Bununla beraber yeni besleme yaklaşımının motor tasarımı ile birlikte ele alınması moment kalitesinin daha da iyileştirilmesine katkı sağlayacaktır.

Bir önceki ayırttan bilindiği gibi, SMFM lu tahrik sistemlerinde motor faz sargısında endüklenen gerilim dalga şekli, ani moment üzerinde etkili önemli parametrelerden biridir. Sinüsoidal ve 180° elektriksel iletimli yaklaşım sonuçlarından anlaşılacağı üzere, endüklenen gerilim dalga şekline uyumlu akım dalga şeklinin de moment darbelerini önleyici bir etkisi vardır. Yukarıda verilen yorumlardan hareketle, SMFM lu tahrik sistemlerinde moment dalgalılığının endüklenen gerilim, akım dalga şekli ve komutasyon sayısına bağlı olduğu sonucuna ulaşılabilir. Komutasyon sayısının artırılması, literatürde motorun faz ve dolayısıyla güç elektroniği devresinin kol sayısının artışı ile sağlandığı ve bu kapsamda özellikle beş ve yedi fazlı SMFM ların tasarlandığı daha önceki ayırtlarda belirtilmişti. Beş ve yedi fazlı yapılarda kullanılan güç elektroniği anahtarı sayısı sırası ile on ve ondördür, doğal olarak denetimli anahtar sayısındaki artış aynı oranda serbest geçiş diyotlarına da yansımaktadır. Tezin ikinci ayırta da bahsedildiği üzere, beş ve yedi fazlı trapezoidal motorlar ile nominal momentin %5 veya %7 si kadar moment dalgalılığına ulaşmak mümkün olmaktadır [5,16,19]. Bu özel hal klasik fırçalı da motorlarda kolektör lamel sayısının artışı ile eşdeğerdir ve temelde ana amaç, bir elektriksel çevrimdeki komutasyon sayısını artırmaktır. Komutasyon sayısındaki artışa ek olarak, daha farklı bir yorumla

komutasyon sayısının artırılması, fazlar arası geçişte akım değişimini veya fazlar arası akım transferini yumuşatıcı bir etkiye de neden olacaktır.

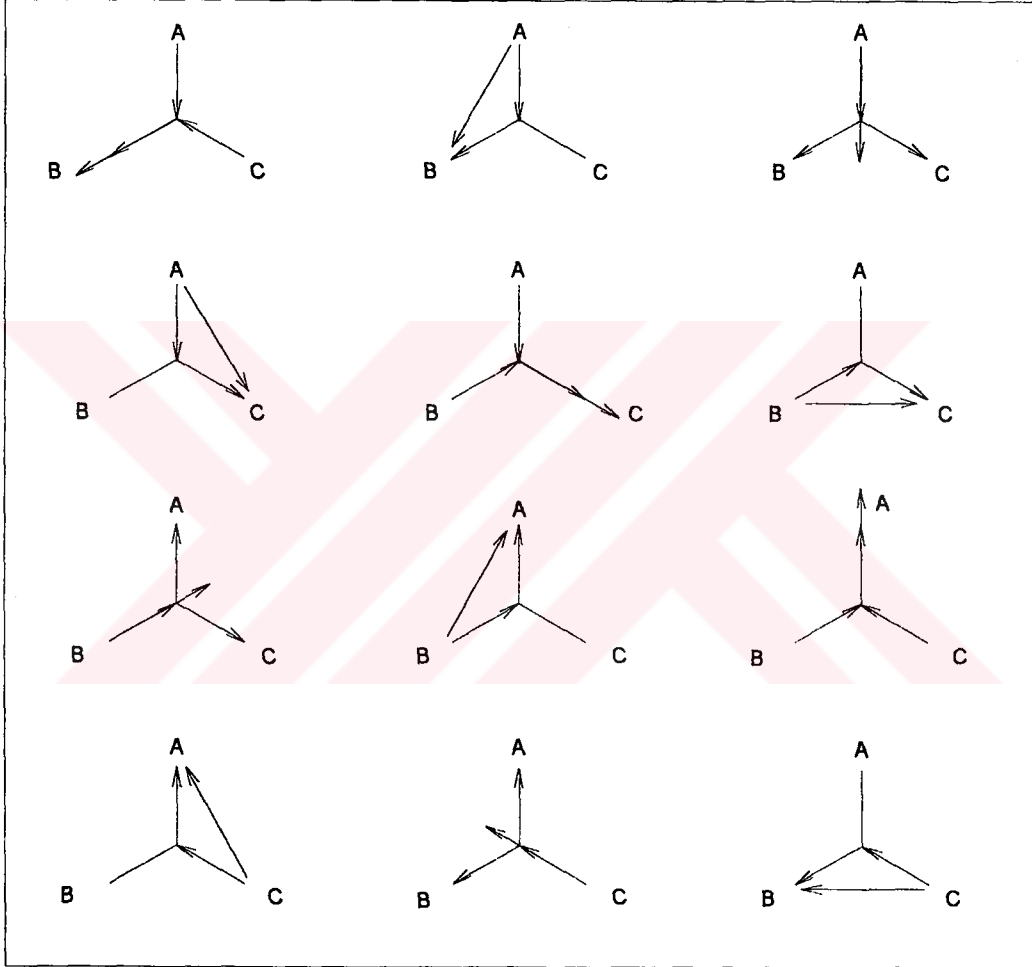
5.2 ONİKİ DARBELİ BESLEME YAKLAŞIMINDA KOMUTASYON YAPISI

Şekil 4.3 ve 4.24 ile verilen sırasıyla, trapezoidal altı darbeli 120° ve 180° elektriksel iletimli beslemelerin, her adım için bileşke MMK vektörleri ve bir elektriksel çevrim sonunda oluşan stator MMK yıldızı irdelenirse, iki farklı elektriksel iletimli yapının bileşke MMK vektörleri arasında 30° elektriksel açının bulunduğu görülür. 120° ve 180° elektriksel iletimli beslemelerin her ikisi de altı darbe içermekte ve farklı iletim açılı besleme yaklaşımlarının MMK vektörleri arasında komutasyon açısının yarısı kadar bir faz farkı bulunmaktadır. Buradan hareketle, Şekil 4.3 ve 4.24 ile verilen 120° ve 180° elektriksel iletimli beslemeye ait MMK yıldızı birleştirilirse, her bir komutasyon adımı arasında 30° elektrik açısı bulunan oniki darbeli bir besleme yapısının elde edilebileceği görülmektedir. Başka bir yorumla oniki darbeli besleme, iki altı darbeli farklı iletim açılı beslemenin biraraya getirilmiş özel bir halidir. Farklı bir tanımla, oniki darbeli besleme yapısı, altı darbeli 120° ve 180° elektriksel iletimli besleme tekniklerinin komutasyon adımlarını biraraya getiren bir mantık içermektedir. Oniki darbeli besleme yapısına sahip bir SMFM nin çalışma ilkesi, trapezoidal SMFM çalışma ilkesi ile tamamen aynıdır dolayısıyla tezin dördüncü ayrıtında verilen tüm bilgiler, oniki darbeli besleme yaklaşımında da geçerliliğini korumaktadır.

Bilindiği üzere altı darbeli 120° elektriksel iletimli besleme tekniğinde, herhangi bir t anı veya besleme adımında iki motor fazı beslenmekte ve diğer faz açık devre olarak bir sonraki besleme adımını beklemektedir. 180° elektriksel iletimli besleme tekniğinde ise herhangi bir t anında tüm fazlar, sargıda endüklenen gerilim dalga şekline göre uygun kutbiyette enerjilendirilmekte ve ilgili faz sargısında endüklenen gerilimin yön değiştirmesi ile birlikte faz akımı da yön veya kutbiyet değiştirmektedir.

Oniki darbeli besleme yaklaşımı için bu aşamaya kadar verilenler ışığında, her adım için bileşke MMK vektörü ve bir elektriksel çevrim sonunda oluşan stator MMK

yıldızı oluşturulabilir. Trapezoidal üç fazlı SMFM lu tahrik sistemine oniki darbeli besleme yaklaşımının uygulanması durumunda, statorda oluşturulan ve rotor konumu temelli alana ilişkin faz akım yönleri ve her adım için bileşke MMK vektörü Şekil 5.1 de, bir elektriksel çevrim sonunda elde olunan stator MMK yıldızı ise Şekil 5.2 de verilmiştir.

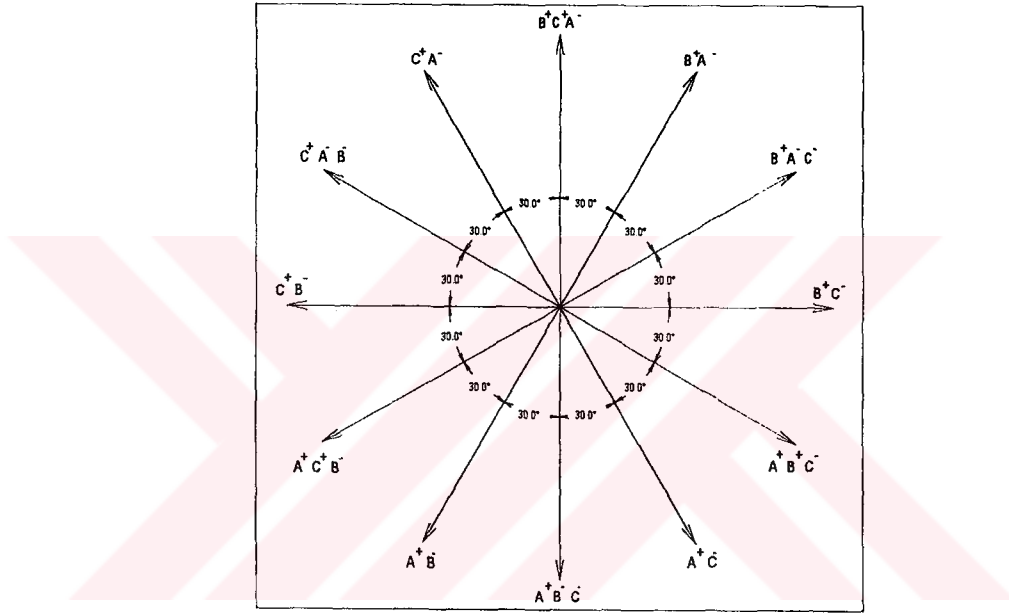


Şekil 5.1 Oniki darbeli beslemede faz akım yönleri ve her adım için bileşke MMK vektörü

Şekil 5.1 den görüldüğü üzere, oniki darbeli besleme yaklaşımının peşpeşe gelen komutasyon adımlarında, bir ikili bir üçlü anahtar iletimi gerçekleşir. Bu yaklaşımda her 30° elektriksel açıda bir komutasyon oluşmaktadır ancak 120° ve 180° elektriksel iletimli beslemede olduğu gibi, her komutasyon adımında mutlak kesime giden bir güç anahtarı varlığı söz konusu değildir. Oniki darbeli besleme yaklaşımı için her 60°

elektriksel açıda, komutasyon nedeniyle, kesime giren bir güç anahtarı söz konusudur başka bir deyimle her iki adımda bir, ilgili güç anahtarının kesime gitmesi gereklidir. Bu besleme yaklaşımında komutasyon frekansı, 120° elektriksel iletimli yapı için tanımlı (3.49) bağıntısına benzer şekilde, (5.1) bağıntısı ile verilmiştir.

$$f_{\text{komutasyon}} = 12p \frac{n}{60} \quad (5.1)$$



Şekil 5.2 Oniki darbeli besleme tekniğinde bir elektriksel çevrim sonunda elde olunan stator MMK yıldızı

Şekil 5.1 ve 5.2 den görüldüğü üzere, oniki darbeli besleme yapısında kutup sayısı, mıknatıs geometrisi ve cinsinden bağımsız olarak bir elektriksel çevrimde oniki besleme adımı söz konusudur başka bir deyişle komutasyon mantığı uygulamaya özel değil, tıpkı 120° ve 180° elektriksel iletimli beslemede olduğu gibi, geneldir. Bu bağlamda sistemde, her 30° elektrik açıda besleme koşulu değişmektedir. Şekil 5.1 den anlaşıldığı üzere, yıldız bağlı SMFM da stator sargılarının ortak noktası yalıtılmıştır ve bir adımda üçlü, diğer adımda ikili güç anahtarı iletimi gerçekleşmektedir. Oniki darbeli besleme yaklaşımında komutasyon için, altı adet hall etkili elemanın kullanımı gereklidir. Rotor konum algılayıcılarını a, a', b, b', c, ve c'

olarak adlandırırsak, trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde kutup sayısına bağlı olarak rotor konum algılayıcılarının yerleşimi (5.2) ve (5.3) bağıntıları ile verilebilir.

$$\theta_{a-b,b-c} = \frac{120}{p} \quad (5.2)$$

$$\theta_{a-a',b-b',c-c'} = \frac{30}{p} \quad (5.3)$$

(5.2) ifadesinde $\theta_{a-b,b-c}$ sırasıyla, a-b ve b-c konum algılayıcıları arasındaki mekanik açıyı, p ise motorun çift kutup sayısını simgelemektedir. (5.3) ifadesinde ise $\theta_{a-a',b-b',c-c'}$ sırasıyla, a-a', b-b', c-c' konum algılayıcıları arasındaki mekanik açıdır. Bu ayrıtta açıklananlar ışığında, oniki darbeli SMFM lu tahrik sistemleri için komutasyon mantık tablosu oluşturulabilir. Güç elektroniği anahtarlarının negatif lojik ile sürüldüğünden hareketle, algılayıcı tarafından saat ve ters saat yönüne dönüşte komutasyon mantığı Tablo 5.1 ve 5.2 de verilmiştir.

Tablo 5.1 ve 5.2 den görüldüğü üzere, trapezoidal oniki darbeli besleme yaklaşımında komutasyon yapısı lojik elemanlar ile gerçekleştirilebilir. Oniki darbeli besleme komutasyon mantığı, altı darbeli 120° ve 180° elektriksel iletimli beslemede olduğu gibi basit değildir ancak yine de mantık temelli tasarımı mümkündür ve yapıya özel sayısal denetleyici gücü gerektirmez. Bu bağlamda mantık temelli komutasyon yapısının denetleyici sisteme oldukça basitleştirmeler getireceği açıktır. Oniki darbeli besleme komutasyon mantığı, tıpkı altı darbeli 120° ve 180° elektriksel iletimli beslemede olduğu gibi programlanabilir bir mantık birimine (PMB) yerleştirilebilir. Tez çalışmasında da bu yol izlenmiştir. Tezin önceki ayrıtlarında da vurgulandığı üzere, denetim anlamında oniki darbeli besleme durumunda da korunan, trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinin en önemli özelliği de zaten budur.

Oniki darbeli beslemede, parametreleri daha önce tanıtılan SMFM için, bir elektriksel çevrim boyunca stator faz sargılarında yıldız noktasına göre endüklenen gerilim ve ilgili rotor konum aralıklarında faz sargılarının durumu, Şekil 5.3 ile verilmiştir. Şekil 5.3 ün irdelenmesiyle, oniki darbeli beslemede her bir güç anahtarının elektriksel 150°

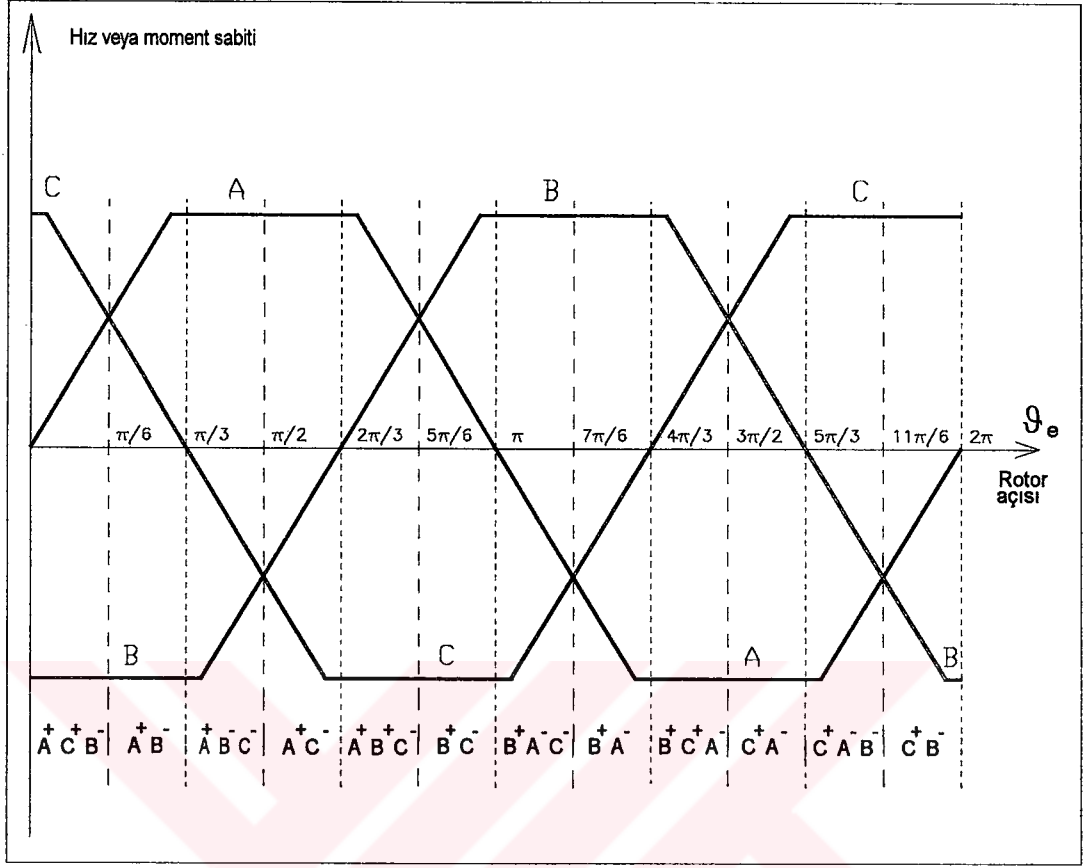
iletimde, 210° kesimde kaldığı anlaşılmaktadır. Bu bağlamda altı darbeli 180° elektriksel iletimli trapezoidal beslemeden farklı olarak, herbir alt ve üst kol güç anahtarı iletimi arasında, 30° elektriksel açının bulunması da bu besleme yaklaşımının bir diğer olumlu özelliğidir.

Tablo 5.1 Ters saat yönüne dönüşte komutasyon mantık tablosu

AÇI	H_a	H_b	H_c	H_a'	H_b'	H_c'	A_1	A_3	A_5	A_4	A_6	A_2	FAZ
0-30	1	0	1	1	0	1	1	0	1	0	1	0	$B^+A^-C^-$
30-60	1	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	0	B^+C^-
60-90	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	$A^+B^+C^-$
90-120	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	0	A^+C^-
120-150	0	1	1	0	1	1	0	1	1	1	0	0	$A^+B^-C^-$
150-180	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	A^+B^-
180-210	0	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	1	$A^+C^+B^-$
210-240	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	0	1	C^+B^-
240-270	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	$C^+A^+B^-$
270-300	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	C^+A^-
300-330	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	$B^+C^+A^-$
330-360	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1	1	B^+A^-

Tablo 5.2 Saat yönüne dönüşte komutasyon mantık tablosu

AÇI	H_a	H_b	H_c	H_a'	H_b'	H_c'	A_1	A_3	A_5	A_4	A_6	A_2	FAZ
0-30	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	$A^+C^+B^-$
30-60	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0	1	A^+B^-
60-90	1	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0	0	$A^+B^-C^-$
90-120	1	1	0	1	1	0	0	1	1	1	1	0	A^+C^-
120-150	0	1	0	1	1	0	0	0	1	1	1	0	$A^+B^+C^-$
150-180	0	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	B^+C^-
180-210	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	$B^+A^-C^-$
210-240	0	1	1	0	1	1	1	0	1	0	1	1	B^+A^-
240-270	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	$B^+C^+A^-$
270-300	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	C^+A^-
300-330	1	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	1	$C^+A^+B^-$
330-360	1	0	1	1	0	1	1	1	0	1	0	1	C^+B^-



Şekil 5.3 Bir elektriksel çevrim boyunca, faz sargılarında yıldız noktasına göre endüklenen gerilim dalga şekli ve oniki darbeli yaklaşımda ilgili besleme adımları

Oniki darbeli besleme yaklaşımında tanıtılması gereken, bu yapıya özel bir diğer önemli farklılık, akım denetimi odaklıdır. Bu özellik her ne kadar, tezin daha sonra verilecek bir ayırıtında ana konuyu oluşturacak olmasına rağmen, komutasyon yapısı ile ilintili olması nedeniyle be ayırtta da üzerinde durulması ve ilk bilgilerin verilmesi tercih edilmiştir. Daha önce vurgulandığı üzere oniki darbeli besleme yapısı ikili ve üçlü güç elektroniği anahtar iletimlerinden oluşmaktadır. Stator üzerinde oluşturulan MMK vektör genliği açısından, iki faz ve üç faz iletimli adımlar birbirlerinden farklıdır. İki güç anahtarı iletimli veya faz beslemeli komutasyon adımında stator üzerinde elde edilen MMK genliği 1.732 birim iken, üç anahtar iletimli komutasyon adımında stator üzerinde elde edilen MMK genliği, aynı akım referans değeri için 1.5 birimdir. Başka bir ifadeyle, üçlü faz iletimiyle oluşturulan MMK genliği ile ikili iletimde elde olunan MMK genliğinin oranı yaklaşık %87 dir. Bu özellik (5.4) bağıntısı ile ifade edilmiştir.

$$MMK_{\text{üçlü}} = \%87.MMK_{\text{ikili}} \quad (5.4)$$

Yukarıda verilen açıklamalardan görüldüğü üzere, iki MMK vektörü genlik anlamında eşdeğer değildir. Kolayca anlaşılacağı gibi, bu özellik dikkate alınmadan kurulan denetim yapısında, ek olarak gelen altı vektör yüksek frekanslı moment darbesi oluşturacaktır. Bu nedenle oniki darbeli besleme yapısında akım denetimi, altı darbeli yapıya benzer şekilde oluşturulamaz. SMFM lu tahrik sistemlerinde moment, besleme akımı ile doğru orantılı olduğundan veya moment sabiti ile faz akımının çarpımından oluştuğundan, oniki darbeli besleme tekniğinde sabit değerli bir histeresis akım aralığı veya PI akım denetiminin uygulanamayacağı açıktır. Bu bağlamda yapılması gereken üçlü ve ikili faz iletimlerinde akım sınırını veya referans değerini değiştirmektir. Sözelimi üçlü faz iletim bilgisinin sayısal denetleyiciye ulaşması ile, akım sınırı bir kesme (INT) üzerinden (5.4) ile verilen bağıntı gereği değiştirilebilir. Tez çalışmasında, gerek sayısal benzetim ve gerekse devre tasarımında, bu yaklaşım benimsenmiştir. Bu yaklaşım gereği üçlü faz iletimlerinde, akım referansı bir kazanç sabiti ile çarpıldıktan sonra elde edilmektedir.

Sonuç olarak tezin bu ayrıtında sunulan oniki darbeli besleme yaklaşımının, SMFM lu tahrik sistemine en büyük getirisi, 120° elektriksel iletimli tekniğe ek olarak oluşturulan altı komutasyon adımıdır. Bu bağlamda eklenen altı adım, stator ve sürekli mıknatıslı rotor alanları birbirine dik olduğunda, ani moment değişimini azaltacaktır. Ayrıca yeni iletime geçen fazın, kendi endüklenen geriliminin sıfır olduğu noktada enerjilendirilmesi, akımının sargı parametreleri doğrultusunda ani olarak nominal değere yükselmesini sağlayacaktır. Oniki darbeli besleme yaklaşımının komutasyon mantığının verildiği tabloların incelenmesiyle, alt kol güç anahtarı kesim komutunun devrede başka bir faza ait alt kol anahtarı iletimdeyken oluştuğu görülmektedir. Bu bağlamda da barasında bulunan akım algılayıcısından alınan geribesleme bilginin, ilkesel olarak hiçbir koşulda kaybedilmeyeceği sonucuna ulaşılabilir.

BÖLÜM 6

ONİKİ DARBELİ BESLEME MATEMATİK MODELİ VE SAYISAL BENZETİMİ

6.1 MATEMATİK MODEL

Tezin bu ayrıtında, üç fazlı SMFM lu tahrik sistemi için, tam dalga oniki darbeli trapezoidal besleme yaklaşımının matematik modeli kurulacaktır. Bu bağlamda matematik modelde, 120° ve 180° iletim açılı trapezoidal beslemede olduğu gibi, durum uzayı yaklaşımı kullanılacak ve komutasyon adımlarında sistemi tanımlayan diferansiyel denklem takımları elde edilecektir. Öyleki, kurulan matematik modelin 120° ve 180° iletim açılı trapezoidal beslemede de uygulandığı gibi adım adım Runge-Kutta sayısal analiz tekniği yardımıyla çözülmesiyle, tahrik sisteminin çeşitli çalışma koşullarında geçici ve kararlı hal performansı analiz edilecektir.

Oniki darbeli trapezoidal besleme matematik modelinde, 120° ve 180° elektriksel iletim açılı altı darbeli matematik model için verilen tüm ilkeler ve kabuller, aşağıda verilenler dışında geçerliliğini sürdürecektir.

- SMFM yüzey mıknatıslı, üç fazlı bir motordur ve oniki darbeli bir besleme yapısına sahiptir.
- Herhangi bir rotor konumu veya t anında, üçlü veya ikili güç elektroniği anahtar iletimleri söz konusudur.
- SMFM lu tahrik sistemi açık çevrim denetimi veya komutasyon mantığı, Tablo 5.1 ve 5.2 ile verilen besleme adımlarından oluşmaktadır.

Trapezoidal oniki darbeli besleme yaklaşımının matematik modeli kurulurken, tahrik sistemine ait durum denklemleri, tıpkı 120° ve 180° elektriksel iletim açılı altı darbeli besleme tekniğinde yapıldığı üzere, genel devre analizi teorisinden yararlanılarak

oluşturulacaktır böylelikle rotor elektriksel açı temelli diferansiyel denklem takımlarının elde edilmesi amaçlanmıştır. Çalışmanın son aşamasında, kurulan model zaman domeninde dördüncü dereceden Runge-Kutta tekniği kullanılarak çözülmüştür. Bu yaklaşımda kullanılan hız-moment denetimi, 120° ve 180° iletim açılı trapezoidal besleme tekniklerinde tanıtılan yapı ile bilinçli olarak aynı seçilmiştir. Böylelikle, eşdeğer koşullar altında veya en temel denetim yapısı ile, her üç besleme tekniği cevabının aynı temelde karşılaştırılması amaçlanmıştır. Oniki darbeli trapezoidal besleme matematik modelinde kullanılan motor ve güç elektroniği eşdeğer devre yapısı, Şekil 4.4 ile verilmiştir. Bu yapı daha önce vurgulandığı üzere en genel durumda, şebeke kapısından itibaren kontrolsüz tam dalga doğrultucu, filtre, da bara kondansatörü, altı adet kontrollü altı adet kontrolsüz güç elektroniği elemanından oluşan besleme devresi ve motor sargılarının toplu parametrelili eşdeğer devresinden ibarettir.

Doğru akım bara yapısı için geçici rejimi de içeren elektriksel eşdeğer devre Şekil 4.5 de verilmiştir. Oniki darbeli trapezoidal beslemede da bara modeli, altı darbeli 120° ve 180° elektriksel iletimli beslemede tanıtılan modelden farksızdır başka bir ifade ile bu yaklaşımda da (4.3), (4.4) ve (4.5) bağıntıları geçerliliğini koruyacaklardır. Şekil 4.5 ile verilen eşdeğer devrede tek farklılık, motor ve besleme devresine ait blokta oluşacaktır. Tezin bu ayrımının ana gayesi de, eşdeğer devrede da bara sonrası oniki besleme adımının matematik modelini ve durum denklemlerini ortaya koymaktır.

Oniki darbeli besleme yaklaşımında doğru akım bara matematik modelinin, 120° ve 180° elektriksel iletimli yapı ile eşdeğer olduğunun vurgulanmasını takiben, komutasyon adımlarında motor ve güç elektroniği besleme devresi durum uzayı modelinin kurulmasına geçilebilir. Daha önce de belirtildiği üzere burada ana ilke, her bir besleme adımı için motor ve güç elektroniği besleme devre topolojisinin iletim ve komutasyon olarak ikiye ayrılması ve Tablo 5.2 de verilen rotor konum temelli mantık bağlamında, tahrik sistemini temsil eden diferansiyel denklem takımlarının elde edilmesidir. Oniki darbeli besleme yaklaşımında rotor konumuna göre değişmek üzere üçlü ve ikili güç elektroniği anahtar iletimlerinin olduğu belirtilmiştir. Bu bağlamda iletim koşulunda enerjilendirilen iki veya üç fazın, ilgili rotor konumuyla en

uygun etkileşime sahip olduğu, böylece optimal moment oluşumunu sağladığı öngörülmektedir. Teorik olarak üçlü ve ikili iletimlerin tümünde rotor ve stator alanlarının, tıpkı klasik fırçalı doğru akım motoruna benzer şekilde birbirlerine dik olduğu daha önce vurgulanmıştır. Şekil 5.3 den anlaşılacağı üzere, trapezoidal oniki darbeli SMFM lu tahrik sisteminin çalışma ilkesi gereği, moment oluşumu anlamında uygun etkileşim sona erdiğinde, sırası gelen faz kesime gidecektir. Böylece tahrik sisteminin moment üretiminde süreklilik sağlanmış olur. Üç fazlı SMFM içeren, trapezoidal oniki darbeli beslemeye sahip tahrik sisteminde, altı adet güç elektroniği anahtarından rotor konumuna göre hangi üçünün veya ikisinin iletimde olacağı kararı, daha önce 120° ve 180° elektriksel iletimli yapılar için verilen tanımlar paralelinde, komutasyon olarak adlandırılabilir. DA bara matematik modeli bir değişiklik içermediğinden, da bara kapısı başlangıç kabul edilerek Şekil 4.6 ile verilen, SMFM ve güç elektroniği devresine ait eşdeğer devre oniki darbeli besleme yapısında da matematik model için ilk adımı oluşturur. Bu ayrıtın başında verilen kabuller doğrultusunda oniki darbeli besleme yaklaşımında komutasyon dizisi, Tablo 5.2 gereği ilgili anahtar ve faz iletimlerini içermek üzere (6.1), (6.2), (6.3), (6.4), (6.5), (6.6), (6.7), (6.8), (6.9), (6.10), (6.11)ve (6.12) ile tanımlıdır.

$$0 < \theta_{\text{elk}} < \frac{\pi}{6} \quad 1, 5, 6 (A^+ C^+ B^-) \quad (6.1)$$

$$\frac{\pi}{6} < \theta_{\text{elk}} < \frac{\pi}{3} \quad 1, 6, (A^+ B^-) \quad (6.2)$$

$$\frac{\pi}{3} < \theta_{\text{elk}} < \frac{\pi}{2} \quad 1, 6, 2 (A^+ B^- C^-) \quad (6.3)$$

$$\frac{\pi}{2} < \theta_{\text{elk}} < \frac{2\pi}{3} \quad 1, 2, (A^+ C^-) \quad (6.4)$$

$$\frac{2\pi}{3} < \theta_{\text{elk}} < \frac{5\pi}{6} \quad 1, 3, 2 (A^+ B^+ C^-) \quad (6.5)$$

$$\frac{5\pi}{6} < \theta_{\text{elk}} < \pi \quad 3, 2, (B^+ C^-) \quad (6.6)$$

$$\pi < \theta_{\text{elk}} < \frac{7\pi}{6} \quad 3, 4, 2 (B^+ A^- C^-) \quad (6.7)$$

$$\frac{7\pi}{6} < \theta_{\text{elk}} < \frac{4\pi}{3} \quad 3, 4, (B^+ A^-) \quad (6.8)$$

$$\frac{4\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle < \frac{3\pi}{2} \quad 3, 5, 4 (B^+ C^+ A^-) \quad (6.9)$$

$$\frac{3\pi}{2} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle < \frac{5\pi}{3} \quad 5, 4, (C^+ A^-) \quad (6.10)$$

$$\frac{5\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle < \frac{11\pi}{6} \quad 5, 4, 6 (C^+ A^- B^-) \quad (6.11)$$

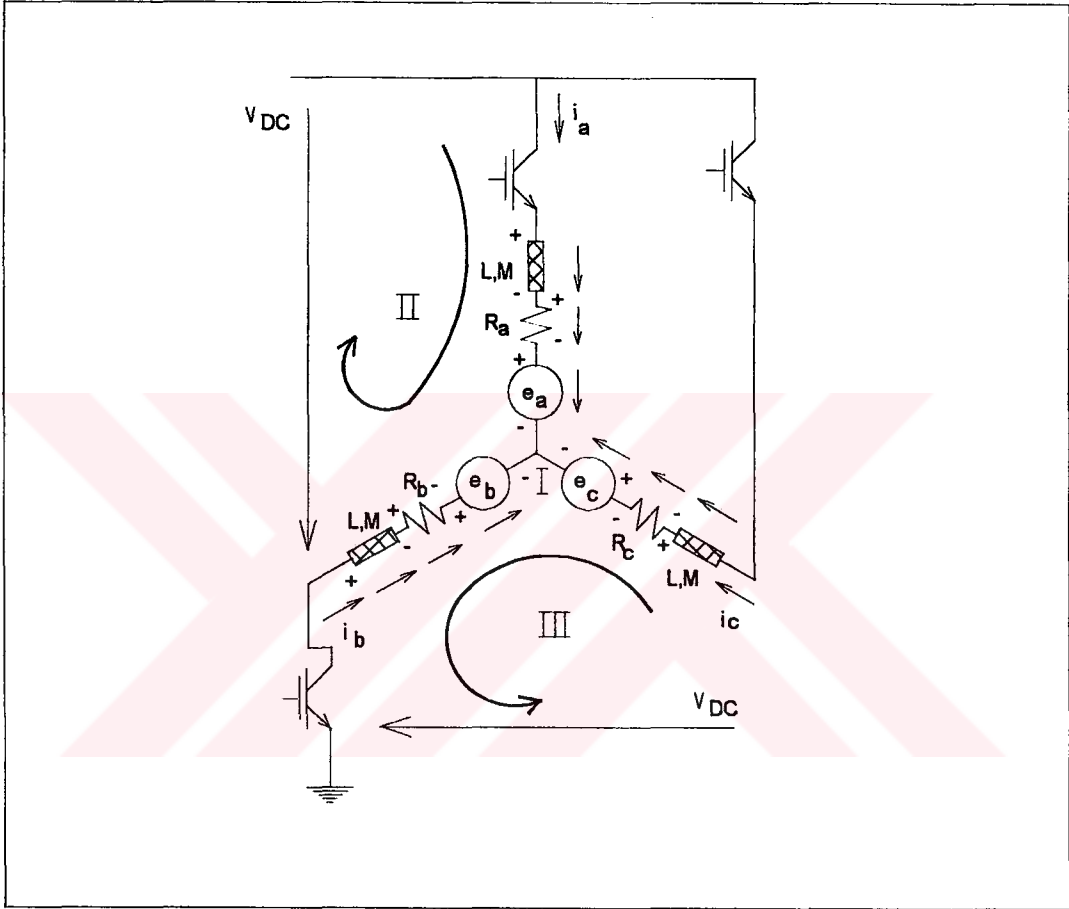
$$\frac{11\pi}{6} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle < 2\pi \quad 5, 6, (C^+ B^-) \quad (6.12)$$

Oniki darbeleri trapezoidal beslemede de komutasyon gereği kesime giren faz sargısının akımı, ilgili köprü diyodu veya kesime giren güç elektroniği anahtarının eşlenik diyodu üzerinden yolunu tamamlayarak sönmeye zorlanır. Başka bir ifadeyle oniki darbeleri besleme yapısında da yumuşak anahtarlama (soft switching) ilkesi benimsenmiştir. Sistemde, daha önce de vurgulandığı üzere her 60° elektriksel açıda, bir güç anahtarının kesim komutu almasına neden olan komutasyon oluşmaktadır ve bu bağlamda herbir faz sargısı ideal koşullar altında 150° elektriksel açı iletimdedir. Bu yapısal özellik Şekil 5.3 ile verilen, yıldız noktası referanslı endüklenen gerilim dalga şeklinden gözlemlenebilir. Oniki darbeleri trapezoidal beslemede de stator sargılarında endüklenen gerilim dalga şekli, aynı zamanda komutasyon mantığının çıkış noktası için en uygun referansı oluşturmaktadır.

Oniki darbeleri trapezoidal beslemede de, matematik modele temel teşkil eden ve Şekil 4.6 da verilen elektriksel eşdeğer devrede kullanılacak parametreler, faz sargılarına ait direnç, öz ve karşıt endüktans ile stator faz sargılarında endüklenen gerilim dalga şeklidir. Söz konusu eşdeğer devre parametreleri, 120° elektriksel iletimli yapı için kurulan matematik modelde irdelenmiş, yorumlanmış ve 120°-180° elektriksel iletimli yapıların sayısal benzetiminde kullanılmıştır.

Tezin bu ayrıtında verilen ilkeler, kabuller ve ön bilgilerin ardından, sayısal benzetime yönelik üç fazlı trapezoidal oniki darbeleri besleme yapısının matematik modeli oluşturulmaya başlanabilir. Bu bağlamda, motor ve güç elektroniği devresinin her bir besleme adımı komutasyon ve iletim eşdeğer devresi elde edilecek ve devre analizi teorisi kullanılarak sistemi ifade eden durum uzayı diferansiyel denklem takımları

çıkarılacaktır. Besleme adımlarının irdelenmesi ve anahtarlama mantığı çerçevesinde diferansiyel denklem takımlarının elde edilmesinde, 120° elektriksel iletimli yapıda olduğu gibi detaya girilmeyecek ve sadece değişen devre topolojileri ve diferansiyel denklem takımlarının verilmesiyle yetinilecektir.



Şekil 6.1 $0 < \theta_{elk} < \frac{\pi}{6}$ rotor konumunda eşdeğer devre

Oniki darbeleri trapezoidal beslemede, Şekil 6.1 ile verilen ilk besleme adımı eşdeğer devresi için elektriksel ve mekanik yana ilişkin durum denklemleri aşağıda tanımlanmıştır. Bir önceki adımda iletimde olan herhangi bir güç anahtarı bu adımda kesim komutu almadığından, sistem tek bir eşdeğer devre ile temsil edilebilir.

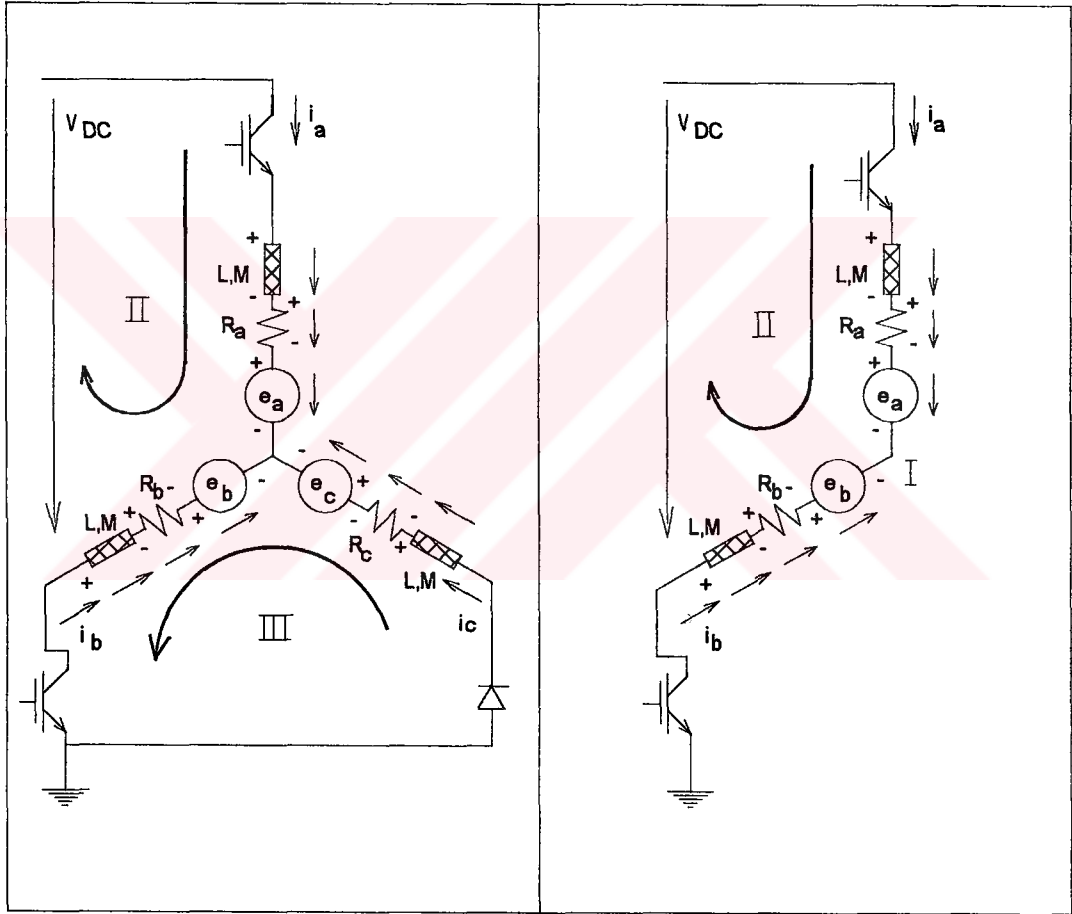
$0 < \theta_{elk} < \frac{\pi}{6}$ rotor konum aralığında tahrik sistemini temsil eden diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.13)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.14)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.15)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (6.16)$$



Şekil 6.2 $\frac{\pi}{6} < \theta_{elk} < \frac{\pi}{3}$ rotor konumunda eşdeğer devre

a) Komutasyon b) İletim

$\frac{\pi}{6} < \theta_{elk} < \frac{\pi}{3}$ rotor konum aralığı komutasyon veya $i_c \leq 0$ oluncaya dek geçerli

diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [2V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.17)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.18)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.19)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (6.1.20)$$

$\frac{\pi}{6} < \theta_{elk} < \frac{\pi}{3}$ rotor konum aralığı iletim veya $i_c \leq 0$ olduktan sonra geçerli diferansiyel

denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [V_{DC} - 2Ri_a + w(k_b - k_a)] \quad (6.21)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-V_{DC} - 2Ri_b + w(k_a - k_b)] \quad (6.22)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b - M_{yük}] \quad (6.23)$$

Bir önceki adımda iletimde olan herhangi bir güç anahtarı bu adımda kesim komutu almadığından, sistem tek bir eşdeğer devre ile temsil edilebilir.

$\frac{\pi}{3} < \theta_{elk} < \frac{\pi}{2}$ rotor konum aralığında tahrik sistemini temsil eden diferansiyel denklem

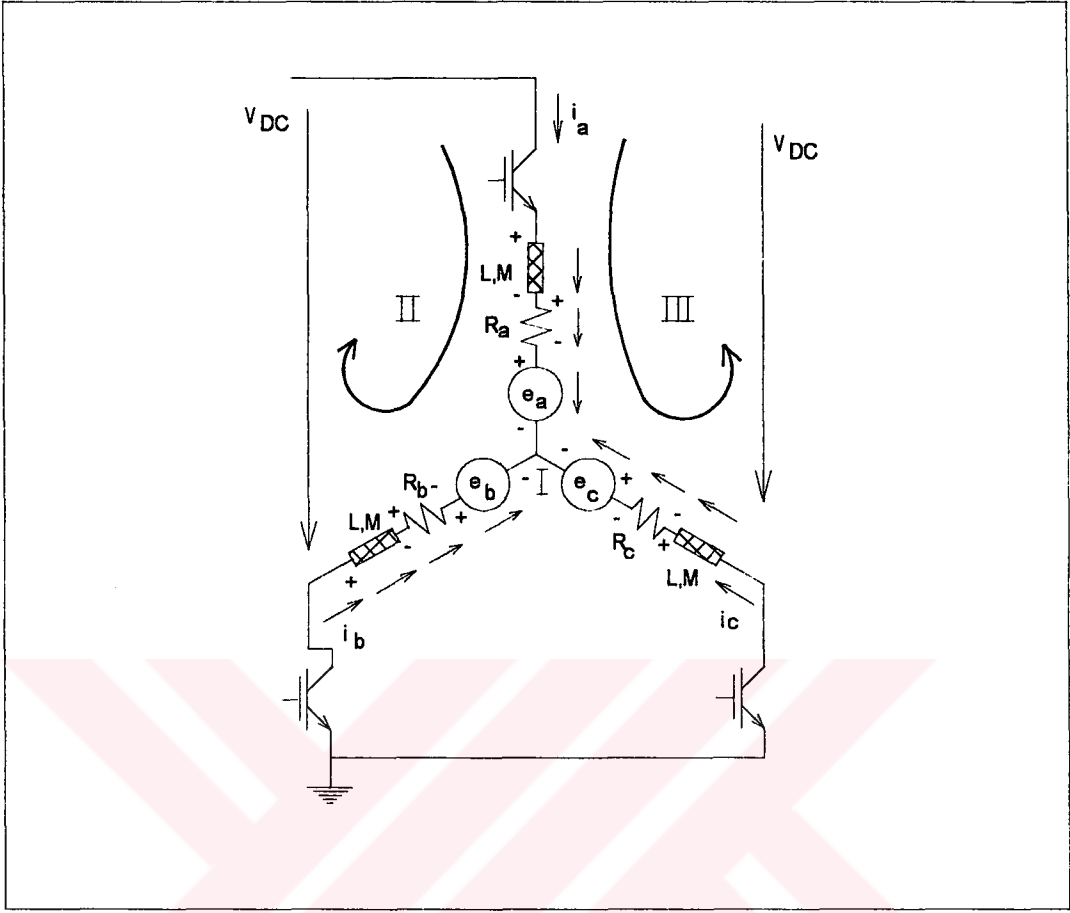
takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [2V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.24)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.25)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.26)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (6.27)$$



Şekil 6.3 $\frac{\pi}{3} < \theta_{elk} < \frac{2\pi}{3}$ rotor konumunda eşdeğer devre

$\frac{\pi}{2} < \theta_{elk} < \frac{2\pi}{3}$ rotor konum aralığı komutasyon veya $i_b \geq 0$ oluncaya dek geçerli diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.28)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.29)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.30)$$

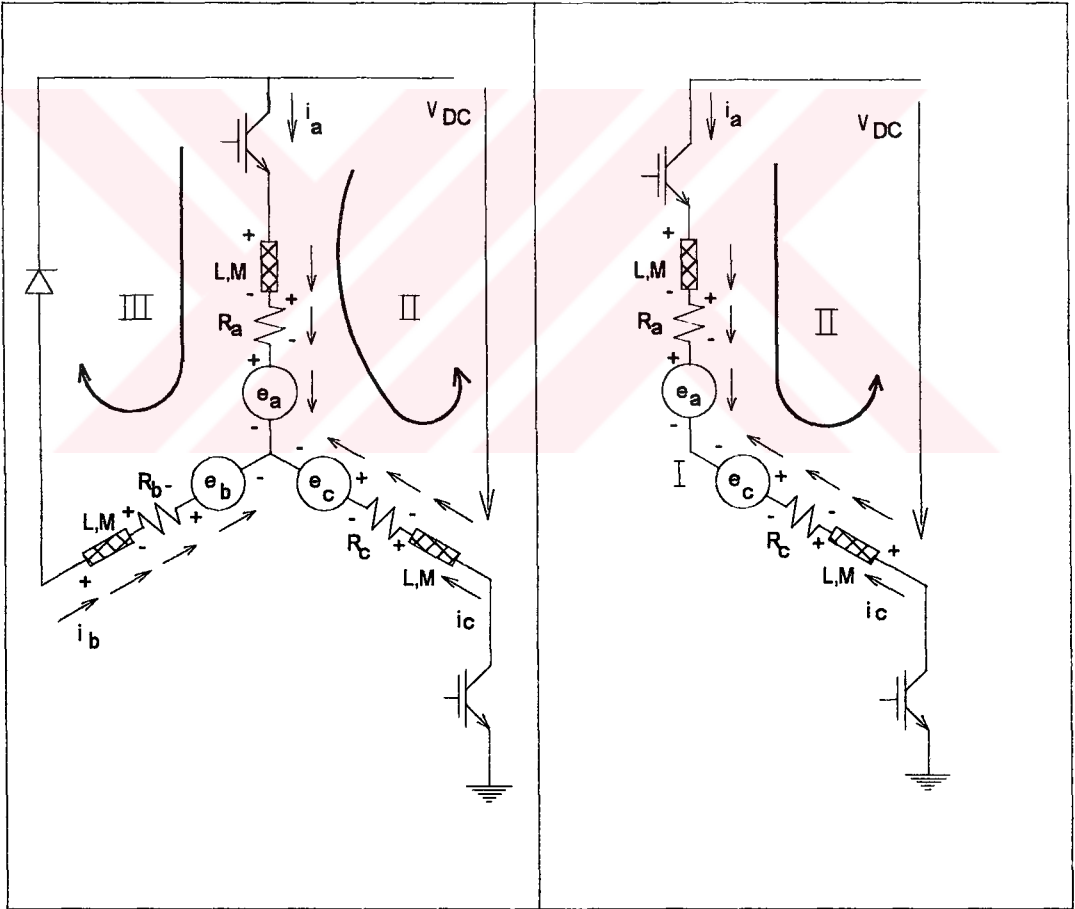
$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (6.31)$$

$\frac{\pi}{2} \langle \theta_{\text{elk}} \langle \frac{2\pi}{3}$ rotor konum aralığı iletim veya $i_b \geq 0$ olduktan sonra geçerli diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [V_{DC} - 2Ri_a + w(k_c - k_a)] \quad (6.32)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-V_{DC} - 2Ri_c + w(k_a - k_c)] \quad (6.33)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (6.34)$$



Şekil 6.4 $\frac{\pi}{2} \langle \theta_{\text{elk}} \langle \frac{2\pi}{3}$ rotor konumunda eşdeğer devre a) Komutasyon b) İletim

Bir önceki adımda iletimde olan herhangi bir güç anahtarı bu adımda kesim komutu almadığından, sistem tek bir eşdeğer devre ile temsil edilebilir.

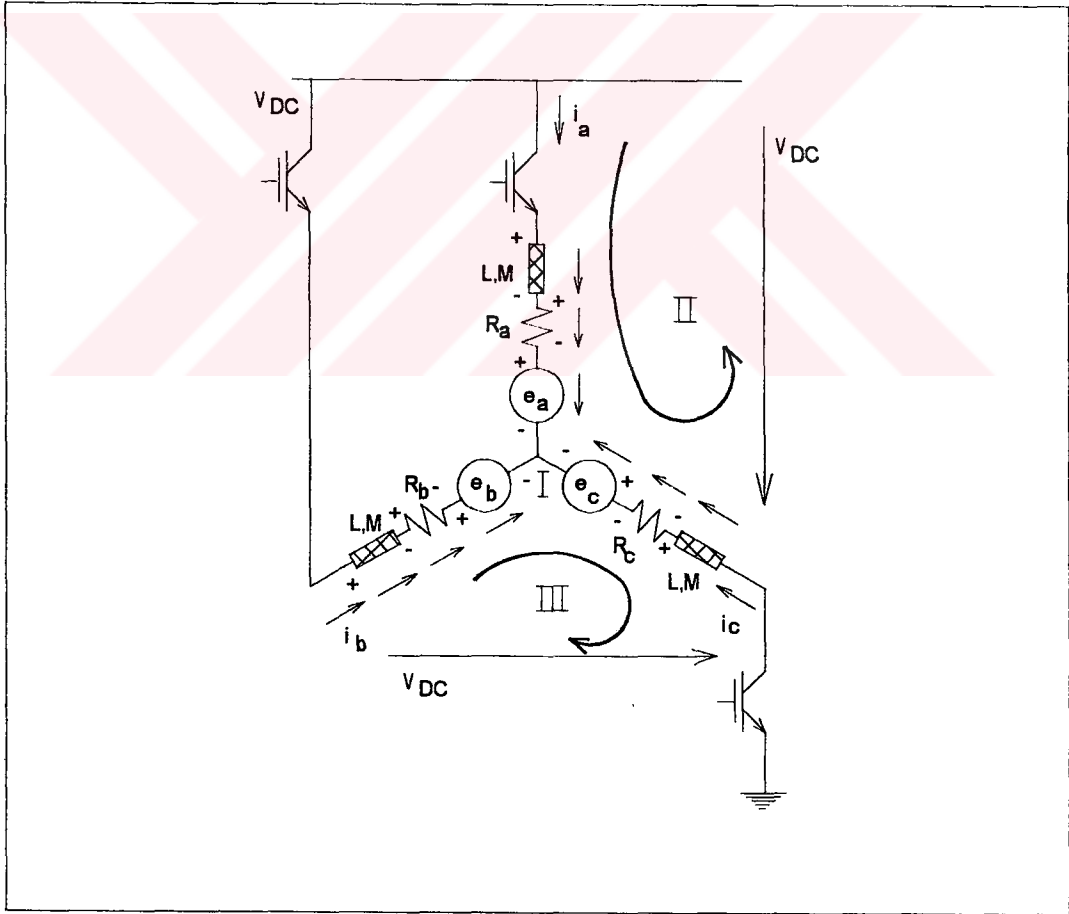
$\frac{2\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle \frac{5\pi}{6}$ rotor konum aralığında tahrik sistemini temsil eden diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{\text{DC}} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.35)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{\text{DC}} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.36)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{\text{DC}} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.37)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (6.38)$$



Şekil 6.5 $\frac{2\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle \frac{5\pi}{6}$ rotor konumunda eşdeğer devre

$\frac{5\pi}{6} \langle \theta_{\text{elk}} \langle \pi$ rotor konum aralığı komutasyon veya $i_a \leq 0$ oluncaya dek geçerli

diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{\text{DC}} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.39)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [2V_{\text{DC}} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.40)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{\text{DC}} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.41)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (6.42)$$

$\frac{5\pi}{6} \langle \theta_{\text{elk}} \langle \pi$ rotor konum aralığı iletim veya $i_a \leq 0$ olduktan sonra geçerli diferansiyel

denklem takımı:

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [V_{\text{DC}} - 2Ri_b + w(k_c - k_b)] \quad (6.43)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-V_{\text{DC}} - 2Ri_c + w(k_b - k_c)] \quad (6.44)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (6.45)$$

Bir önceki adımda iletimde olan herhangi bir güç anahtarı, bu adımda kesim komutu almadığından, sistem tek bir eşdeğer devre ile temsil edilebilir.

$\pi \langle \theta_{\text{elk}} \langle \frac{7\pi}{6}$ rotor konum aralığında tahrik sistemini temsil eden diferansiyel denklem

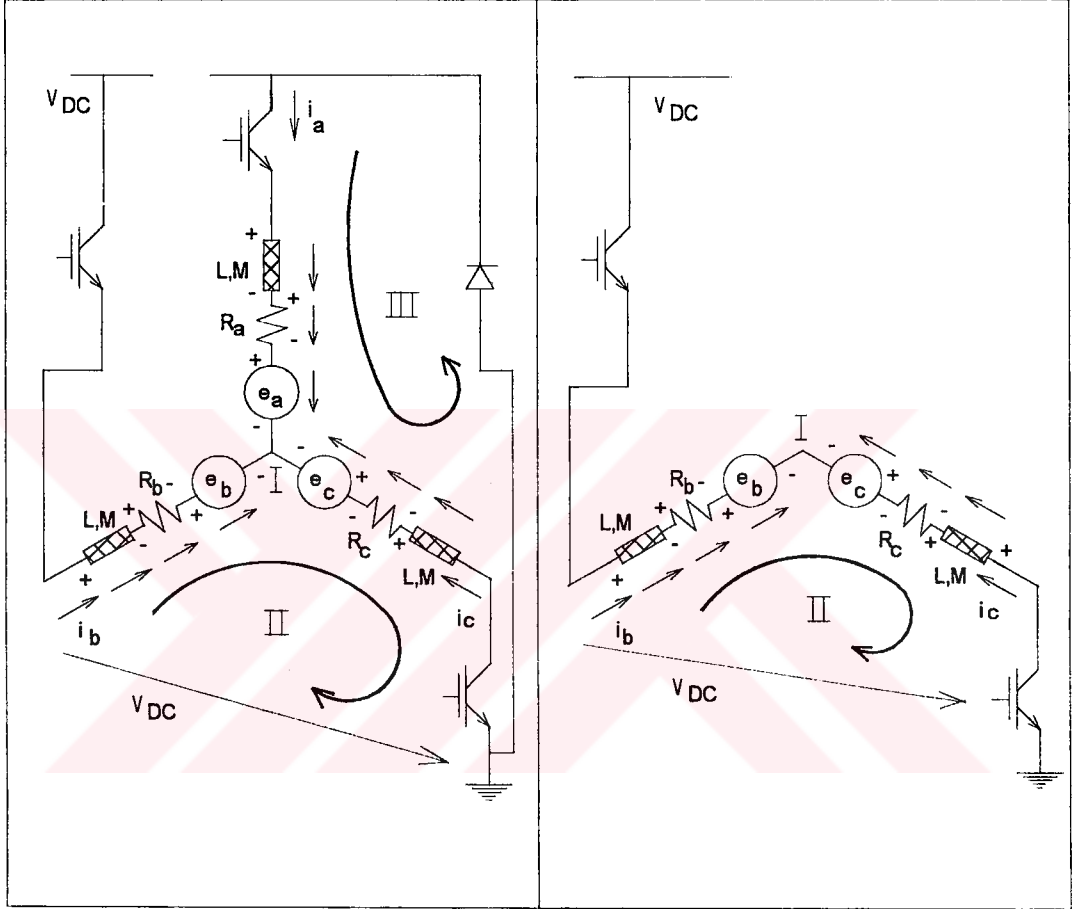
takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{\text{DC}} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.46)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [2V_{\text{DC}} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.47)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c) \right] \quad (6.48)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} \left[k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük} \right] \quad (6.49)$$



Şekil 6.6 $\frac{5\pi}{6} < \theta_{elk} < \pi$ rotor konumunda eşdeğer devre a) Komutasyon b) İletim

$\frac{7\pi}{6} < \theta_{elk} < \frac{4\pi}{3}$ rotor konum aralığı komutasyon veya $i_c \geq 0$ oluncaya dek geçerli diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-2V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a) \right] \quad (6.50)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b) \right] \quad (6.51)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.52)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (6.53)$$

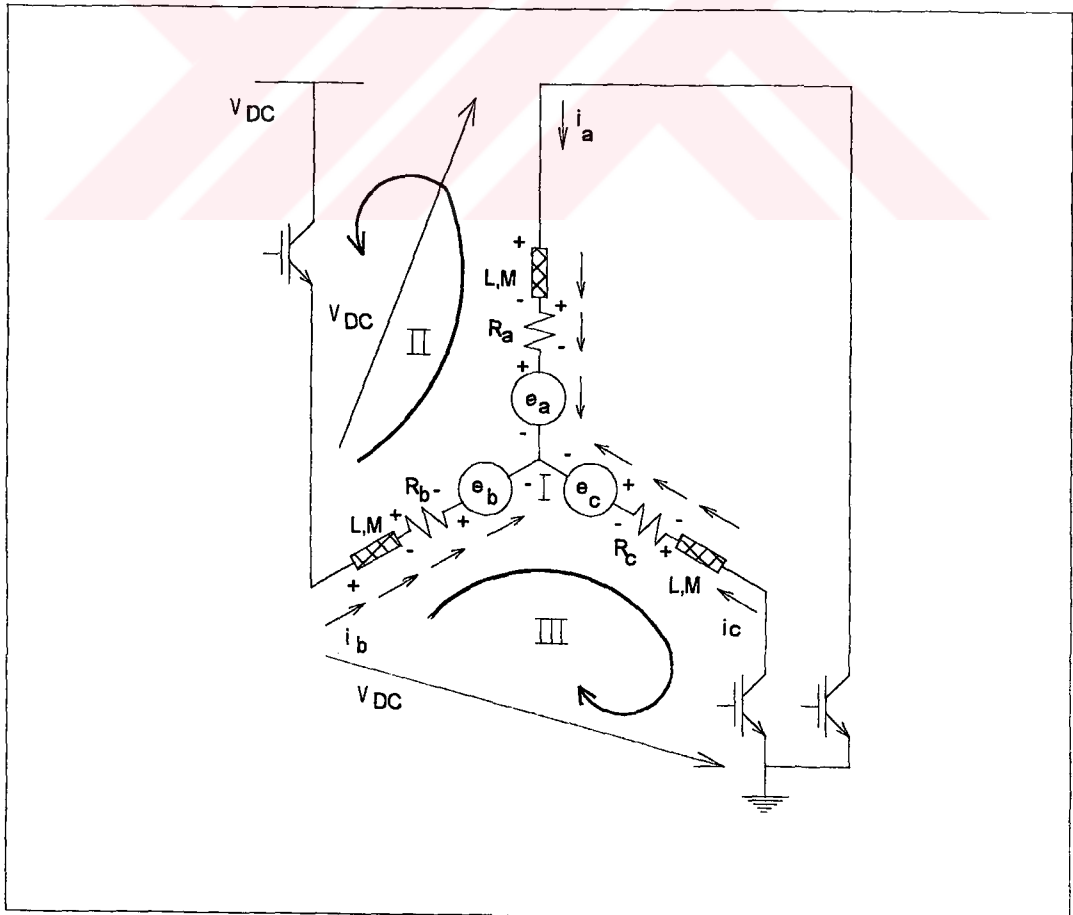
$\frac{7\pi}{6} \langle \theta_{elk} \rangle < \frac{4\pi}{3}$ rotor konum aralığı iletim veya $i_c \geq 0$ olduktan sonra geçerli

diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-V_{DC} - 2Ri_a + w(k_b - k_a)] \quad (6.54)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [V_{DC} - 2Ri_b + w(k_a - k_b)] \quad (6.55)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b - M_{yük}] \quad (6.56)$$



Şekil 6.7 $\pi \langle \theta_{elk} \rangle < \frac{7\pi}{6}$ rotor konumunda eşdeğer devre

Bir önceki adımda iletimde olan herhangi bir güç anahtarı, bu adımda kesim komutu almadığından, sistem tek bir eşdeğer devre ile temsil edilebilir.

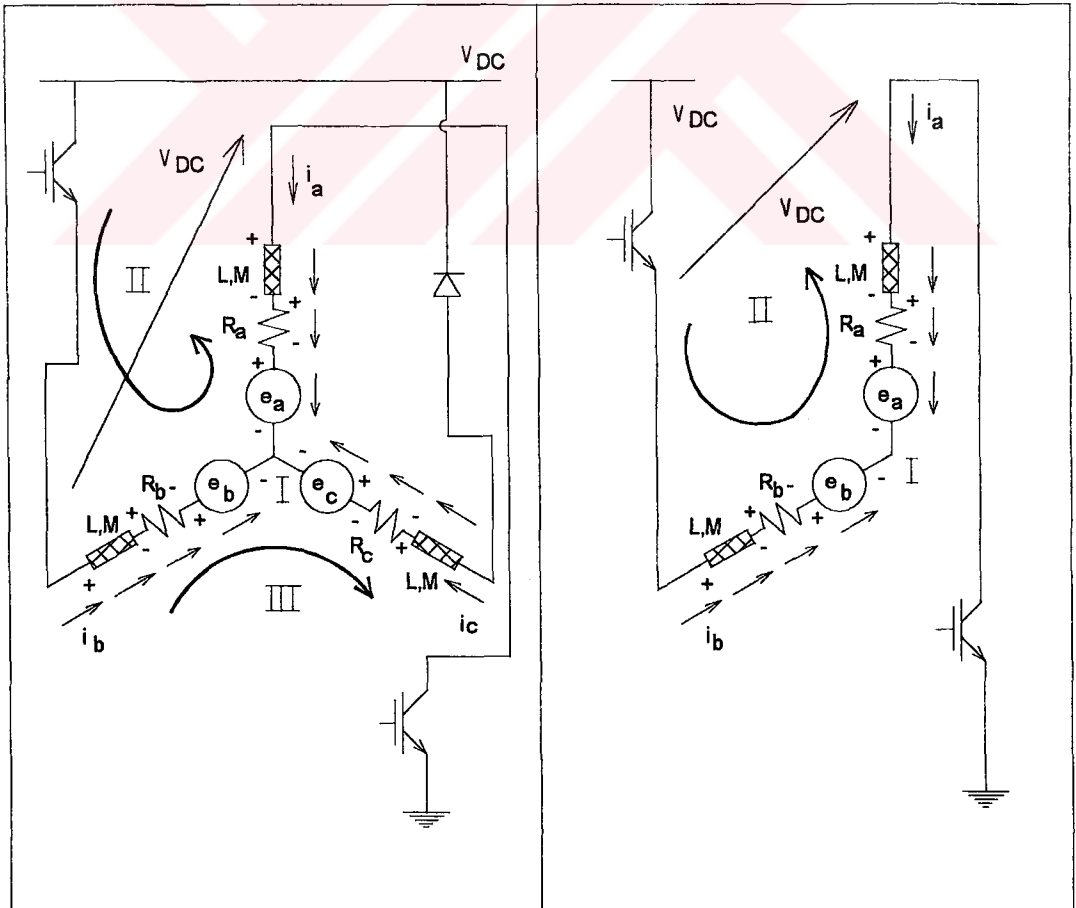
$\frac{4\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle < \frac{3\pi}{2}$ rotor konum aralığında tahrik sistemini temsil eden diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.57)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.58)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.59)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (6.60)$$



Şekil 6.8 $\frac{7\pi}{6} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle < \frac{4\pi}{3}$ rotor konumunda eşdeğer devre a) Komutasyon b) İletim

$\frac{3\pi}{2} \langle \theta_{\text{elk}} \langle \frac{5\pi}{3}$ rotor konum aralığı komutasyon veya $i_b \leq 0$ oluncaya dek geçerli

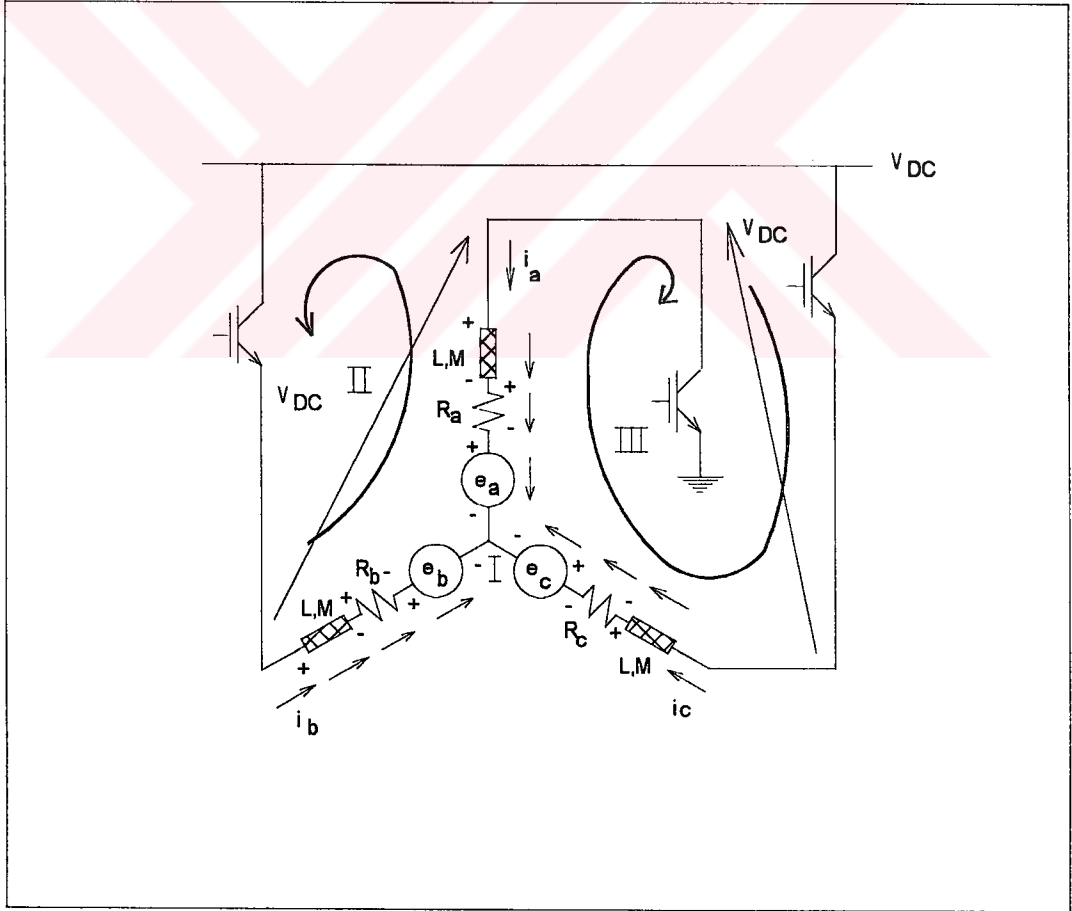
diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.61)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.62)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [2V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.63)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (6.64)$$



Şekil 6.9 $\frac{4\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \langle \frac{3\pi}{2}$ rotor konumunda eşdeğer devre

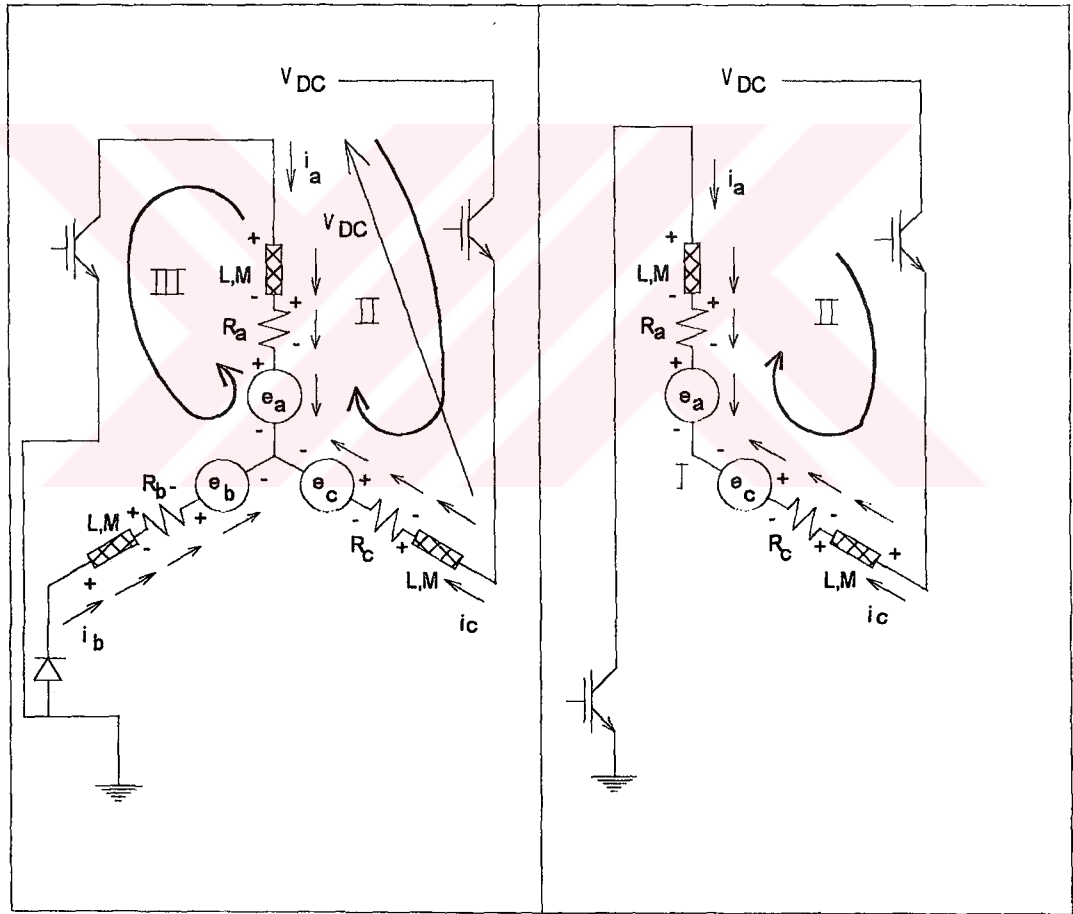
$\frac{3\pi}{2} < \theta_{\text{elk}} < \frac{5\pi}{3}$ rotor konum aralığı iletim veya $i_b \leq 0$ olduktan sonra geçerli

diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-V_{DC} - 2Ri_a + w(k_c - k_a)] \quad (6.65)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [V_{DC} - 2Ri_c + w(k_a - k_c)] \quad (6.66)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (6.67)$$



Şekil 6.10 $\frac{3\pi}{2} < \theta_{\text{elk}} < \frac{5\pi}{3}$ rotor konumunda eşdeğer devre a) Komutasyon b) İletim

Bir önceki adımda iletimde olan herhangi bir güç anahtarı bu adımda kesim komutu almadığından, sistem tek bir eşdeğer devre ile temsil edilebilir.

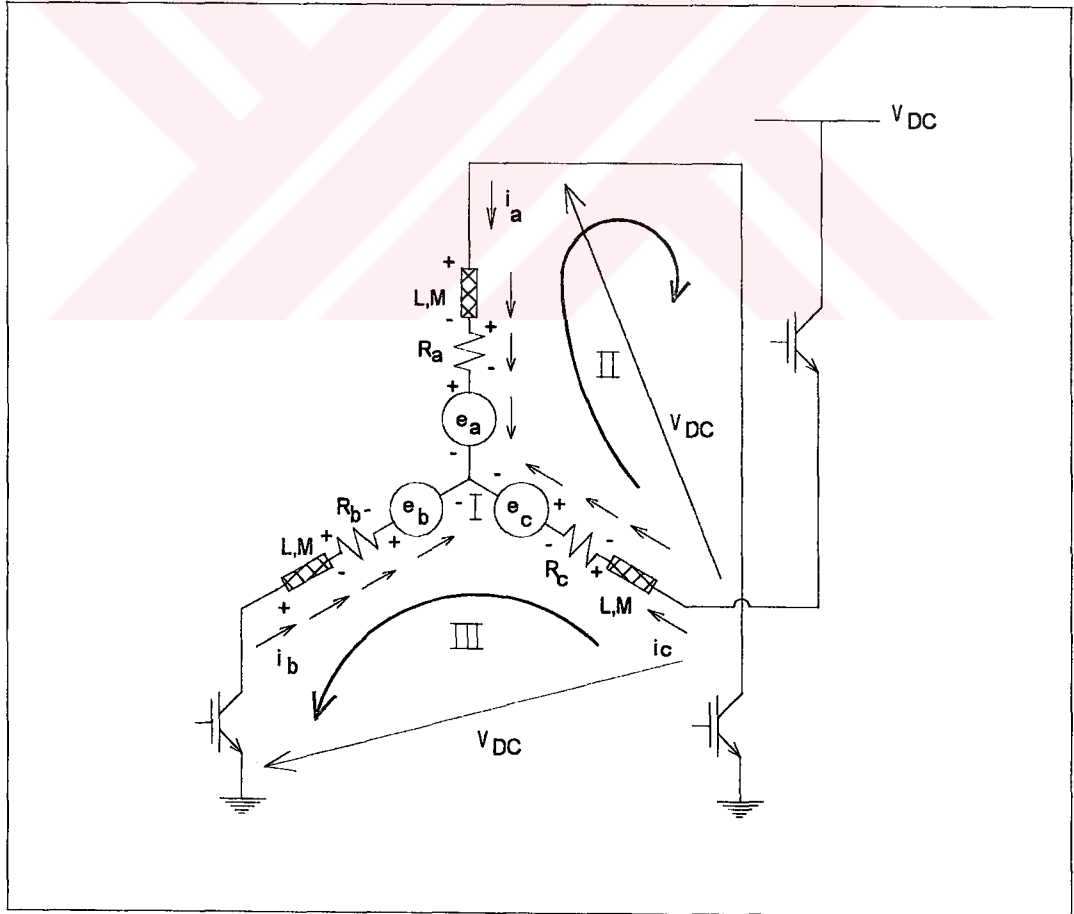
$\frac{5\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle < \frac{11\pi}{6}$ rotor konum aralığında tahrik sistemini temsil eden diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a) \right] \quad (6.68)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b) \right] \quad (6.69)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[2V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c) \right] \quad (6.70)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} \left[k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}} \right] \quad (6.71)$$



Şekil 6.11 $\frac{5\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle < \frac{11\pi}{6}$ rotor konumunda eşdeğer devre

$\frac{11\pi}{6} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle 2\pi$ rotor konum aralığı iletim veya $i_a \geq 0$ olduktan sonra geçerli diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-V_{DC} - 2Ri_b + w(k_c - k_b)] \quad (6.76)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [V_{DC} - 2Ri_c + w(k_b - k_c)] \quad (6.77)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (6.78)$$

Yukarıda verilen diferansiyel denklem takımlarından görüldüğü üzere, trapezoidal oniki darbeli besleme yapısı matematik modelinin en temel özelliği, bazı besleme adımlarında devre topolojisi komutasyon ve iletim olarak ikiye ayrılırken bazılarında tek bir topoloji ile temsil edilebilmesidir.

Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemi oniki darbeli besleme yaklaşımının, doğru akım bara, ve rotor konum temelli elektronik beslemesinin matematik modeli yukarıda verilmiştir. Tüm sistem davranışını veren durum uzayı modelinin tamamlanması için SMFM nin faz sargılarında endüklenen gerilimin de ilgili besleme adımlarında tanımlanması gereklidir. Bu bağlamda genelleştirilmiş matematik model felsefesine uygun olarak, faz sargılarında endüklenen gerilimin birim hız için, ki motor faz sabitine eşittir, matematik bağıntıları tanımlanmalıdır. Motor faz sargılarında endüklenen gerilim dalga şekli besleme yapısından bağımsız olduğundan, altı darbeli 120° ve 180° elektriksel iletimli yapıda verilen genelleştirilmiş yapı, oniki darbeli beslemede de geçerliliğini koruyacaktır. Bu bağlamda, trapezoidal oniki darbeli yapının sayısal benzetiminde, ayrıt 4.1.1 de verilen (4.67), (4.68), (4.69), (4.70), (4.71), (4.72), (4.73), (4.74), (4.75), (4.76), (4.77), (4.78), (4.79), (4.80), (4.81), (4.82) genel bağıntıları kullanılmıştır. Genelleştirilmiş endüklenen gerilim bağıntılarına uygulanan parametreler ise Şekil 5.3 ile bellidir.

Trapezoidal üç fazlı SMFM lu tahrik sisteminde, oniki darbeli besleme yapısının sayısal benzetim matematik modelinin tamamlanmasında son aşama, modele darbe

genişlik modülasyon tekniğinin eklenmesidir. Bu amaçla, 120° ve 180° elektriksel iletimli besleme tekniklerinde izlenen yol kullanılacaktır. Oniki darbeli besleme yaklaşımında da her besleme adımı için, DGM işaretinin yüksek-düşük seviyelerini temsil eden diferansiyel denklem takımları verilecektir. Ayrıtın son aşaması ise, 120° ve 180° elektriksel iletimli beslemede olduğu üzere, genelleştirilmiş diferansiyel denklem takımlarının kurulmasıyla tamamlanacaktır.

Tezin önceki ayrıtlarında belirtildiği gibi DGM işareti, herhangi bir denetim algoritmasının sonucudur ve yüksek seviye durumunda bundan önce verilen rotor konum temelli diferansiyel denklem takımları geçerlidir. DGM işaretinin sıfır koşulunda ise, güç elektroniği besleme devresinin alt kol anahtar elemanları kesime girecek ve sistemi temsil eden eşdeğer devre topolojisi değişecektir. Bu bağlamda ilgili komutasyon aralıklarında yeni devre topolojileri daha önce tanıtılan devre analizi yaklaşımı ile irdelenip, yeni diferansiyel denklem takımları elde edilebilir. DGM işaretinin sıfır koşulunda, trapezoidal oniki darbeli beslemeli SMFM lu tahrik sisteminin her besleme adımında elektriksel durum uzayı diferansiyel denklem takımları aşağıda verilmiştir.

$0 < \theta_{\text{elk}} < \frac{\pi}{6}$ rotor konum aralığında, DGM işaretinin sıfır koşulu için diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.79)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.80)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.81)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (6.82)$$

$\frac{\pi}{6} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle \frac{\pi}{3}$ rotor konum aralığında, DGM işaretinin sıfır koşulu için diferansiyel denklem takımı.

Komutasyon durumu:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.83)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.84)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.85)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{\text{yük}}] \quad (6.86)$$

İletim durumu:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-2Ri_a + w(k_b - k_a)] \quad (6.87)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-2Ri_b + w(k_a - k_b)] \quad (6.88)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b - M_{\text{yük}}] \quad (6.89)$$

$\frac{\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle \frac{\pi}{2}$ rotor konum aralığında, DGM işaretinin sıfır koşulu için diferansiyel denklem takımı:

DGM gereği iki alt kol anahtarının da kesime girmesi koşulu;

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.90)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.91)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.92)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (6.93)$$

DGM gereği, sadece 6 nolu anahtarın kesime girmesi koşulu;

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.94)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.95)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.96)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (6.97)$$

DGM gereği, sadece 2 nolu anahtarın kesime girmesi koşulu;

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.98)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.99)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.100)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (6.101)$$

$\frac{\pi}{2} \langle \theta_{elk} \rangle \frac{2\pi}{3}$ rotor konum aralığında, DGM işaretinin sıfır koşulu için diferansiyel

denklemler:

Komutasyon durumu:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.102)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.103)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c) \right] \quad (6.104)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} \left[k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük} \right] \quad (6.105)$$

İletim durumu:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} \left[-2Ri_a + w(k_c - k_a) \right] \quad (6.106)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} \left[-2Ri_c + w(k_a - k_c) \right] \quad (6.107)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} \left[k_a i_a + k_c i_c - M_{yük} \right] \quad (6.108)$$

$\frac{2\pi}{3} \langle \theta_{elk} \rangle < \frac{5\pi}{6}$ rotor konum aralığında, DGM işaretinin sıfır koşulu için diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a) \right] \quad (6.109)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b) \right] \quad (6.110)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c) \right] \quad (6.111)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} \left[k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük} \right] \quad (6.112)$$

$\frac{5\pi}{6} \langle \theta_{elk} \rangle < \pi$ rotor konum aralığında, DGM işaretinin sıfır koşulu için diferansiyel denklem takımı:

Komutasyon durumu:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a) \right] \quad (6.113)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.114)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.115)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{y\ddot{u}k}] \quad (6.116)$$

İletim durumu:

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-2Ri_b + w(k_c - k_b)] \quad (6.117)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-2Ri_c + w(k_b - k_c)] \quad (6.118)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_b i_b + k_c i_c - M_{y\ddot{u}k}] \quad (6.119)$$

$\pi \langle \theta_{elk} \rangle < \frac{7\pi}{6}$ rotor konum aralığında, DGM işaretinin sıfır koşulu için diferansiyel

denklemler takımı:

DGM gereği iki alt kol anahtarının da kesime girmesi koşulu,

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.120)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.121)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.122)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{y\ddot{u}k}] \quad (6.123)$$

DGM gereği, sadece 4 nolu anahtarın kesime girmesi koşulu,

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.124)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.125)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.126)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (6.127)$$

DGM gereği, sadece 2 nolu anahtarın kesime girmesi koşulu;

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.128)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.129)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.130)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (6.131)$$

$\frac{7\pi}{6} < \theta_{elk} < \frac{4\pi}{3}$ rotor konum aralığında, DGM işaretinin sıfır koşulu için diferansiyel

denklem takımı:

Komutasyon Durumu:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.132)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.133)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.134)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (6.135)$$

İletim durumu:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-2Ri_a + w(k_b - k_a)] \quad (6.136)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-2Ri_b + w(k_a - k_b)] \quad (6.137)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b - M_{y\ddot{u}k}] \quad (6.138)$$

$\frac{4\pi}{3} \langle \theta_{elk} \rangle \frac{3\pi}{2}$ rotor konum aralığında, DGM işaretinin sıfır koşulu için diferansiyel denklem takımı:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.139)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.140)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.141)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{y\ddot{u}k}] \quad (6.142)$$

$\frac{3\pi}{2} \langle \theta_{elk} \rangle \frac{5\pi}{3}$ rotor konum aralığında, DGM işaretinin sıfır koşulu için diferansiyel denklem takımı:

Komutasyon durumu:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.143)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.144)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.145)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{y\ddot{u}k}] \quad (6.146)$$

İletim durumu:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-2Ri_a + w(k_c - k_a)] \quad (6.147)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} [-2Ri_c + w(k_a - k_c)] \quad (6.148)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_c i_c - M_{yük}] \quad (6.149)$$

$\frac{5\pi}{3} \langle \theta_{elk} \rangle \langle \frac{11\pi}{6}$ rotor konum aralığında, DGM işaretinin sıfır koşulu için diferansiyel

denklemler:

DGM gereği iki alt kol anahtarının da kesime girmesi koşulu;

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.150)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.151)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.152)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (6.153)$$

DGM gereği, sadece 4 nolu anahtarın kesime girmesi koşulu;

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a)] \quad (6.154)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b)] \quad (6.155)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c)] \quad (6.156)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük}] \quad (6.157)$$

DGM gereği, sadece 6 nolu anahtarın kesime girmesi koşulu;

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-2V_{DC} - 3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a) \right] \quad (6.158)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[V_{DC} - 3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b) \right] \quad (6.159)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[V_{DC} - 3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c) \right] \quad (6.160)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} \left[k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük} \right] \quad (6.161)$$

$\frac{1}{6} \frac{1}{\pi} \langle \theta_{elk} \rangle 2\pi$ rotor konum aralığında, DGM işaretinin sıfır koşulu için diferansiyel

denklem takımı:

Komutasyon durumu:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-3Ri_a + w(k_b + k_c - 2k_a) \right] \quad (6.162)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-3Ri_b + w(k_a + k_c - 2k_b) \right] \quad (6.163)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} \left[-3Ri_c + w(k_a + k_b - 2k_c) \right] \quad (6.164)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} \left[k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c - M_{yük} \right] \quad (6.165)$$

İletim durumu:

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} \left[-2Ri_b + w(k_c - k_b) \right] \quad (6.166)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L+M)} \left[-2Ri_c + w(k_b - k_c) \right] \quad (6.167)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} \left[k_b i_b + k_c i_c - M_{yük} \right] \quad (6.168)$$

Trapezoidal, üç fazlı ve oniki darbeleri beslemeye sahip SMFM lu tahrik sisteminin, sayısal benzetimine temel olan matematik modelinin son aşaması, modelin geliştirilmiş halinin tanıtımıdır. Oniki darbeleri besleme tekniği genel anlamda, 120° ve 180° elektriksel iletimli altı darbeleri besleme yaklaşımlarının komutasyon adımlarını kapsadığından, daha önce verilen geliştirilmiş modeller geçerliliğini koruyacaktır. Sözelimi üçlü güç anahtarı iletiminden ikili iletime geçişte üst kol anahtar komutasyonu söz konusu ise, 120° elektriksel iletimli yapıda verilen geliştirilmiş model kapsamında (4.85)-(4.88) denklemleri kullanılabilir. Şayet üçlü güç anahtarı iletiminden ikili iletime geçişte alt kol güç anahtarı komutasyonu söz konusu ise, yine 120° elektriksel iletimli yapıda verilen geliştirilmiş model kapsamında (4.89)-(4.92) denklemleri geçerlidir. Benzer şekilde, iki altkol-bir üst kol ve bir altkol-iki üst kol güç anahtarı iletiminde sırasıyla, altı darbeleri 180° elektriksel iletim için verilen (4.163)-(4.166) ve (4.167)-(4.170) diferansiyel denklem takımları kullanılır. Oniki darbeleri besleme yaklaşımı matematik modelinde diğer altı darbeleri tekniklere göre tek farklılık, iki alt kol anahtar iletiminin söz konusu olduğu üçlü güç elektroniği anahtar iletimi içeren besleme adımlarıdır. Bu farklılık DGM işaretinin sıfır seviyesi için tanımlanan diferansiyel denklem takımlarında, başka bir ifadeyle $\frac{\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle \langle \frac{\pi}{2} \rangle$, $\pi \langle \theta_{\text{elk}} \rangle \langle \frac{7\pi}{6} \rangle$ ve $\frac{5\pi}{3} \langle \theta_{\text{elk}} \rangle \langle \frac{11\pi}{6} \rangle$ adımlarında verilmiştir. Oniki darbeleri besleme yaklaşımında bu farklılık, geliştirilmiş matematik model felsefesine uygun olarak aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

Sadece “alt1” güç anahtarının kesime gitmesi durumunda:

$$\frac{di_{\text{üst}}}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{\text{DC}} - 3Ri_{\text{üst}} + w(k_{\text{alt1}} + k_{\text{alt2}} - 2k_{\text{üst}})] \quad (6.169)$$

$$\frac{di_{\text{alt1}}}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{\text{DC}} - 3Ri_{\text{alt1}} + w(k_{\text{üst}} + k_{\text{alt2}} - 2k_{\text{alt1}})] \quad (6.170)$$

$$\frac{di_{\text{alt2}}}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{\text{DC}} - 3Ri_{\text{alt2}} + w(k_{\text{üst}} + k_{\text{alt1}} - 2k_{\text{alt2}})] \quad (6.171)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_{\text{üst}}i_{\text{üst}} + k_{\text{alt1}}i_{\text{alt1}} + k_{\text{alt2}}i_{\text{alt2}} - M_{\text{yük}}] \quad (6.172)$$

Sadece “alt2” güç anahtarının kesime gitmesi durumunda:

$$\frac{di_{üst}}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_{üst} + w(k_{alt1} + k_{alt2} - 2k_{üst})] \quad (6.173)$$

$$\frac{di_{alt1}}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [-2V_{DC} - 3Ri_{alt1} + w(k_{üst} + k_{alt2} - 2k_{alt1})] \quad (6.174)$$

$$\frac{di_{alt2}}{dt} = \frac{1}{3(L+M)} [V_{DC} - 3Ri_{alt2} + w(k_{üst} + k_{alt1} - 2k_{alt2})] \quad (6.175)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} [k_{üst}i_{üst} + k_{alt1}i_{alt1} + k_{alt2}i_{alt2} - M_{yük}] \quad (6.176)$$

Daha önce tüm besleme adımları için verilen diferansiyel denklem takımlarından anlaşılacağı üzere, oniki darbeli besleme yaklaşımı için 120° ve 180° elektriksel iletimli altı darbeli besleme matematik modelinden hareketle, yukarıda tanımlanan genelleştirilmiş model DGM işaretinin yüksek seviye koşulunda geçerlidir. DGM işaretinin düşük seviye veya kesim koşulundaki yapıda ise kaynak fonksiyonu, ilgili besleme topolojisi gereği sıfır değerini alacaktır.

Tezin bu ayrıtında verilen genelleştirilmiş matematik model kullanılarak, oniki besleme adımlı trapezoidal SMFM lu tahrik sistemleri tüm ayrıntısı ile irdelenebilir. Trapezoidal üç fazlı ve oniki darbeli besleme içeren SMFM temelli tahrik sistemlerinin geçici ve kararlı hal cevabını ortaya koymaya yönelik bu matematik model ve EK A da akış şeması verilen bilgisayar programı ile, daha önce altı darbeli 120° ve 180° elektriksel iletimli beslemenin sayısal benzetiminde tanıtılan çalışma ve hata koşulları analiz edilebilir. Bu bağlamda sayısal benzetim modellerinde tek farklılık doğru akım bara sonrası yapıda odaklanmaktadır.

6.2 SAYISAL BENZETİM SONUÇLARI

Bu çalışmada geliştirilen oniki darbeli besleme yaklaşımının matematik modeli, daha önceki ayrıtta vurgulandığı üzere, üçlü ve ikili güç elektroniği iletimlerini içeren komutasyon adımlarını kapsamaktadır. Bu bağlamda sistemi ifade eden diferansiyel denklemler ve genelleştirilmiş model kurulmuştur. Rotor konumuna göre ilgili koşulların gerçekleşmesi modele eklenen anahtarlama adımları ile sağlanmıştır.

Böylece, değişik çalışma koşullarında çözüm, rotor konumuna göre sistemi temsil eden değişik diferansiyel denklem takımlarının kullanılması suretiyle elde edilmiştir.

Anahtarlama durumlarını veya adımlarını temsil eden diferansiyel denklem takımlarının sayısal çözümlerinde altı darbeli 120° ve 180° elektriksel iletimli yapılarda sözü geçen, dördüncü dereceden Runge-Kutta algoritması kullanılmıştır. Sayısal benzetim tekniğinde kullanılan yaklaşım, daha önce tanıtılan sanal geçici rejim yapısıdır.

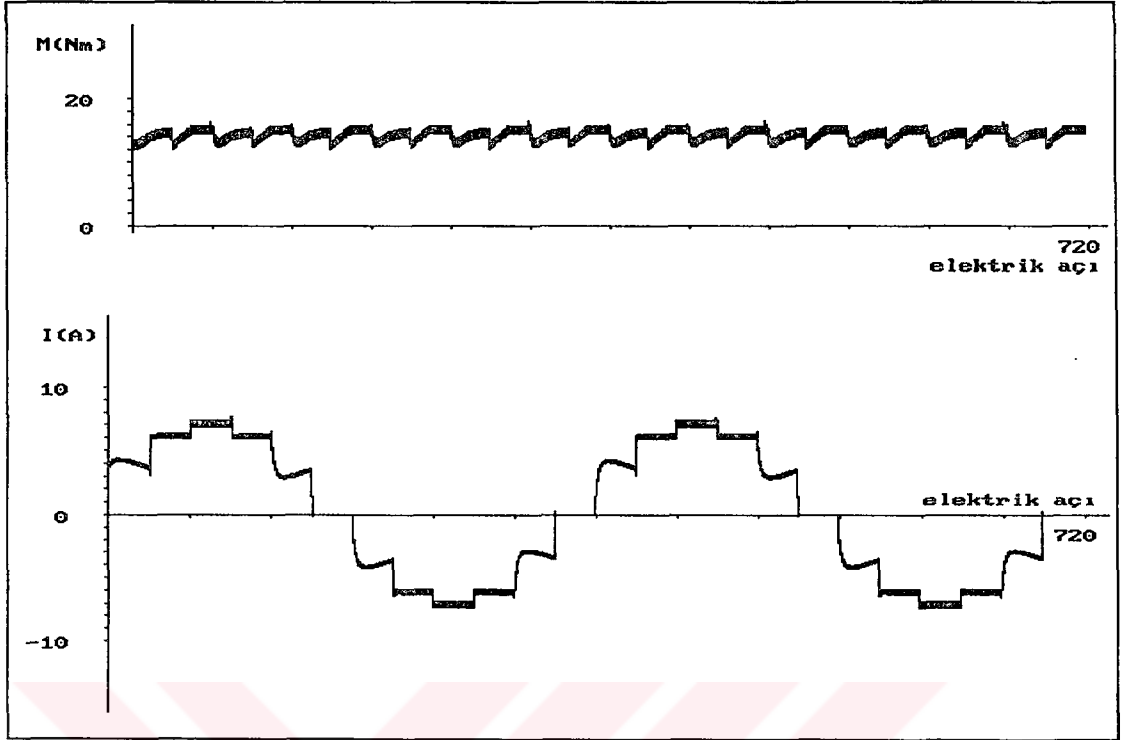
Trapezoidal oniki darbeli SMFM temelli tahrik sisteminin sayısal benzetim sonuçlarında, durum değişkenlerine ait tüm ilk koşullar kalkışı da dikkate almak üzere sıfır olarak alınmıştır. Bu bağlamda sıfır değerli ilk koşullarla başlatılan bir uyarma başka bir ifadeyle komutasyon veya iletim çevrimi koşturularak, çevrim sonunda elde edilen veriler, ikinci çevrimin ilk koşulları olarak kullanılmış ve bu durum kararlı çevrimlerin elde edilmesine kadar devam ettirilmiştir. Sayısal benzetimde tezin bundan önceki ayrıtında belirtildiği üzere, darbe genişlik modülasyonu da modele dahil edilmiştir. Kullanılan yaklaşımda özetle, her Runge-Kutta adımı sonunda hesaplanan faz akımları ve rotor açısal hızı, referans değerleri ile karşılaştırılmış ve akım-hız hatası elde edilmiştir. Oransal, integral ve türev (PID) denetleyiciye giriş büyüklüğü olarak hesaplanan hız hatası uygulanmıştır. Böylece kontrol kuramının uygulanmasıyla akım referansı elde edilmiştir. Bundan sonraki denetim aşamasında akım hatası, Ayrıt 7.2 de verilecek denetim tekniği doğrultusunda değerlendirilerek, uygun DGM iletim oranları hesaplanmıştır. Elde olunan işaret ile rotor konumuna karşı düşen anahtarlama veya komutasyon işareti mantık anlamında VE lenerek ilgili anahtar iletime veya kesime geçirilmiştir. Sayısal benzetim için kullanılan bilgisayar programının genel akış şeması EK A da verilmiştir.

Çalışmada kullanılan motora ait laminasyon ve mıknatıs kesiti iki boyutlu olarak Şekil 4.14 ile verilmiştir. Parametreleri belirli trapezoidal beslemeli sürekli mıknatıslı motor için, uygulama açısından kritik bazı hızlarda mil momenti ve A fazı akımının değişimini veren sayısal benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir.

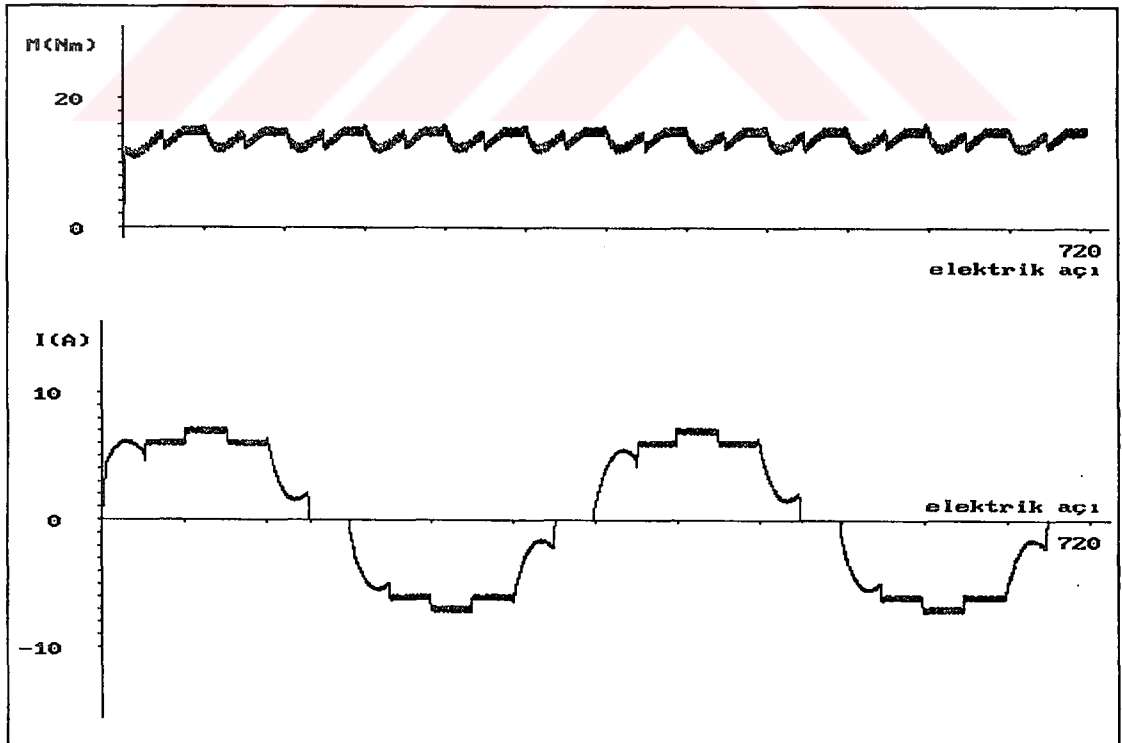
Sayısal benzetimde, 120° ve 180° elektriksel iletimli altı darbeli beslemede tanımlanan tüm özellikler ve Şekil 4.15 ile verilen denetim blok diyagramı, ikili ve üçlü faz iletimlerinde değiştirilen akım referans değeri dışında geçerliliğini korumaktadır. Başka bir deyişle her üç besleme seçeneğinde de tüm ilkeler ve koşullar eşdeğer tutularak, sayısal benzetim sonuçlarının aynı temelde karşılaştırılması ve yorumlanması amaçlanmıştır.

Trapezoidal oniki darbeli besleme için bir önceki ayrıtta kurulan matematik model kullanılarak, EK A da verilen sayısal benzetim algoritması yardımıyla, sistem cevabı 50, 300, 800, 1000, 1200 ve 1400 d/d motor hızları için aşağıda verilmiştir.

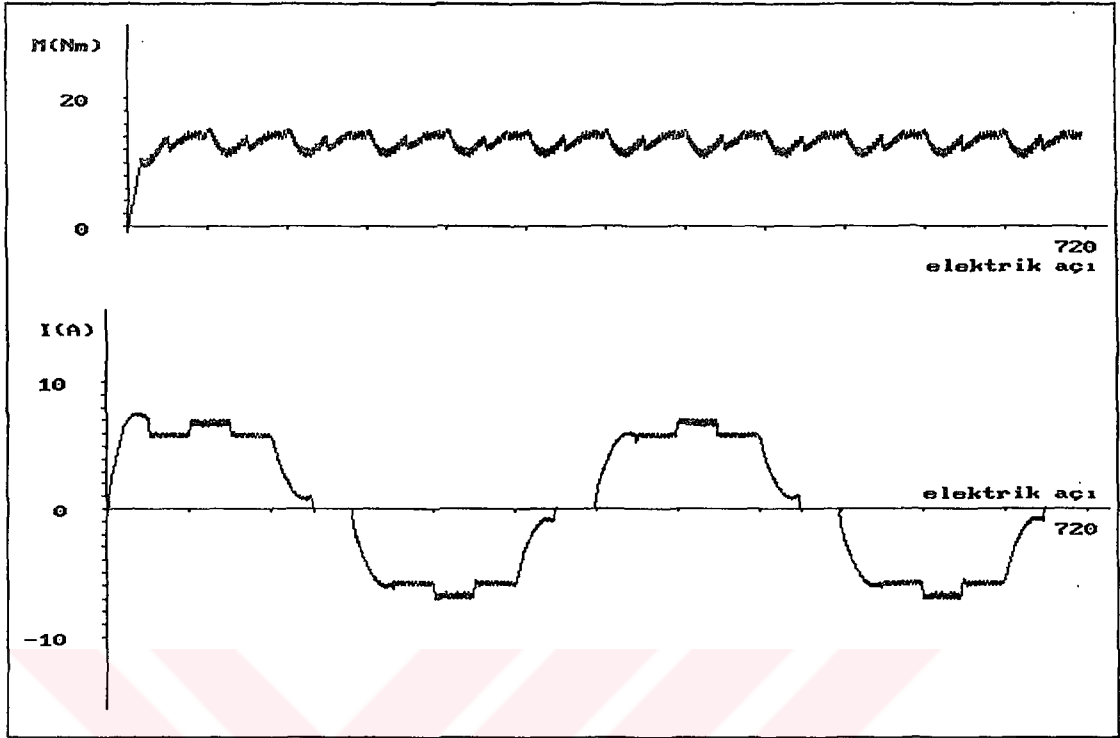




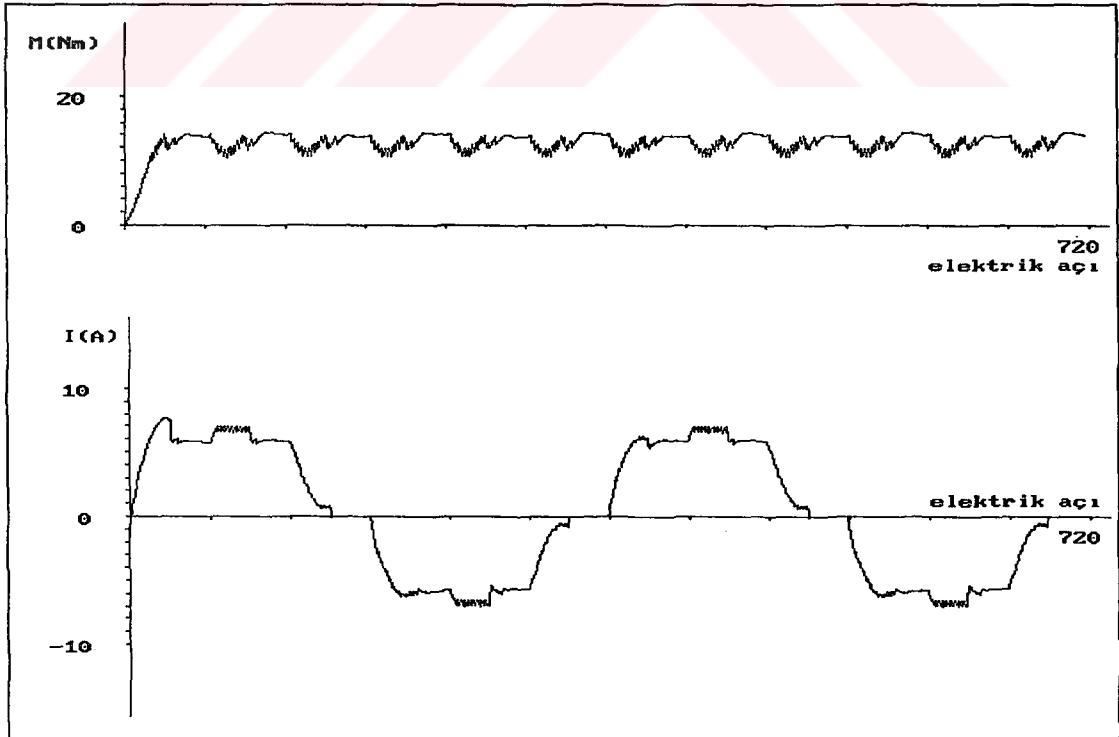
Şekil 6.13 50 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi



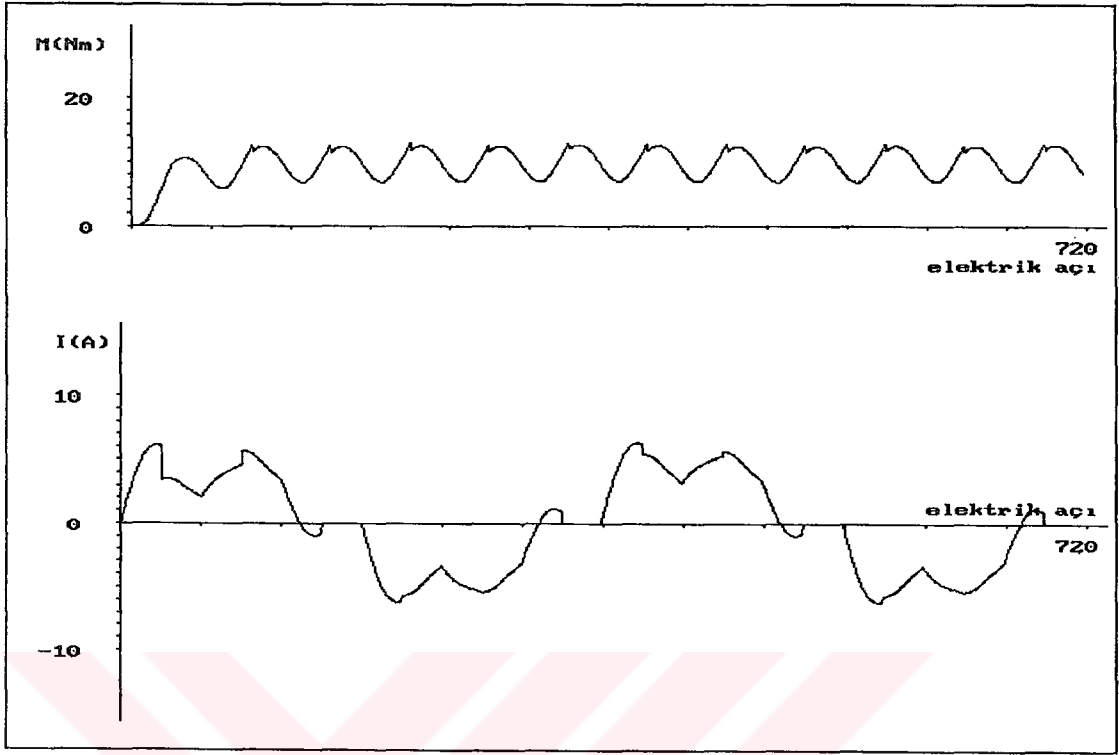
Şekil 6.14 300 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi



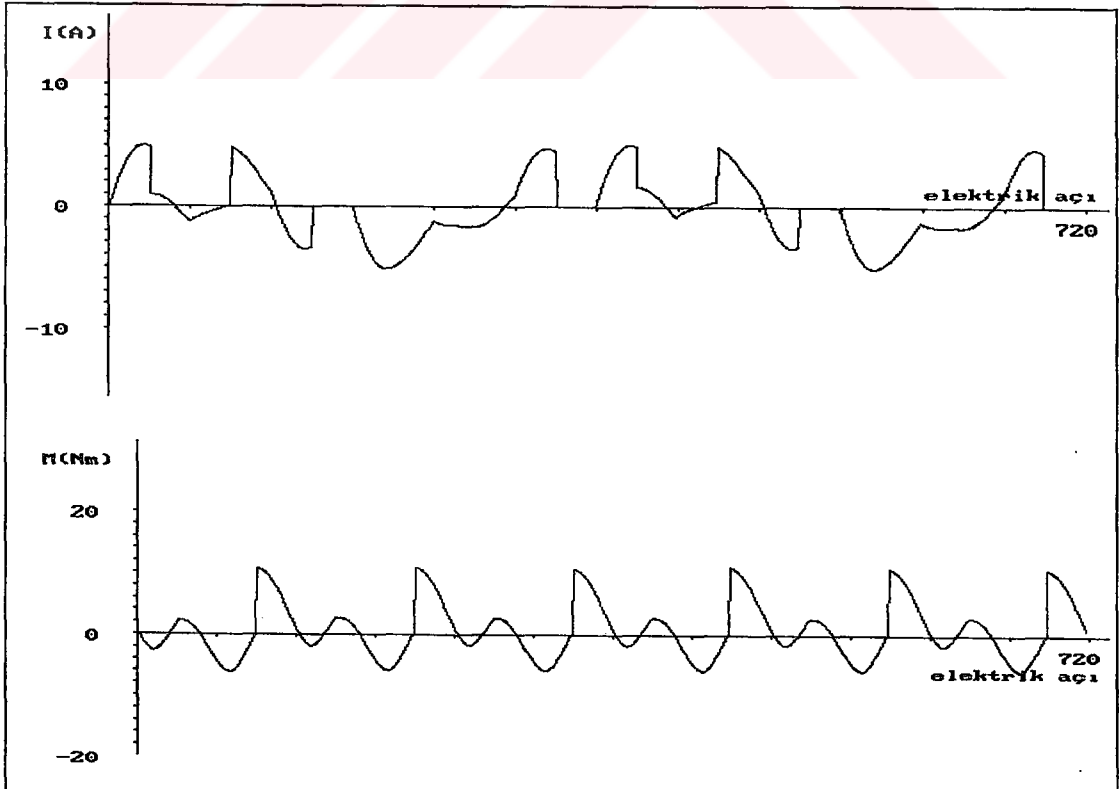
Şekil 6.15 800 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi



Şekil 6.16 1000 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi



Şekil 6.17 1200 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi



Şekil 6.18 1400 d/d sabit devir hızı, moment ve A fazı akımının elektriksel rotor konumu ile değişimi

BÖLÜM 7

TRAPEZOİDAL ONİKİ DARBELİ BESLEMEDE DENETİM YAPISI

Tezin bu ayrıtında trapezoidal oniki darbe beslemeli SMFM lu tahrik sistemlerine uygulanabilecek histeresis tip, bir akım denetim tekniği sunulacaktır. Böylelikle teze konu olan trapezoidal besleme yaklaşımına komutasyon mantığı bağlamında önerilen “oniki darbeli besleme tekniği” sonrası, denetimi için de bir çözümün önerilmesi amaçlanmıştır. Bununla beraber önerilen bu denetim yaklaşımının oniki darbeli besleme dışında, 120° ve 180° elektriksel iletimli altı darbeli besleme tekniklerine de uygulanması mümkündür.

Literatürde, 120° ve 180° elektriksel iletimli altı darbeli besleme teknikleri için tezin ikinci ayrıtında verilenler dışında, değişik çözümler de önerilmiştir [33,55,59,60,61]. Söz konusu referanslardan bazıları, altı darbeli trapezoidal besleme için stator sargı bağlantısına göre, iki veya üç faz akım algılayıcılı denetim teknikleri sunmaktadır [33,55,59]. Ayrıca bir referansta, da barası üzerinde bir ve yalnız bir algılayıcı ile akım denetiminin izlenebilirlik anlamında analizi yapılmış ve ancak iki algılayıcı ile kontrol teorisinden bilinen izlenebilirlik kriterinin sağlandığı belirtilmiştir. Bu yaklaşımın avantajı, bir algılayıcının sistemin elektronik toprak referansını kullanmasından dolayı tek ayrık gerilim kaynağına ihtiyaç göstermesidir. [59]. Yıldız bağlı bir SMFM için iki algılayıcılı yaklaşım, kolaylıkla anlaşılacağı üzere, üç faz akımının algılanmasına eşdeğerdir. İki faz akımının algılanması durumunda ise ayrık gerilim kaynağı ihtiyacı ikidir ve alternatif akım başka bir deyişle belli bir referansa göre pozitif ve negatif işaretin algılanma ve işleme zorunluluğu söz konusudur. Bu durumda tezin üçüncü ayrıtında sinüsoidal besleme ve denetim için belirtilen zorluklar kaçınılmaz olarak sistem tasarımını etkileyecektir.

Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde akım denetimi için önerilen bir diğer yaklaşım ise, alt kol güç elektroniği anahtarları ile da bara toprak hattı arasına üç ve üst kol güç anahtarları ile motor faz bağlantıları arasına üç adet akım algılayıcı olmak üzere toplam altı adet algılayıcı kullanımını önermektedir [60,61]. Faz akımlarının algılanması dışında önerilen son iki yaklaşımın en olumlu yönü, alternatif akım algılamak yerine TTL seviyede ve sadece pozitif kutbiyette akım bilgisinin, denetim anlamında yeterli olmasıdır. Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde akım denetimi için önerilen altı algılayıcı yaklaşım temelde uygulamaya özel bir kapı sürücü güç tümleşik devresinin (GS 601 HVIC, MOS kapı sürücü, Harris Semiconductor) kullanımını öngörmektedir. İlgili çözümde bu yüksek gerilimli tümleşik devre, hem güç anahtarı kapı sürücüsü ve hemde bazı çevresel birimler yardımıyla sistem denetleyicisi olarak kullanılmaktadır. Bu yaklaşım özetle aşağıda verilen denetim özelliklerine sahiptir:

- Denetim sistemi CMOS analog ve uygulamaya özel bir donanım üzerine kurulmuştur.
- Akım denetimi temelli DGM işareti, güç elektroniği devresinin alt kol elemanlarına uygulanmaktadır. Üst kol güç elemanları, sadece kendilerine ait algılayıcının çıkış işareti önceden belirlenen akım referans değerini aştığında, saat üzerinden kesimli DGM tekniğinde uygulanan mantık gereğince, kesime sokulmakta ve sabit sürenin sonunda akım hatası tekrar değerlendirilmektedir. Özet olarak üst kol akım denetimi sadece koruma amaçlıdır.
- Kullanılan güç anahtarları kendi bünyelerinde, akım algılama özelliğini de bulundurmaktadırlar (örnek olarak Motorola SENSEFET). Dolayısıyla ayrı algılayıcılara gerek duyulmamıştır.
- Sistemde uygulanan DGM tekniği, kullanılan algoritma doğrultusunda değişken frekanslıdır.
- Denetim için gerekli olan matematik, karşılaştırma ve ölçekleme fonksiyonları, tasarlanan donanım ve uygulamaya özel yüksek gerilimli tümleşik devre yardımıyla yürütülmektedir. Bu anlamda çevrim ve sayısal denetleyici cevap süresi veya diğer denetleyici parametrelerinin optimizasyonu için, bir çözümün sunulmasına gerek duyulmamıştır.

- Önerilen sistemden tatminkar sonuçların alındığı, gerek yazarların yorumlarından ve gerekse verilen sonuçlardan anlaşılmaktadır.

Tezin bu ayrıtında önerilen oniki darbeli besleme yaklaşımına özgü akım denetim tekniği, yukarıda irdelenen analog temelli yaklaşımdan hareketle tasarlanmıştır.

Oniki darbeli beslemeye yönelik tasarlanan akım denetim tekniğinin tezdeki sunuşunda ilk aşama, SMFM lu tahrik sistemlerinde uygulanan DGM tekniklerinin genel olarak tanıtılmasına ayrılmıştır. Bu amaçla SMFM lu tahrik sistemlerinde yaygın olarak uygulanan DGM teknikleri tanıtılacak ve oniki darbeli besleme yaklaşımı için en uygun olduğu düşünülerek seçilen tekniğin gerekçeleri vurgulanacaktır. İkinci aşamada ilgili referansta uygulanan akım denetim mantığı tanıtılacaktır. Böylece, oniki darbeli besleme yaklaşımı için önerilen akım denetim tekniğinin altyapısının kurulması ve ilgili denetim tekniğinden hareketle geliştirilen yeni denetim yapısının farklılıklarının daha iyi anlaşılması amaçlanmıştır. Üçüncü aşamada oniki darbeli besleme tekniği için geliştirilen ve da barasında kullanılan bir ve yalnız bir algılayıcı dışında karmaşık ve yüksek maliyetli akım algılama tekniklerini gereksiz kılan, yeni bir denetim yapısı tanıtılacaktır. Oniki darbeli besleme tekniği için geliştirilen bu yaklaşım ve yeni komutasyon mantığı sayesinde, SMFM tahrik sistemlerinde söz konusu olan akım denetim güçlüklerinin aşılması başarılmıştır. Tezin bu ana ayrıtındaki son aşama ise, ilgili denetim tekniğinin oniki darbeli ve klasik 120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme yaklaşımlarına uygulandığı, Matlab-Simulink modellerinin tanıtılmasına ve sonuçlarının verilmesine ayrılmıştır. Ayrıca ayrıt sonunda, oniki darbeli besleme tekniği için önerilen denetim yaklaşımının, parametreleri daha önce tanıtılan sürekli mıknatıslı trapezoidal motorlu tahrik sistemine uygulanması sonucu elde olunan sonuçlar yorumlanarak, sisteme kazandırdığı üstünlükler vurgulanacaktır.

7.1 SMFM'LU TAHİRİK SİSTEMLERİNDE YAYGIN OLARAK KULLANILAN DGM TEKNİKLER

Tezde bu aşamaya kadar verilen bilgiler ışığında, moment kalitesi açısından SMFM denetiminde, besleme akımı dalga şeklinin önemi açık olarak gözükmemektedir. Bilindiği üzere sabit bir gerilim kaynağından, uygulamada bu gerilim kaynağı doğru akım barasıdır, gerekli akım dalga şeklinin elde edilmesi akım denetimi sayesinde mümkündür. Bu bağlamda besleme devresinde kullanılan güç elektroniği elemanının doğrusal bölgede çalışması, devreden en yüksek verimlilik sağlamak açısından istenmeyen bir durumdur. Bunun yerine güç elektroniği elemanlarının ideal açık ve kapalı olmak üzere, iki konumlu anahtar gibi çalışması gerekir. Öyleki kesim konumunda veya anahtardan akım akmaz iken güç kaybı sıfır, iletim konumunda elemanın iç direnci veya gerilim düşümü en düşük seviyede ve dolayısıyla güç kaybı en düşük seviyede olması istenmektedir. Ancak bilindiği üzere bu tanımlar, ideal güç elektroniği anahtar özelliklerini yansıtmaktadır ve pratikte bu özelliklere ulaşılması mümkün değildir. Bu anlamda akım denetimi bir anahtarlama tekniği olarak tasarımcının karşısına çıkmaktadır. Akım denetiminin genel tanımı çerçevesinde, güç anahtarının çalışma oranı belli hata kriterlerine göre belirli bir teknik gereği değiştirilirken, besleme akımı dalga şeklinin ortalama olarak istenen yapıya yakınsaması amaçlanmaktadır. İstenen besleme akımı dalga şeklinde anahtarlama işlemi, istenen akım dalga şeklindeki değişimden çok daha hızlı ise doğal olarak gerçek ve istenen veya referans akım dalga şekli arasındaki değişim çok düşük kılınabilir. Bu kapsamda tüm anahtarlama teknikleri, literatürde darbe genişlik modülasyonu (DGM) olarak tanımlanmaktadır.

Motor sürücü elektroniğine ek olarak, değişik DGM teknikleri birçok uygulamada yaygın olarak kullanıldığından, literatürde oldukça fazla makale ve kitapta kendine yer bulmaktadır. Bununla beraber bilindiği üzere, ilgili yayınların neredeyse tümünde DGM, akım denetiminden çok gerilim denetimi amaçlı irdelenmekte ve sunulmaktadır. Akım denetimi için DGM uygulamaları, gerilim denetimi yanında oldukça az sayıdadır. Tez çalışmasında ise ilgi, doğal olarak SMFM lu tahrik sistemlerinin verimli ve akıllı hız-moment denetimini sağlayacak akım temelli DGM

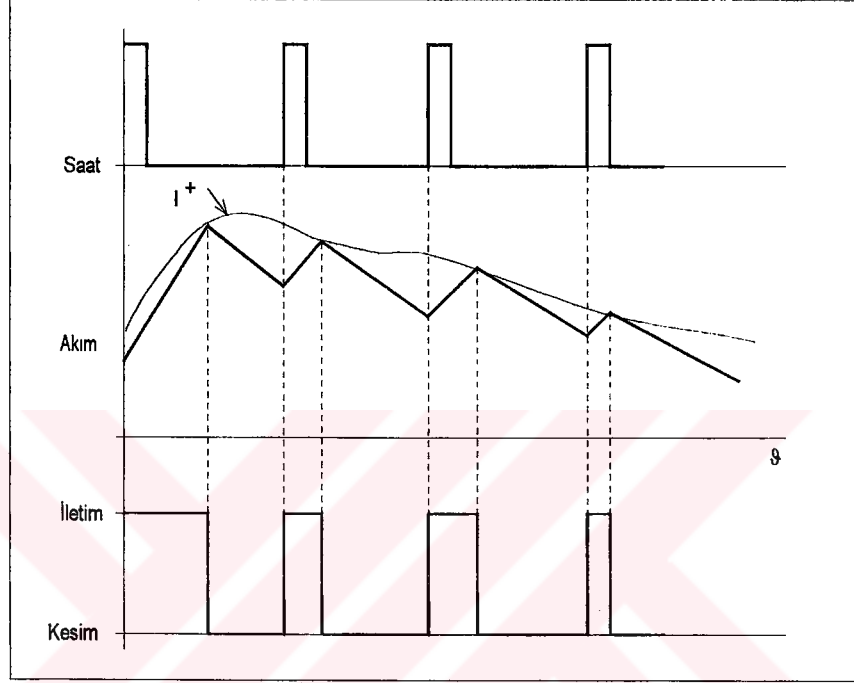
bant genişliği veya akım hatasını, I^- ani akımın alt sınır ve I^+ üst sınır değerini simgelemektedir. Akım ani değeri üst sınıra ulaştığında, ilgili güç anahtarı kesim komutu alarak akım ani değerinin azalmasını veya motor sargı endüktansı üzerinde biriken magnetik enerjinin boşalmasını sağlayacaktır. Benzer şekilde akım alt sınıra ulaştığında güç anahtarı iletim durumuna geçecek ve akım ani değeri genlik olarak yükselmeye zorlanacaktır. SMFM besleme devresinde sargı endüktansı üzerindeki gerilim, besleme ve endüklenen gerilim arasındaki farkın fonksiyonudur. Bu özellikten hareketle, akım temelli DGM tekniğinde düşük motor hızlarında anahtar iletim oranı düşük veya anahtarlama oranı yüksek, yüksek hızlarda ise iletim oranı yüksek veya anahtarlama frekansı düşüktür. Düşük hızlarda anahtarlama frekansı, akım hatası veya tolerans bandının artırılması ile azaltılabilir ancak bu yaklaşım, tezin önceki ayrıtlarında verilenler ışığında, SMFM lu tahrik sistemlerinde akım ve dolayısıyla moment dalgalılığının belli bir yüzdeyle artmasına neden olacaktır. Histeresis DGM nin belli başlı özellikleri aşağıda verilmiştir.

- Akım hatası veya tolerans bant genişliği bir tasarım parametresi olarak alındığında, duyarlı akım denetimi mümkündür.
- Bu teknikte, DGM nin uygulandığı ilgili güç anahtarının anahtarlama frekansı bir tasarım parametresi değildir. Bunun sonucunda anahtarlama frekansı tamamen ani akım değerine bağlıdır başka bir deyimle değişkendir.
- DGM tekniği sonucu oluşan anahtarlama frekansı ile harmonik bileşenler değiştiğinden, akustik ve elektromagnetik gürültünün süzülmesi güçtür.
- Histeresis DGM tekniği, motor hızı ve yükünün sabit olduğu uygulamalarda çokça kullanılmaktadır.

SAAT ÜZERİNDEN İLETİMLİ DGM TEKNIĞİ

Saat üzerinden iletimli DGM tekniği, pratikte en çok uygulanan yapıların başında gelmektedir. Histeresis DGM tekniğinde kullanılan tepeden tepeye akım hatasının denetimi yerine bu yaklaşımda, sabit saat üzerinden iletim kullanılmaktadır ve dolayısıyla sistemde anahtarlama frekansı sabittir. Saat üzerinde iletimli DGM nin çalışma ilkesi Şekil 7.2 de verilmiştir. Bu yapıda akımın izlediği üst sınır senkronize bir saat ile denetlenmektedir. Belirli bir frekans çerçevesinde, herhangi bir anda oluşan bir saat darbesiyle anahtar iletime sokulmakta ve motor sargı endüktansı

doldurulmaktadır. Motor ani faz akımı I^+ üst referansına ulaştığında ilgili anahtar kesim komutu alır ve endüktans bir sonraki saat işaretine kadar magnetik enerjisini boşaltmaya zorlanır. Daha sonra gelen saat işaretiyle güç anahtarı tekrar iletim komutu alır ve süreç böylece devam eder.



Şekil 7.2 Saat üzerinden iletimli DGM tekniği

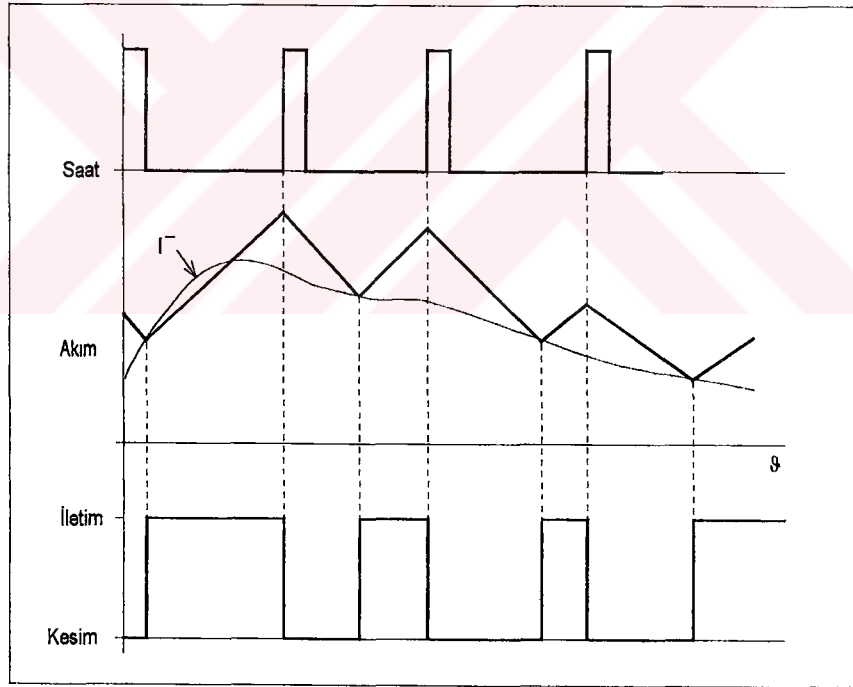
Saat üzerinden iletimli DGM tekniğinin belli başlı özellikleri aşağıda verilmiştir.

- Faz akımını sınırlayan sabit bir tolerans bandı bulunmadığından bu teknik ile sağlanan akım denetimi histeresis teknik gibi yüksek duyarlılık içermez.
- Anahtarların konum değiştirdiği frekans sabit bir tasarım parametresidir.
- Anahtarlama frekansı sabit olduğundan, akustik ve elektromagnetik gürültü nispeten kolay filtre edilebilir.
- Bu DGM tekniğinde dalgalılık kararlılığı yoktur ve %50 nin üzerindeki iletim oranlarında alt harmonik bileşenler söz konusudur [62]. Bu kararsızlık sistem performansını olumsuz yönde etkilemekle birlikte, ilgili iletim oranlarında denetimi imkansız kılmaz. Sadece tahrik sistemi moment ve ses kalitesini olumsuz yönde etkileyen karmaşık bir davranış sergiler. Anahtarlama frekansının yarı değerinde belirgin bir akım dalgalılığı söz konusudur [62].

- Bu yaklaşımda dalgalılık kararsızlığının önlenmesine yönelik bazı çalışmalar da yapılmıştır [62]. Bu çalışmaların neredeyse tümünde, temel referans akıma kararlı bir rampa fonksiyonu tanımlama esas alınmaktadır.

SAAT ÜZERİNDEN KESİMLİ DGM TEKNIĞİ

Saat üzerinden kesimli DGM tekniği ilkesel olarak saat üzerinden iletimli yaklaşımın eşleneğidir. Şekil 7.3 ile verilen bu teknikte, saat darbeleri ilgili anahtarın kesime girmesine veya başka bir ifadeyle motor faz sargı endüktansında depolanan magnetik enerjinin boşalmasını başlatır. Daha sonra akım ani değer olarak I^* ye düştüğünde, ilgili güç elektroniği elemanı iletim konumuna geçer ve diğer saat darbesine kadar iletimde kalarak sargı endüktansında magnetik enerji depolar. Bu DGM tekniğinde de anahtarlama frekansı saat frekansına eşittir.



Şekil 7.3 Saat üzerinden kesimli DGM tekniği

Saat üzerinden kesimli DGM tekniği çalışma ilkesi Şekil 7.3 ile verilmiştir.

Saat üzerinden kesimli DGM tekniğinin belli başlı özellikleri aşağıda sunulmuştur.

- Faz akımını sınırlayan sabit bir tolerans bandı bulunmadığından bu teknik ile sağlanan akım denetimi histeresis teknik gibi yüksek duyarlılık içermez.

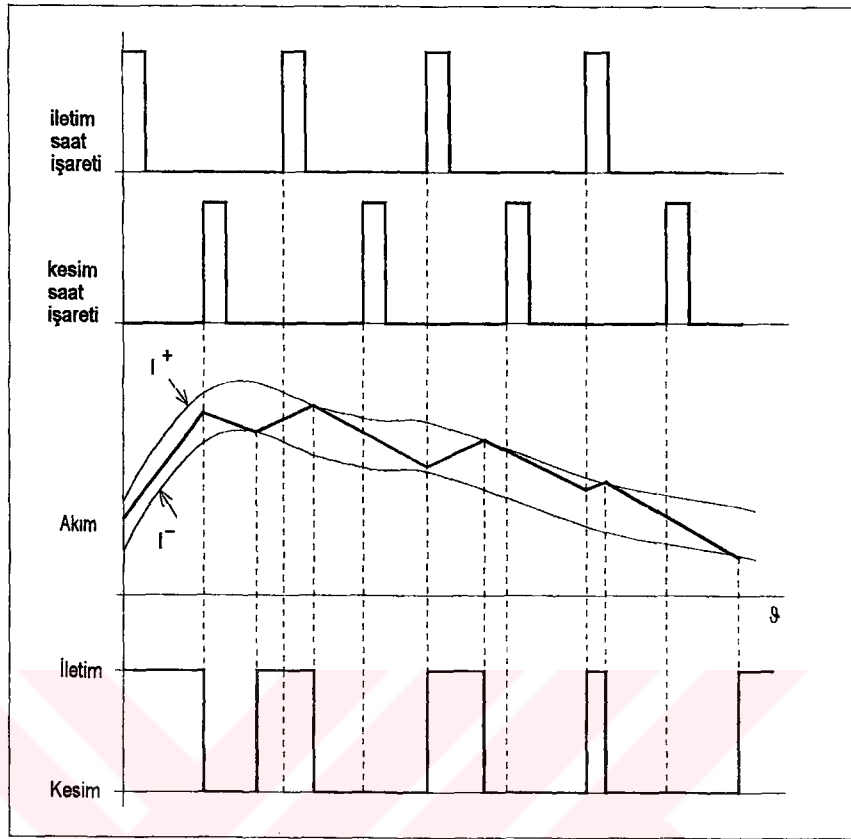
- Anahtarlama frekansı sabit bir tasarım parametresidir.
- Anahtarlama frekansı sabit olduğundan, akustik ve elektromagnetik gürültü nispeten kolay filtre edilebilir.
- Bu DGM tekniğinde dalgalılık kararlılığı yoktur ve %50 nin altındaki iletim oranlarında alt harmonik bileşenler söz konusudur. Anahtarlama frekansının yarı değerinde belirgin bir akım dalgalılığı söz konusudur [62].

ÇİFT AKIM DENETİMLİ DGM TEKNIĞİ

Bu DGM tekniği, ANUNCIADA ve SILVA (1991) tarafından geliştirilmiştir [63]. Çift akım denetimli DGM tekniğinin amacı, bundan önce tanıtılan iki teknikte söz konusu olan, akım dalgalılık kararsızlığının ortadan kaldırılmasıdır. Bu teknik özet olarak, saat üzerinden iletim ve kesim ilkesini temel alan iki tekniği akıllı bir şekilde birleştirmeyi öngörmektedir. İletim oranının %50 nin altında olduğu çalışma koşullarında bu teknikte, saat üzerinden iletimli DGM yaklaşımı kullanılırken, %50 nin üzerinde saat üzerinden kesimli DGM ilkesi uygulanmaktadır. Şekil 7.4 den görüldüğü üzere bu yaklaşımda iki saat işareti kullanılmaktadır. Öyleki kesim saat işareti, iletim saat işaretine göre yarım periyot geciktirilmiştir. Çift akım denetimli DGM tekniği gereğince, denetleyici yapıya iletim saat darbesi ulaştığında veya ani akım I^- ye düştüğünde güç anahtarı iletime sokulurken, kesim saat işareti ulaştığında veya faz akımı I^+ ya yükseldiğinde kesime sokulmaktadır. Şekil 7.4 de gösterildiği üzere, yöntem bir çalışma şeklinden diğerine sürekli bir geçiş sergilemektedir.

Çift akım denetimli DGM tekniğinin belli başlı özellikleri aşağıda verilmiştir.

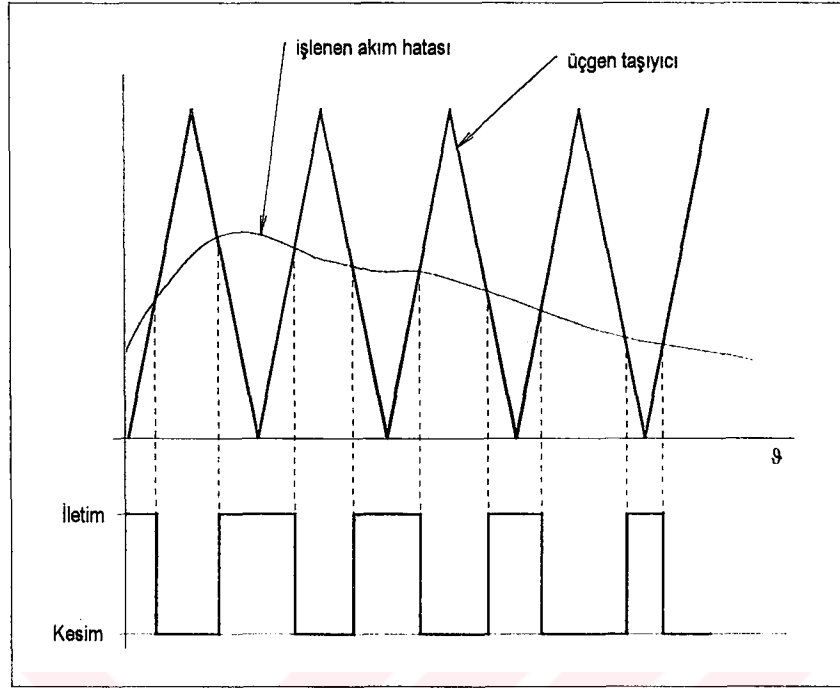
- Bu DGM tekniği kendisini oluşturan iki DGM tekniğinin tüm temel özelliklerini içermektedir. Sadece bu yaklaşımda akım dalgalılık kararsızlığı artık söz konusu değildir.
- Bu DGM yönteminde saat frekansının, faz sargısı zaman sabiti dikkate alınarak seçilmesi durumunda histeresis DGM tekniğine benzer bir sistem cevabının elde edilmesi mümkündür.



Şekil 7.4 Çift akım denetimli DGM tekniği

ÜÇGEN DGM TEKNIĞİ

Üçgen DGM tekniği, sinüsoidal gerilim üretmede yaygın olarak kullanılan ve iyi bilinen bir yaklaşımdır. Bu amaçla kullanıldığında, sinüsoidal DGM tekniği olarak da adlandırılır. Üçgen DGM tekniğinin akım denetimine uygulanması, DGM giriş işaretinin istenen ve gerçek anı akım farkının fonksiyonu olarak ifadesini temel alır. Şekil 7.5 de gösterildiği üzere, güç anahtarının iletim ve kesim anları, işlenen akım hatası ile üçgen dalga'nın kesişme noktaları ile tayin edilmektedir. İşlenen akım hatası yükseldiğinde, anahtarın çalışma oranı artacaktır. Örnek olarak PI denetim kullanıldığında ölçeklenen akım hatası, akım hatasının gerçek değerinin ve integralinin doğrusal bileşimine eşit olur. Sonuçta PI denetleyici nedeniyle kararlı hal hatası sıfır olacağından, güç anahtarı iletim oranı bu şartları sağlayan doğru değeri alacaktır. Şekil 7.5 de, üçgen dalga ve akım işareti tek yönlüdür ancak bu işareti çift yönlü de yapmak mümkündür. Bu durumda, sıfır akım hatası %50 iletim oranlı bir DGM işaretinin üretilmesini gerektirecektir.



Şekil 7.5 Üçgen DGM tekniği

Tezin bu alt ayrıtında tanıtılan DGM teknikleri, SMFM lu tahrik sistemlerine pratikte en fazla uygulanan yöntemler olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu bağlamda her yöntemin diğerlerine göre, üstün ve zayıf yönleri de vurgulanmıştır. Her motor denetim sistemine uygun tek bir DGM tekniği söz konusu değildir ve tüm alternatifler belli bir uygulamada kendilerine yer bulabilirler. Tüm DGM yaklaşımlarında, güç elektroniği anahtarının sonlu küçük anahtarlama zamanlarından dolayı %0 ve %100 e yakın iletim oranları kaçınılmazdır. Güç elektroniği anahtarlarının kararlı çalışma için, konum değiştirmeden, yeterli süre eski konumlarında kaldıkları kabul edilmektedir. DGM tekniklerinde bir diğer önemli tasarım kriteri, DGM frekansıdır. Anahtarlama frekansının artırılmasıyla akım hatasının azaltılabileceği açıktır ancak bu durumda anahtarlama kayıpları da artacaktır. Ayrıca tahrik sisteminde yer alacak akım algılayıcısının tipi, konumu, toprak referansı ve işaret işleme şekli akım denetimi için kullanılacak DGM tekniğinin seçimi açısından da büyük önem taşımaktadır.

7.2 ONİKİ DARBELİ BESLEMEDE AKIM DENETİM TEKNIĞİ

Tezin bu ayrıtında oniki darbeli besleme tekniği ile birlikte uygulanabilecek bir akım denetim yaklaşımı tanıtılacaktır. Daha önce özellikleri genel olarak tanıtılan bir analog yaklaşımdan hareketle geliştirilen denetim tekniğine geçilmeden önce, analog yapı daha detaylı olarak irdelenecektir. Böylece, oniki darbeli besleme yaklaşımı için önerilen akım denetim tekniğinin altyapısının kurulması ve ilgili denetim tekniğinden hareketle geliştirilen yeni denetim yapısının farklılıklarının daha iyi anlaşılması amaçlanmıştır. JAHNS ve diğ. (1991) tarafından önerilen ve uygulamaya özel bir tümleşik devre etrafında kurulan analog temelli denetim yaklaşımı, aşağıda tanımlanan adımları içermektedir.

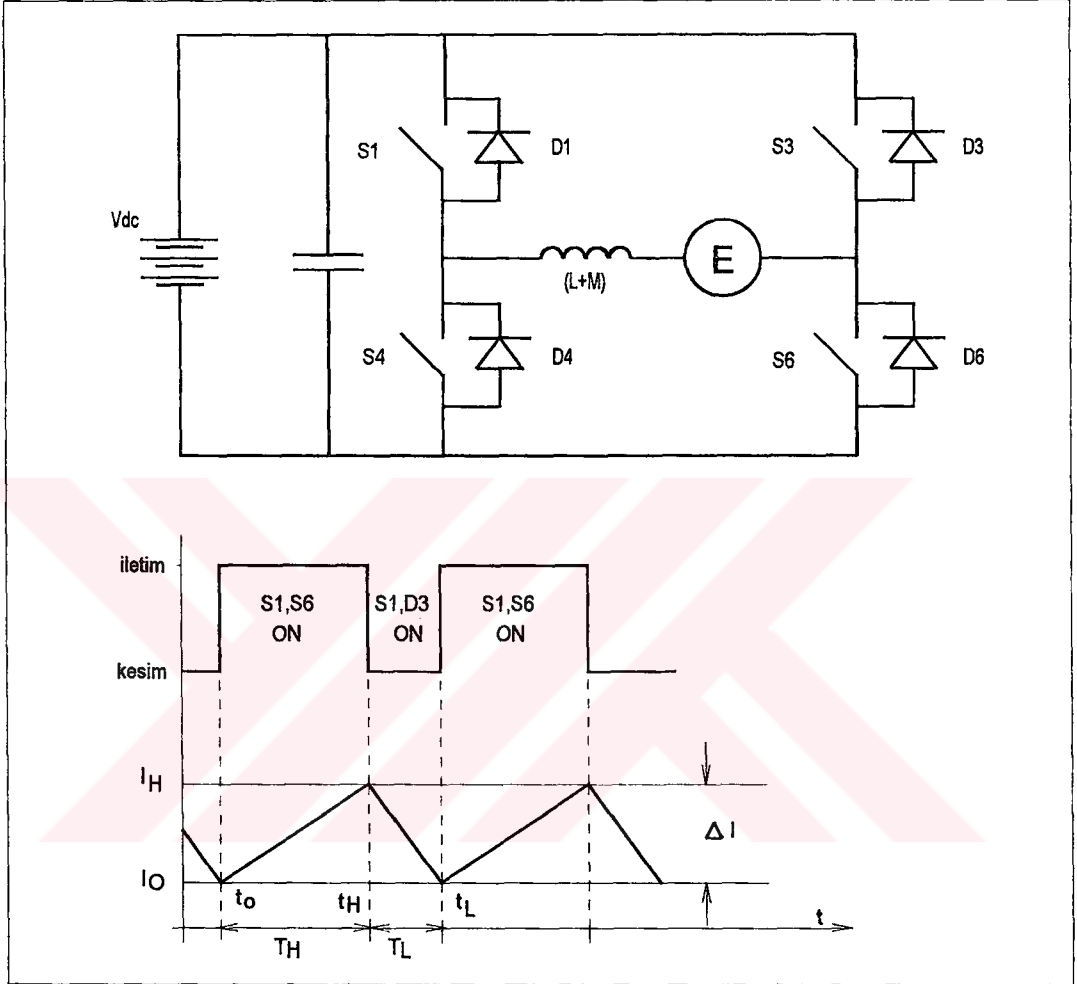
Analog temelli akım denetim tekniği, daha önce de belirtildiği üzere 120° elektriksel iletimli altı darbeli trapezoidal besleme için geliştirilmiştir ve bilindiği üzere bu yaklaşımda herhangi bir t anında iki faz devrededir. SMFM un elektronik komutasyonu farklı bir devre üzerinden sağlanmaktadır. İlgili yaklaşımdaki akım denetim tekniğinin geliştirilmesinde, Şekil 7.6 ile verilen devre topolojisi ile güç anahtarı kapı ve idealleştirilmiş ani akım dalga şekli temel alınmıştır. Şekil 7.6 da görülen devre yapısı ve dalga şeklinden hareketle, iletimde olan alt ve üst kol güç anahtarı üzerinden seri olarak bağlanan iki faz beslenmesinde, akımın değişimi DGM nin iletim ve kesim koşulunda sırasıyla (7.1) ve (7.2) bağıntıları ile verilmiştir.

$$i = I_o + \frac{V_{DC} - E}{L}(t - t_o) \quad (7.1)$$

$$i = I_H - \frac{E}{L}(t - t_H) \quad (7.2)$$

(7.1) ve (7.2) bağıntılarında, t_o üst ve alt kol güç anahtarlarının beraberce iletime geçtiği komutasyon anını, L ve E iki motor fazının eşdeğer endüktans ve endüklenen gerilim değerini, I_o , t_o anındaki akım ilk koşulunu, I_H histeresis akım denetleyicinin üst sınırını veya akım referansını, t_H ani akım değişiminin I_H akım referansına ulaştığı t

anını simgelemektedir. Ani akım değerinin üst sınıra ulaştığı süre T_H , kesim komutu ile alt sınıra ulaştığı süre T_L ile belirlenmiştir.



Şekil 7.6 Akım denetimine temel olan devre topolojisi ile güç anahtarları kapı ve akım işaretleri

t_H anında ilgili alt kol anahtarının (6 nolu anahtar) kesim komutu almasıyla, eşdeğer endüktans üzerinde biriken enerji azalacak veya başka bir deyimle akım 1 nolu anahtar ve 3 nolu diyot üzerinden devresini tamamlayarak, (7.2) bağıntısı gereği ani değer olarak düşmeye başlayacaktır. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, 6 anahtarının kesime girmesi ile akım bilgisinin kaybedilmesidir. Aynı nedenle sistemde, üst kol anahtarlarının da algılayıcı ve akım sınır değer kontrolünü içermesi öngörülmüştür. Geliştirilen yapıda, bu amaçla klasik histeresis akım denetiminde olduğu gibi önceden tanımlı düşük akım eşiğine inmesini beklemek yerine, 6 nolu güç

anahtarı önceden belirlenmiş (T_L) süresi boyunca kesimde tutulur. (7.2) ifadesinden kolayca anlaşılacağı üzere (T_L) süresi, motor hızı ve (T_H) iletim süresi cinsinden hesaplanabilir. Denetleyici mantığı gereği, belirli çalışma hızlarında ilgili bağıntılar kullanılarak sabit T_L süreleri T_H nin fonksiyonu olarak hesaplanmıştır. Başka bir ifadeyle kullanılan teknikte, T_L kesim süresi sabittir. Çevrim cevap zaman kısıtı olmayan analog tümdevre sayesinde, ölçülen T_L süresi kullanılarak ilgili kesim süreleri her hız değeri için belli olduğundan, (7.3) bağıntısı ile tanımlanabilen DGM frekansının hesaplanması mümkün olmuştur.

$$f_{DGM} = \left(1 - \frac{E}{V_{DC}}\right) \frac{1}{T_L} \quad (7.3)$$

($T_L + T_H$) süresi sonunda akım denetim çevrimi tekrar başa döndürülmektedir. T_L kesim süresi sonunda, akımın I_o değerine düşmesiyle 6 anahtarı tekrar iletime sokularak, akım 1 ve 6 nolu anahtarlar üzerinden akmaya ve (7.1) bağıntısı gereği yükselmeye başlar. Bu aşamada 6 anahtarının iletimiyle beraber akım bilgisi tekrar geri kazanılmıştır ve böylece kararlı bir çalışma sağlanmış olur. Motor endüklenen gerilimi hızın fonksiyonu olduğundan, akımın artma ve azalma eğilimleri motor hızıyla değişecek ve bu durum denetim yapısında kararlı hal DGM frekansının değişmesine karşı düşecektir. DGM frekansı bu durumda (7.3) bağıntısı ile bellidir.

Geliştirilen denetim tekniği aşağıda tanımlanan olumsuz yönleri içermektedir;

- Denetim sistemi CMOS analog ve uygulamaya özel bir donanım üzerine kurulmuştur. Dolayısıyla denetim mantığı, kullanılan tümdevreye özel bir yapıya sahiptir ve bu haliyle genelleştirilmesi veya bir sayısal işlemci üzerine uygulanması mümkün değildir.
- Denetim sisteminde kullanılan DGM tekniği, saat üzerinden iletimli bir yapı içermektedir. DGM frekansı değişkendir ve dolayısıyla Ayrıt 7.1 de irdelenen olumsuzlukları içermektedir.
- Motor besleme devresi altı adet akım algılayıcı veya bünyesinde algılayıcı bulunduran yüksek maliyetli güç elektroniği anahtar elemanlarını kullanmaktadır.

- Geliştirilen yapıda hem alt hemde üst kol güç elektroniği anahtarları, akım denetimi amaçlı kesime sokulmaktadır. Bu nedenle devrenin anahtarlama kaybı yüksek ve verimi düşüktür.
- Denetim mantığında anahtar kesim süresi sabit olduğundan, özellikle düşük motor hızlarında moment denetiminde bazı güçlükler ile karşılaşıldığı vurgulanmıştır.
- İlgili referansta sistemin donanım yapısının basitliğinden bahsediliyorsa da, günümüz şartlarında, sistemin donanım yoğun analog bir yapı içerdiği ve sistem performansının gerek elektronik elemanların toleransları ve gerekse analog yapıların çok iyi bilinen olumsuzluklarından etkileneceği açıktır.

Tezde geliştirilen oniki darbeli trapezoidal besleme yapısı için önerilen akım denetiminde, ilgili referansta verilen idealleştirilmiş akım dalga şekilleri ile (7.1) ve (7.2) bağıntıları kullanılmıştır. Ancak bu yaklaşımda sabit kesim süreli veya değişken frekanslı DGM tekniği benimsenmemiş aksine, sabit frekanslı bir DGM ile denetim mantığı kurulmaya çalışılmıştır. Böylece aşağıda aşamaları tanımlanan farklı bir yaklaşım izlenerek, histeresis DGM nin tüm olumlu özelliklerine içeren ve bununla beraber sabit frekanslı bir tekniğin kurulması amaçlanmıştır. Tezin bu ayrıtında çift akım denetimli ve histeresis DGM tekniklerinin tüm olumlu özelliklerini kendi bünyesinde bulunduran, günümüz sayısal işlemcileri ile gerçeklenmeye elverişli ve doğru akım barasında bir ve yalnız bir basit akım algılayıcısı içeren oniki darbeli beslemeye özgü farklı bir DGM yaklaşımı sunulacaktır. Bu tekniğin sunuşunda aşağıda verilen adımlar izlenecektir.

- Oniki darbeli besleme için tanımlı tüm komutasyon adımlarında, DGM nin uygulandığı alt kol güç elektroniği anahtar akımları sayısal benzetim matematik modelinden hareketle, iletim ve kesim aralıklarında elde edilecektir.
- İlk adımda ortaya konan iletim ve kesim aralıklarında tanımlı ani akım değişim ifadelerinden hareketle, histeresis bandının üst ve alt eşik değerlerini sağlayan kesim süreleri, motor hızı ve iletim süresi cinsinden ifade edilecektir.
- Oniki darbeli besleme adımlarında, moment denetimine temel teşkil eden ortalama akım değeri hesaplanacak ve buradan histeresis bant genişliği, eşdeğer endüklenen gerilim ve devre parametreleri cinsinden tanımlanacaktır.

- Oniki darbeleri besleme adımlarında eşdeğer endüklenen gerilim fonksiyonları, belirli bir kriter için hesaplanacak ve bir önceki adımda elde edilen, ΔI histeresis bant genişliği ve akım hatası ifadelerinde kullanılacaktır.
- Denetim yaklaşımının son aşamasında elde edilen bağıntıların ve eşdeğer endüklenen gerilim fonksiyonlarının kullanılmasıyla sabit frekanslı DGM tekniğinde uygulanacak, herbir besleme adımına özel, güç anahtarları iletim oranları bağıntılar halinde ifade edilecektir.

$0 < \theta_e < \frac{\pi}{6}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: B⁻

$$i_{b\text{iletim}} = I_0 + \frac{2V_{dc} - w(k_a + k_c - 2k_b)}{3(L + M)}(t - t_0) \quad t_0 \leq t \leq t_H \quad (7.4)$$

$$i_{b\text{kesim}} = I_H - \frac{w(k_a + k_c - 2k_b)}{3(L + M)}(t - t_H) \quad t_H \leq t \leq t_L \quad (7.5)$$

$$t_H - t_0 = T_H \quad (7.6)$$

$$t_L - t_H = T_L \quad (7.7)$$

(7.4), (7.5), (7.6) ve (7.7) bağıntılarının aşağıda verilen koşullar için uygulanması sonucunda, ilgili anahtar için kesim süresi(T_L), iletim süresi (T_H) ve açılma hızının fonksiyonu olarak bulunabilir.

$$t = t_H \quad \text{için} \quad i_{b\text{iletim}} = I_H$$

$$t = t_L \quad \text{için} \quad i_{b\text{kesim}} = I_0$$

$$T_L = \left(\frac{2V_{DC}}{w(k_a + k_c - 2k_b)} - 1 \right) T_H \quad (7.8)$$

(7.8) ifadesi ile bulunan $0 < \theta_e < \frac{\pi}{6}$ rotor konum aralığında B⁻ anahtarı için kesim süresi, ifadeden kolayca görüldüğü üzere, iletim süresi, da bara gerilimi ve motor açılma hızının fonksiyonudur. Aynı mantık ayrıntıya girilmeden diğer besleme adımlarına da uygulanırsa, aşağıda verilen kesim sürelerine ulaşılacaktır.

$\frac{\pi}{6} \langle \theta_e \rangle \frac{\pi}{3}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: B⁻

Komutasyonun tamamlandığı varsayımı ile;

$$i_{biletim} = I_0 + \frac{V_{dc} - w(k_a - k_b)}{2(L + M)}(t - t_0) \quad t_0 \leq t \leq t_H \quad (7.9)$$

$$i_{bkesim} = I_H - \frac{w(k_a - k_b)}{2(L + M)}(t - t_H) \quad t_H \leq t \leq t_L \quad (7.10)$$

$$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_a - k_b)} - 1 \right) T_H \quad (7.11)$$

$\frac{\pi}{3} \langle \theta_e \rangle \frac{\pi}{2}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarları: B⁻, C⁻

Doğru akım barasında tek algılayıcının bulunduğu ve kontrol anahtarlarının bara akımının yarısını ($I_{DC}/2$) üzerlerine aldığı kabulü ile,

$$i_{biletim} = \frac{I_0}{2} + \frac{V_{dc} - w(k_a + k_c - 2k_b)}{3(L + M)}(t - t_0) \quad t_0 \leq t \leq t_H \quad (7.12)$$

$$i_{bkesim} = \frac{I_H}{2} - \frac{w(k_a + k_c - 2k_b)}{3(L + M)}(t - t_H) \quad t_H \leq t \leq t_L \quad (7.13)$$

$$i_{ciletim} = \frac{I_0}{2} + \frac{V_{dc} - w(k_a + k_b - 2k_c)}{3(L + M)}(t - t_0) \quad t_0 \leq t \leq t_H \quad (7.14)$$

$$i_{ckesim} = \frac{I_H}{2} - \frac{w(k_a + k_b - 2k_c)}{3(L + M)}(t - t_H) \quad t_H \leq t \leq t_L \quad (7.15)$$

B⁻ anahtarı için kesim süresi:

$$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_a + k_c - 2k_b)} - 1 \right) T_H \quad (7.16)$$

C⁻ anahtarı için kesim süresi:

$$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_a + k_b - 2k_c)} - 1 \right) T_H \quad (7.17)$$

$$\frac{\pi}{2} \langle \theta_e \rangle \langle \frac{2\pi}{3} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: } C^-$$

Komutasyonun tamamlandığı varsayımı ile;

$$i_{c_{iletim}} = I_0 + \frac{V_{dc} - w(k_a - k_c)}{2(L + M)}(t - t_0) \quad t_0 \leq t \leq t_H \quad (7.18)$$

$$i_{c_{kesim}} = I_H - \frac{w(k_a - k_c)}{2(L + M)}(t - t_H) \quad t_H \leq t \leq t_L \quad (7.19)$$

$$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_a - k_c)} - 1 \right) T_H \quad (7.20)$$

$$\frac{2\pi}{3} \langle \theta_e \rangle \langle \frac{5\pi}{6} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: } C^-$$

$$i_{c_{iletim}} = I_0 + \frac{2V_{dc} - w(k_a + k_b - 2k_c)}{3(L + M)}(t - t_0) \quad t_0 \leq t \leq t_H \quad (7.21)$$

$$i_{c_{kesim}} = I_H - \frac{w(k_a + k_b - 2k_c)}{3(L + M)}(t - t_H) \quad t_H \leq t \leq t_L \quad (7.22)$$

$$T_L = \left(\frac{2V_{DC}}{w(k_a + k_b - 2k_c)} - 1 \right) T_H \quad (7.23)$$

$$\frac{5\pi}{6} \langle \theta_e \rangle \langle \pi \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: } C^-$$

Komutasyonun tamamlandığı varsayımı ile;

$$i_{c_{iletim}} = I_0 + \frac{V_{dc} - w(k_b - k_c)}{2(L + M)}(t - t_0) \quad t_0 \leq t \leq t_H \quad (7.24)$$

$$i_{c\text{kesim}} = I_H - \frac{w(k_b - k_c)}{2(L + M)}(t - t_H) \quad t_H \leq t \leq t_L \quad (7.25)$$

$$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_b - k_c)} - 1 \right) T_H \quad (7.26)$$

$$\pi \langle \theta_e \rangle < \frac{7\pi}{6} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarları: } A^-, C^-$$

DA barasında tek algılayıcının bulunduğu ve kontrol anahtarlarının bara akımının yarısını ($I_{DC}/2$) üzerlerine aldığı kabulü ile,

$$i_{a\text{iletim}} = \frac{I_0}{2} + \frac{V_{dc} - w(k_b + k_c - 2k_a)}{3(L + M)}(t - t_0) \quad t_0 \leq t \leq t_H \quad (7.27)$$

$$i_{a\text{kesim}} = \frac{I_H}{2} - \frac{w(k_b + k_c - 2k_a)}{3(L + M)}(t - t_H) \quad t_H \leq t \leq t_L \quad (7.28)$$

$$i_{c\text{iletim}} = \frac{I_0}{2} + \frac{V_{dc} - w(k_a + k_b - 2k_c)}{3(L + M)}(t - t_0) \quad t_0 \leq t \leq t_H \quad (7.29)$$

$$i_{c\text{kesim}} = \frac{I_H}{2} - \frac{w(k_a + k_b - 2k_c)}{3(L + M)}(t - t_H) \quad t_H \leq t \leq t_L \quad (7.30)$$

A^- anahtarı için kesim süresi:

$$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_b + k_c - 2k_a)} - 1 \right) T_H \quad (7.31)$$

C^- anahtarı için kesim süresi:

$$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_a + k_b - 2k_c)} - 1 \right) T_H \quad (7.32)$$

$$\frac{7\pi}{6} \langle \theta_e \rangle < \frac{4\pi}{3} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: } A^-$$

Komutasyonun tamamlandığı varsayımı ile;

$$i_{a_{iletim}} = I_0 + \frac{V_{dc} - w(k_b - k_a)}{2(L + M)}(t - t_0) \quad t_0 \leq t \leq t_H \quad (7.33)$$

$$i_{a_{kesim}} = I_H - \frac{w(k_b - k_a)}{2(L + M)}(t - t_H) \quad t_H \leq t \leq t_L \quad (7.34)$$

$$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_b - k_a)} - 1 \right) T_H \quad (7.35)$$

$\frac{4\pi}{3} \langle \theta_e \rangle < \frac{3\pi}{2}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: A⁻

Komutasyonun tamamlandığı varsayımı ile;

$$i_{a_{iletim}} = I_0 + \frac{2V_{dc} - w(k_b + k_c - 2k_a)}{3(L + M)}(t - t_0) \quad t_0 \leq t \leq t_H \quad (7.36)$$

$$i_{a_{kesim}} = I_H - \frac{w(k_b + k_c - 2k_a)}{3(L + M)}(t - t_H) \quad t_H \leq t \leq t_L \quad (7.37)$$

$$T_L = \left(\frac{2V_{DC}}{w(k_b + k_c - 2k_a)} - 1 \right) T_H \quad (7.38)$$

$\frac{3\pi}{2} \langle \theta_e \rangle < \frac{5\pi}{3}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: A⁻

Komutasyonun tamamlandığı varsayımı ile;

$$i_{a_{iletim}} = I_0 + \frac{V_{dc} - w(k_c - k_a)}{2(L + M)}(t - t_0) \quad t_0 \leq t \leq t_H \quad (7.39)$$

$$i_{a_{kesim}} = I_H - \frac{w(k_c - k_a)}{2(L + M)}(t - t_H) \quad t_H \leq t \leq t_L \quad (7.40)$$

$$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_c - k_a)} - 1 \right) T_H \quad (7.41)$$

$\frac{5\pi}{3} \langle \theta_e \rangle < \frac{11\pi}{6}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarları: A⁺, B⁻

Doğru akım barasında tek algılayıcının bulunduğu ve kontrol anahtarlarının bara akımının yarısını ($I_{DC}/2$) üzerlerine aldığı kabulü ile,

$$i_{ailetim} = \frac{I_0}{2} + \frac{V_{dc} - w(k_b + k_c - 2k_a)}{3(L + M)}(t - t_0) \quad t_0 \leq t \leq t_H \quad (7.42)$$

$$i_{akesim} = \frac{I_H}{2} - \frac{w(k_b + k_c - 2k_a)}{3(L + M)}(t - t_H) \quad t_H \leq t \leq t_L \quad (7.43)$$

$$i_{biletim} = \frac{I_0}{2} + \frac{V_{dc} - w(k_a + k_c - 2k_b)}{3(L + M)}(t - t_0) \quad t_0 \leq t \leq t_H \quad (7.44)$$

$$i_{bkesim} = \frac{I_H}{2} - \frac{w(k_a + k_c - 2k_b)}{3(L + M)}(t - t_H) \quad t_H \leq t \leq t_L \quad (7.45)$$

A⁺ anahtarı için kesim süresi:

$$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_b + k_c - 2k_a)} - 1 \right) T_H \quad (7.46)$$

B⁻ anahtarı için kesim süresi:

$$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_a + k_c - 2k_b)} - 1 \right) T_H \quad (7.47)$$

$\frac{11\pi}{6} \langle \theta_e \rangle < 2\pi$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: B⁺

Komutasyonun tamamlandığı varsayımı ile;

$$i_{biletim} = I_0 + \frac{V_{dc} - w(k_c - k_b)}{2(L + M)}(t - t_0) \quad t_0 \leq t \leq t_H \quad (7.48)$$

$$i_{bkesim} = I_H - \frac{w(k_c - k_b)}{2(L + M)}(t - t_H) \quad t_H \leq t \leq t_L \quad (7.49)$$

$$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_c - k_b)} - 1 \right) T_H \quad (7.50)$$

Tezin bu alt ayrıtında verilenler doğrultusunda oniki darbeli trapezoidal beslemede, her bir adım için kontrol anahtarları kesim sürelerinin toplu gösterimi Tablo 7.1 de verilmiştir. Tablo 7.1 den, oniki darbeli besleme yaklaşımında ikili ve üçlü güç elektroniği iletim adımlarında, farklı kesim sürelerinin söz konusu olduğu görülmektedir. Üçlü güç elektroniği anahtar iletimlerinde ise, bir ve iki kontrol anahtarının varlığı da kesim sürelerini etkilemektedir. Tablo 7.1 in verilmesiyle, oniki darbeli trapezoidal besleme tekniği için önerilen akım denetim yaklaşımının ilk iki adımı da tamamlanmaktadır. Bundan sonra herbir besleme adımında, devre parametreleri cinsinden ortalama akım değeri hesaplanarak, denetimde histeresis bant genişliği veya akım hatası irdelenecektir. Oniki darbeli besleme yapısının herbir komutasyon adımı için tanımlanan ani akım bağıntıları incelendiğinde, sistemin temel olarak üç bölüme ayrıldığı görülmektedir. Söz konusu bölümler sırasıyla: ikili, iki alt-bir üst kol üçlü ve iki üst-bir alt kol üçlü güç elektroniği anahtar iletimi olarak tanımlanabilir. İlgili besleme adımlarında, moment oluşumuna temel teşkil eden ortalama akım aşağıda hesaplanmıştır.

İki güç elektroniği anahtarının iletimde olduğu besleme adımında ortalama akım:

$$I_{ort} = \frac{1}{T_H} \int_0^{t_H} \left(I_0 + \frac{V_{DC} - E}{2(L + M)} t \right) dt + \frac{1}{T_L} \int_{t_H}^{t_L} \left(I_H - \frac{E}{2(L + M)} (t - t_H) \right) dt \quad (7.51)$$

gerekli ara işlemler yapıldığında,

$$I_{ort} = I_0 + \frac{V_{DC} - E}{4(L + M)} T_H + I_H - \frac{E}{4(L + M)} T_L \quad (7.52)$$

Ortalama akım değeri iletim ve kesim aralıkları için iki bileşene ayrıldığında,

$$I_{ort_{iletim}} = I_0 + \frac{V_{DC} - E}{4(L + M)} T_H \quad (7.53)$$

$$I_{\text{ortkesim}} = I_H - \frac{E}{4(L+M)} T_L \quad (7.54)$$

(7.53) ve (7.54) bağıntılarına ulaşılabilir

Tablo 7.1 Besleme adımlarında kontrol anahtarları kesim süreleri

Rotor Konumu (radyan)	A Fazı alt kol anahtarı	B Fazı alt kol anahtarı	C Fazı alt kol anahtarı
$0 < \theta_e < \frac{\pi}{6}$		$T_L = \left(\frac{2V_{DC}}{w(k_a + k_c - 2k_b)} - 1 \right) T_H$	
$\frac{\pi}{6} < \theta_e < \frac{\pi}{3}$		$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_a - k_b)} - 1 \right) T_H$	
$\frac{\pi}{3} < \theta_e < \frac{\pi}{2}$		$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_a + k_c - 2k_b)} - 1 \right) T_H$	$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_a + k_b - 2k_c)} - 1 \right) T_H$
$\frac{\pi}{2} < \theta_e < \frac{2\pi}{3}$			$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_a - k_c)} - 1 \right) T_H$
$\frac{2\pi}{3} < \theta_e < \frac{5\pi}{6}$			$T_L = \left(\frac{2V_{DC}}{w(k_a + k_b - 2k_c)} - 1 \right) T_H$
$\frac{5\pi}{6} < \theta_e < \pi$			$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_b - k_c)} - 1 \right) T_H$
$\pi < \theta_e < \frac{7\pi}{6}$	$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_b + k_c - 2k_a)} - 1 \right) T_H$		$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_a + k_b - 2k_c)} - 1 \right) T_H$
$\frac{7\pi}{6} < \theta_e < \frac{4\pi}{3}$	$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_b - k_a)} - 1 \right) T_H$		
$\frac{4\pi}{3} < \theta_e < \frac{3\pi}{2}$	$T_L = \left(\frac{2V_{DC}}{w(k_b + k_c - 2k_a)} - 1 \right) T_H$		
$\frac{3\pi}{2} < \theta_e < \frac{5\pi}{3}$	$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_c - k_a)} - 1 \right) T_H$		
$\frac{5\pi}{3} < \theta_e < \frac{11\pi}{6}$	$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_b + k_c - 2k_a)} - 1 \right) T_H$	$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_a + k_c - 2k_b)} - 1 \right) T_H$	
$\frac{11\pi}{6} < \theta_e < 2\pi$		$T_L = \left(\frac{V_{DC}}{w(k_c - k_b)} - 1 \right) T_H$	

Denetim çevriminde referans akım üst sınır değerine eşit alınır ve akım hatası kesim dilimindeki ortalama değeri dikkate alınarak hesaplanırsa,

$$I_{\text{hata}} = \frac{E}{4(L + M)} T_L \quad (7.55)$$

olarak elde edilebilir. Bu bağlamda iletim dilimindeki ortalama akım bileşeninden histeresis bant genişliğinin ayarlanması da mümkündür.

$$I_H = I_{\text{ref}} = I_0 + \frac{V_{\text{DC}} - E}{4(L + M)} T_H \quad (7.56)$$

$$\Delta I = I_H - I_0 = \frac{V_{\text{DC}} - E}{4(L + M)} T_H \quad (7.57)$$

Yukarıda verilen ifadelerde E, alt kol güç elemanı akım denkleminde eşdeğer endüklenen gerilim değeridir. Bir alt kol güç elektroniği anahtarının iletimde olduğu üç faz besleme adımında ortalama akım değeri, akım hatası ve histeresis bant genişliği yukarıda verilen mantık bağlamında hesaplanabilir.

$$I_{\text{ort}} = \frac{1}{T_H} \int_0^{t_H} (I_0 + \frac{2V_{\text{DC}} - E}{3(L + M)} t) dt + \frac{1}{T_L} \int_{t_H}^{t_L} (I_H - \frac{E}{3(L + M)} (t - t_H)) dt \quad (7.58)$$

gerekli ara işlemler yapıldığında,

$$I_{\text{ort}} = I_0 + \frac{2V_{\text{DC}} - E}{6(L + M)} T_H + I_H - \frac{E}{6(L + M)} T_L \quad (7.59)$$

Ortalama akım değeri iletim ve kesim aralıkları için iki bileşene ayrıldığında,

$$I_{\text{ortiletim}} = I_0 + \frac{2V_{\text{DC}} - E}{6(L + M)} T_H \quad (7.60)$$

$$I_{\text{ortkesim}} = I_H - \frac{E}{6(L + M)} T_L \quad (7.61)$$

(7.60) ve (7.61) bağıntılarına ulaşılabilir. Denetim çevriminde referans akım üst sınır değerine eşit alınır ve akım hatası kesim dilimindeki ortalama değeri dikkate alınarak hesaplanırsa,

$$I_{\text{hata}} = \frac{E}{6(L+M)} T_L \quad (7.62)$$

olarak elde edilebilir. Bu bağlamda iletim dilimindeki ortalama akım bileşeninden histeresis bant genişliğinin ayarlanması da mümkündür.

$$I_H = I_{\text{ref}} = I_0 + \frac{2V_{\text{DC}} - E}{6(L+M)} T_H \quad (7.63)$$

$$\Delta I = I_H - I_0 = \frac{2V_{\text{DC}} - E}{6(L+M)} T_H \quad (7.64)$$

İki alt kol güç elektroniği anahtarının devrede olması ve her bir anahtarın da bara akımının yarısını üzerine aldığı, ki iletim oranının denetlenmesi koşulu ile sağlanabilir, kabulü ile ortalama akım değeri, akım hatası ve histeresis bant genişliği aşağıda hesaplanmıştır.

$$I_{\text{ort}} = \frac{1}{T_H} \int_0^{t_H} \left(\frac{I_0}{2} + \frac{V_{\text{DC}} - E}{3(L+M)} t \right) dt + \frac{1}{T_L} \int_{t_H}^{t_L} \left(\frac{I_H}{2} - \frac{E}{3(L+M)} (t - t_H) \right) dt \quad (7.65)$$

gerekli ara işlemler yapıldığında,

$$I_{\text{ort}} = \frac{I_0}{2} + \frac{V_{\text{DC}} - E}{6(L+M)} T_H + \frac{I_H}{2} - \frac{E}{6(L+M)} T_L \quad (7.66)$$

Ortalama akım değeri iletim ve kesim aralıkları için iki bileşene ayrıldığında,

$$I_{\text{ort,iletim}} = \frac{I_0}{2} + \frac{V_{\text{DC}} - E}{6(L+M)} T_H \quad (7.67)$$

$$I_{\text{ortkesim}} = \frac{I_H}{2} - \frac{E}{6(L+M)} T_L \quad (7.68)$$

(7.67) ve (7.68) bağıntılarına ulaşılabilir. Denetim çevriminde referans akım üst sınır değerine eşit alınır ve akım hatası kesim dilimindeki ortalama değeri dikkate alınarak hesaplanırsa,

$$I_{\text{hata}} = \frac{E}{6(L+M)} T_L \quad (7.69)$$

olarak elde edilebilir. Bu bağlamda iletim dilimindeki ortalama akım bileşeninden histeresis bant genişliğinin ayarlanması da mümkündür.

$$\frac{I_H}{2} = \frac{I_{\text{ref}}}{2} = \frac{I_0}{2} + \frac{V_{\text{DC}} - E}{6(L+M)} T_H \quad (7.70)$$

$$\Delta I = \frac{I_H}{2} - \frac{I_0}{2} = \frac{V_{\text{DC}} - E}{6(L+M)} T_H \quad (7.71)$$

Yukarıda verilen bağıntılar ile özetle histeresis bant genişliği, da bara gerilimi, eşdeğer endüklenen gerilim ve uygulanan sabit frekanslı DGM doğrultusunda kesim süresinin fonksiyonu olarak elde edilmiştir. Oniki darbeli beslemede her adım için, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarları akım hatası ve histeresis bant genişliği aşağıda tanımlanmıştır.

$0 < \theta_e < \frac{\pi}{6}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: B⁻

$$\Delta I = \frac{2V_{\text{DC}} - E_1}{6(L+M)} T_H \quad (7.72)$$

$$I_{\text{hata}} = \frac{E_1}{6(L+M)} T_L \quad (7.73)$$

$\frac{\pi}{6} < \theta_e < \frac{\pi}{3}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: B⁻

$$\Delta I = \frac{V_{DC} - E_2}{4(L + M)} T_H \quad (7.74)$$

$$I_{hata} = \frac{E_2}{4(L + M)} T_L \quad (7.75)$$

$$\frac{\pi}{3} \langle \theta_e \rangle \frac{\pi}{2} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarları: B', C'}$$

$$\Delta I_{B^-} = \frac{V_{DC} - E_3}{6(L + M)} T_H \quad (7.76)$$

$$I_{hata B^-} = \frac{E_3}{6(L + M)} T_L \quad (7.77)$$

$$\Delta I_{C^-} = \frac{V_{DC} - E'_3}{6(L + M)} T_H \quad (7.78)$$

$$I_{hata C^-} = \frac{E'_3}{6(L + M)} T_L \quad (7.79)$$

$$\frac{\pi}{2} \langle \theta_e \rangle \frac{2\pi}{3} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: C'}$$

$$\Delta I = \frac{V_{DC} - E_4}{4(L + M)} T_H \quad (7.80)$$

$$I_{hata} = \frac{E_4}{4(L + M)} T_L \quad (7.81)$$

$$\frac{2\pi}{3} \langle \theta_e \rangle \frac{5\pi}{6} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: C'}$$

$$\Delta I = \frac{2V_{DC} - E_5}{6(L + M)} T_H \quad (7.82)$$

$$I_{hata} = \frac{E_5}{6(L + M)} T_L \quad (7.83)$$

$\frac{5\pi}{6} \langle \theta_e \rangle \pi$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: C⁻

$$\Delta I = \frac{V_{DC} - E_6}{4(L + M)} T_H \quad (7.84)$$

$$I_{hata} = \frac{E_6}{4(L + M)} T_L \quad (7.85)$$

$\pi \langle \theta_e \rangle \frac{7\pi}{6}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarları: A⁻, C⁻

$$\Delta I_{A^-} = \frac{V_{DC} - E_7}{6(L + M)} T_H \quad (7.86)$$

$$I_{hata A^-} = \frac{E_7}{6(L + M)} T_L \quad (7.87)$$

$$\Delta I_{C^-} = \frac{V_{DC} - E'_7}{6(L + M)} T_H \quad (7.88)$$

$$I_{hata C^-} = \frac{E'_7}{6(L + M)} T_L \quad (7.89)$$

$\frac{7\pi}{6} \langle \theta_e \rangle \frac{4\pi}{3}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: A⁻

$$\Delta I = \frac{V_{DC} - E_8}{4(L + M)} T_H \quad (7.90)$$

$$I_{hata} = \frac{E_8}{4(L + M)} T_L \quad (7.91)$$

$\frac{4\pi}{3} \langle \theta_e \rangle \frac{3\pi}{2}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: A⁻

$$\Delta I = \frac{2V_{DC} - E_9}{6(L + M)} T_H \quad (7.92)$$

$$I_{hata} = \frac{E_9}{6(L+M)} T_L \quad (7.93)$$

$$\frac{3\pi}{2} \langle \theta_e \rangle \frac{5\pi}{3} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: A}^-$$

$$\Delta I = \frac{V_{DC} - E_{10}}{4(L+M)} T_H \quad (7.94)$$

$$I_{hata} = \frac{E_{10}}{4(L+M)} T_L \quad (7.95)$$

$$\frac{5\pi}{3} \langle \theta_e \rangle \frac{11\pi}{6} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarları: A}^-, B^-$$

$$\Delta I_{A^-} = \frac{V_{DC} - E_{11}}{6(L+M)} T_H \quad (7.96)$$

$$I_{hata A^-} = \frac{E_{11}}{6(L+M)} T_L \quad (7.97)$$

$$\Delta I_{B^-} = \frac{V_{DC} - E'_{11}}{6(L+M)} T_H \quad (7.98)$$

$$I_{hata B^-} = \frac{E'_{11}}{6(L+M)} T_L \quad (7.99)$$

$$\frac{11\pi}{6} \langle \theta_e \rangle 2\pi \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: B}^-$$

$$\Delta I = \frac{V_{DC} - E_{12}}{4(L+M)} T_H \quad (7.100)$$

$$I_{hata} = \frac{E_{12}}{4(L+M)} T_L \quad (7.101)$$

Her besleme adımı için, (7.72) den başlanarak (7.101) e dek tanımlanan akım hatası ve histeresis bant genişliği bağıntılarında geçen eşdeğer endüklenen gerilim ifadeleri, daha önce motor sabitleri cinsinden tanımlanmıştır. Ancak bilindiği üzere, motor

sabitleri cinsinden tanımlanan eşdeğer endüklenen gerilim fonksiyonları, rotor konumuyla değişmektedir veya sabit değildir. Doğru akım barasında yer alan bir algılayıcı üzerine kurulan akım denetim tekniğinde rotor konum bilgisi, bir elektrik çevrimde oniki darbe olarak elde edildiğinden endüklenen gerilim işaretinin gerçek zamanda işlenmesi mümkün değildir. Başka bir deyişle, sabit olmayan endüklenen gerilim bölgelerinin veya doğrusal olarak yükselen endüklenen gerilim aralığının analitik olarak işlenmesi, pratikte ulaşılabilen 8 bitlik sayısal denetleyiciler ile oldukça güçtür. Tezin önceki ayrıtlarında tanıtılan tasarım kriterleri doğrultusunda, oniki darbeleri trapezoidal besleme yaklaşımında her komutasyon adımı için sabit eşdeğer endüklenen gerilim değerleri ile çalışmak tercih edilmiştir. Söz konusu yaklaşımda kullanılan endüklenen gerilim değişimleri, Şekil 5.3 de tanımlıdır. Oniki darbeleri besleme yapısının herbir besleme adımında, kontrol anahtarı akım ifadesinde kullanılan eşdeğer endüklenen gerilim değeri, ortalama değer teoreminden yararlanılarak hesaplanacaktır. Bu bağlamda herbir besleme adımı için eşdeğer endüklenen gerilim değerleri aşağıda tanımlanmıştır.

$0 < \theta_e < \frac{\pi}{6}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: B

$$E_1 = (k_a + k_c - 2k_b)w \quad (7.102)$$

$$k_{a_{ort}} = \frac{1}{\pi/6} \int_0^{\pi/6} \left(\frac{k}{0.873} \right) \theta d\theta = 0.3k \quad (7.103)$$

$$k_{b_{ort}} = -k \quad (7.104)$$

$$k_{c_{ort}} = \frac{1}{\pi/6} \left[\int_0^{\pi/18} k d\theta + \int_{\pi/18}^{\pi/6} \frac{-k}{0.873} \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) d\theta \right] = 0.86k \quad (7.105)$$

$$E_1 = 3.16kw \quad (7.106)$$

$\frac{\pi}{6} < \theta_e < \frac{\pi}{3}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: B

$$E_2 = (k_a - k_b)w \quad (7.107)$$

$$k_{a_{ort}} = \frac{1}{\pi/6} \left[\int_{\pi/6}^{0.873} \frac{k}{0.873} \theta d\theta + \int_{0.873}^{\pi/3} k d\theta \right] = 0.87k \quad (7.108)$$

$$k_{b_{ort}} = -k \quad (7.109)$$

$$E_2 = 1.87kw \quad (7.110)$$

$$\frac{\pi}{3} \langle \theta_e \rangle \frac{\pi}{2} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarları: B', C'}$$

$$E_3 = (k_a + k_c - 2k_b)w \quad (7.111)$$

$$E_3^1 = (k_a + k_b - 2k_c)w \quad (7.112)$$

$$k_{a_{ort}} = k \quad (7.113)$$

$$k_{b_{ort}} = \frac{1}{\pi/6} \left[\int_{\pi/3}^{1.22} -k d\theta + \int_{1.22}^{\pi/2} \frac{k}{0.873} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) d\theta \right] = -0.87k \quad (7.114)$$

$$k_{c_{ort}} = \frac{1}{\pi/6} \int_{\pi/3}^{\pi/2} \frac{-k}{0.873} \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) d\theta = -0.3k \quad (7.115)$$

$$E_3 = 2.44kw \quad (7.116)$$

$$E_3^1 = 0.73kw \quad (7.117)$$

$$\frac{\pi}{2} \langle \theta_e \rangle \frac{2\pi}{3} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: C'}$$

$$E_4 = (k_a - k_c)w \quad (7.118)$$

$$k_{a_{ort}} = k \quad (7.119)$$

$$k_{c_{ort}} = \frac{1}{\pi/6} \left[\int_{\pi/2}^{1.92} \frac{-k}{0.873} \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) d\theta + \int_{1.92}^{\frac{2\pi}{3}} -k d\theta \right] = -0.87k \quad (7.120)$$

$$E_4 = 1.87kw \quad (7.121)$$

$\frac{2\pi}{3} \langle \theta_e \langle \frac{5\pi}{6}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: C

$$E_5 = (k_a + k_b - 2k_c)w \quad (7.122)$$

$$k_{a_{ort}} = \frac{1}{\pi/6} \left[\int_{\frac{2\pi}{3}}^{2.27} k d\theta + \int_{2.27}^{\frac{5\pi}{6}} \frac{-k}{0.873} (\theta - \pi) d\theta \right] = 0.86k \quad (7.123)$$

$$k_{b_{ort}} = \frac{1}{\pi/6} \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{6}} \frac{k}{0.873} (\theta - \frac{2\pi}{3}) d\theta = 0.3k \quad (7.124)$$

$$k_{c_{ort}} = -k \quad (7.125)$$

$$E_5 = 3.16kw \quad (7.126)$$

$\frac{5\pi}{6} \langle \theta_e \langle \pi$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: C

$$E_6 = (k_b - k_c)w \quad (7.127)$$

$$k_{b_{ort}} = \frac{1}{\pi/6} \left[\int_{\frac{5\pi}{6}}^{2.97} \frac{k}{0.873} (\theta - \frac{2\pi}{3}) d\theta + \int_{2.97}^{\pi} k d\theta \right] = 0.87k \quad (7.128)$$

$$k_{c_{ort}} = -k \quad (7.129)$$

$$E_6 = 1.87kw \quad (7.130)$$

$\pi \langle \theta_e \langle \frac{7\pi}{6}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarları: A, C

$$E_7 = (k_b + k_c - 2k_a)w \quad (7.131)$$

$$E_7^1 = (k_a + k_b - 2k_c)w \quad (7.132)$$

$$k_{a_{ort}} = \frac{1}{\pi/6} \left[\int_{\pi}^{\frac{7\pi}{6}} \frac{-k}{0.873} (\theta - \pi) d\theta \right] = -0.3k \quad (7.133)$$

$$k_{b_{ort}} = k \quad (7.134)$$

$$k_{c_{ort}} = \frac{1}{\pi/6} \left[\int_{\pi}^{3.316} -k d\theta + \int_{3.316}^{\frac{7\pi}{6}} \frac{k}{0.873} \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) d\theta \right] = -0.87k \quad (7.135)$$

$$E_7 = 0.73kw \quad (7.136)$$

$$E^1_7 = 2.44kw \quad (7.137)$$

$$\frac{7\pi}{6} \langle \theta_e \rangle \frac{4\pi}{3} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: A}$$

$$E_8 = (k_b - k_a)w \quad (7.138)$$

$$k_{a_{ort}} = \frac{1}{\pi/6} \left[\int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{4}{6}} \frac{-k}{0.873} (\theta - \pi) d\theta + \int_{\frac{4}{6}}^{\frac{4\pi}{3}} -k d\theta \right] = -0.87k \quad (7.139)$$

$$k_{b_{ort}} = k \quad (7.140)$$

$$E_8 = 1.87kw \quad (7.141)$$

$$\frac{4\pi}{3} \langle \theta_e \rangle \frac{3\pi}{2} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: A}$$

$$E_9 = (k_b + k_c - 2k_a)w \quad (7.142)$$

$$k_{a_{ort}} = -k \quad (7.143)$$

$$k_{b_{ort}} = \frac{1}{\pi/6} \left[\int_{\frac{4\pi}{3}}^{4.36} k d\theta + \int_{4.36}^{\frac{3\pi}{2}} \frac{-k}{0.873} \left(\theta - \frac{5\pi}{3} \right) d\theta \right] = 0.86k \quad (7.144)$$

$$k_{c_{ort}} = \frac{1}{\pi/6} \int_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{3\pi}{2}} \frac{k}{0.873} \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) d\theta = 0.3k \quad (7.145)$$

$$E_9 = 3.16kw \quad (7.146)$$

$\frac{3\pi}{2} \langle \theta_e \rangle \frac{5\pi}{3}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: A

$$E_{10} = (k_c - k_a)w \quad (7.147)$$

$$k_{a_{ort}} = -k \quad (7.148)$$

$$k_{c_{ort}} = \frac{1}{\pi/6} \left[\int_{\frac{3\pi}{2}}^{\frac{5.06}{2}} \frac{k}{0.873} \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) d\theta + \int_{\frac{5.06}{2}}^{\frac{5\pi}{3}} k d\theta \right] = 0.87k \quad (7.149)$$

$$E_{10} = 1.87kw \quad (7.150)$$

$\frac{5\pi}{3} \langle \theta_e \rangle \frac{11\pi}{6}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarları: A, B

$$E_{11} = (k_b + k_c - 2k_a)w \quad (7.151)$$

$$E_{11}^1 = (k_a + k_c - 2k_b)w \quad (7.152)$$

$$k_{a_{ort}} = \frac{1}{\pi/6} \left[\int_{\frac{5\pi}{3}}^{\frac{5.41}{2}} -k d\theta + \int_{\frac{5.41}{2}}^{\frac{11\pi}{6}} \frac{k}{0.873} (\theta - 2\pi) d\theta \right] = -0.87k \quad (7.153)$$

$$k_{b_{ort}} = \frac{1}{\pi/6} \left[\int_{\frac{5\pi}{3}}^{\frac{11\pi}{6}} \frac{-k}{0.873} \left(\theta - \frac{5\pi}{3} \right) d\theta \right] = -0.3k \quad (7.154)$$

$$k_{c_{ort}} = k \quad (7.155)$$

$$E_{11} = 2.44kw \quad (7.156)$$

$$E_{11}^1 = 0.73kw \quad (7.157)$$

$\frac{11\pi}{6} \langle \theta_e \rangle 2\pi$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: B

$$E_{12} = (k_c - k_b)w \quad (7.158)$$

$$k_{\text{bort}} = \frac{1}{\pi/6} \left[\int_{\frac{11\pi}{6}}^{\frac{6.11}{6}} \frac{-k}{0.873} \left(\theta - \frac{5\pi}{3} \right) d\theta + \int_{\frac{6.11}{6}}^{2\pi} -k d\theta \right] = -0.87k \quad (7.159)$$

$$k_{\text{cort}} = k \quad (7.160)$$

$$E_{12} = 1.87 \text{kw} \quad (7.161)$$

Tablo 7.2 Besleme adımlarında eşdeğer endüklenen gerilim değerleri

Rotor Konumu (radyan)	A Fazı alt kol anahtarı	B Fazı alt kol anahtarı	C Fazı alt kol anahtarı
$0 < \theta_e < \frac{\pi}{6}$		$E_1 = 3.16 \text{kw}$	
$\frac{\pi}{6} < \theta_e < \frac{\pi}{3}$		$E_2 = 1.87 \text{kw}$	
$\frac{\pi}{3} < \theta_e < \frac{\pi}{2}$		$E_3 = 2.44 \text{kw}$	$E^1_3 = 0.73 \text{kw}$
$\frac{\pi}{2} < \theta_e < \frac{2\pi}{3}$			$E_4 = 1.87 \text{kw}$
$\frac{2\pi}{3} < \theta_e < \frac{5\pi}{6}$			$E_5 = 3.16 \text{kw}$
$\frac{5\pi}{6} < \theta_e < \pi$			$E_6 = 1.87 \text{kw}$
$\pi < \theta_e < \frac{7\pi}{6}$	$E_7 = 0.73 \text{kw}$		$E^1_7 = 2.44 \text{kw}$
$\frac{7\pi}{6} < \theta_e < \frac{4\pi}{3}$	$E_8 = 1.87 \text{kw}$		
$\frac{4\pi}{3} < \theta_e < \frac{3\pi}{2}$	$E_9 = 3.16 \text{kw}$		
$\frac{3\pi}{2} < \theta_e < \frac{5\pi}{3}$	$E_{10} = 1.87 \text{kw}$		
$\frac{5\pi}{3} < \theta_e < \frac{11\pi}{6}$	$E_{11} = 2.44 \text{kw}$	$E^1_{11} = 0.73 \text{kw}$	
$\frac{11\pi}{6} < \theta_e < 2\pi$		$E_{12} = 1.87 \text{kw}$	

Tablo 7.2 den görüldüğü üzere oniki ayırık besleme adımında, kontrol anahtarları akım ifadelerinde kullanılan ortalama endüklenen gerilim değerleri de üç grup altında toplanabilmektedir. Bu gruplar sırasıyla, ikili, üçlü (iki alt kol güç elektroniği iletimli) ve üçlü (bir alt kol güç elektroniği iletimli) besleme adımlarından oluşmaktadır.

Tezin bu alt ayrıtında, sırasıyla kontrol anahtarlarına ait doğrusal akım ifadeleri, akım hatası veya histeresis bant genişliği ve ilgili besleme adımlarında eşdeğer endüklenen gerilim değerleri hesaplanmıştır. Geline bu aşamadan sonra doğru akım barasında kullanılan tek algılayıcı üzerinden ölçülen gerçek akım değeri ile referans akım, ki geliştirilen bu yaklaşımda histeresis denetleyicinin üst eşik değerine eşit alınmıştır, karşılaştırılması sonucu hesaplanan akım hatası, sabit frekanslı DGM nin iletim oranı cinsinden hesaplanabilir. Geliştirilen denetleyici yaklaşımında, oniki besleme adımına ilişkin kontrol anahtarları iletim oranları, akım hatasının fonksiyonu olarak aşağıda tanımlanmıştır. Bu bağlamda ilk besleme adımında ayrıntılı açıklamalar yapıldıktan sonra, diğer besleme adımlarında sadece ifadelerin verilmesiyle yetinilecektir.

$$0 < \theta_e < \frac{\pi}{6} \quad \text{adımı kontrol anahtarı B'}$$

Referans akım değerinin, histeresis denetleyicinin üst eşik değerine eşit alınması nedeniyle akım hatasını ile histeresis bant genişliği ifadeleri özdeştir. Buradan hareketle, (7.72) bağıntısında, iletim süresi yerine çok iyi bilinen (7.162) ifadesi kullanılabilir.

$$T_H = dT_{DGM} \quad (7.162)$$

Yukarıda verilen bağıntıda d iletim oranını, T_{DGM} ise DGM periyodunu simgelemektedir. İletim süresi yerine (7.162) bağıntısı ile verilen eşiti yerine konur ve bu son ifade daha önce hesaplanan eşdeğer endüklenen gerilim değeri de kullanılırsa, akım hatasının fonksiyonu olarak, iletim oranı hesaplanabilir.

$$d = \frac{I_{hata} 6(L + M)}{(2V_{DC} - 3.16kw)T_{DGM}} \quad (7.163)$$

(7.163) bağıntısından açıkça görüldüğü üzere, sabit frekanslı bir DGM yapısında, öngörülen histeresis bant genişliği veya akım hatasını sağlayan kontrol anahtarı iletim oranı, akım hatası, ilgili adım devre topolojisi gereği ortaya çıkan eşdeğer endüktans ve endüklenen gerilim ile da bara gerilimi, sabit DGM periyodu ve açısal hızın cinsinden hesaplanabilmektedir. Burada, eşdeğer endüktans, endüklenen gerilim ve DGM periyodu sabittir. Doğru akım bara gerilimi ise, geliştirilen bu yaklaşımda sabit bir değer olarak kullanılabileceği gibi, başka bir seçenek olarak kullanılan sayısal denetleyici mimarisi ve performansı ölçüsünde, bir analog-sayısal yapı yardımıyla ölçülüyor da olabilir.

$$\frac{\pi}{6} \langle \theta_e \rangle < \frac{\pi}{3} \quad \text{adımı kontrol anahtarı } B^-$$

$$d = \frac{I_{hata} 4(L + M)}{(V_{DC} - 1.87kw)T_{DGM}} \quad (7.164)$$

$$\frac{\pi}{3} \langle \theta_e \rangle < \frac{\pi}{2} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarları: } B^-, C^-$$

$$d_{B^-} = \frac{I_{hata} 6(L + M)}{(V_{DC} - 2.44kw)T_{DGM}} \quad (7.165)$$

$$d_{C^-} = \frac{I_{hata} 6(L + M)}{(V_{DC} - 0.73kw)T_{DGM}} \quad (7.166)$$

$$\frac{\pi}{2} \langle \theta_e \rangle < \frac{2\pi}{3} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: } C^-$$

$$d = \frac{I_{hata} 4(L + M)}{(V_{DC} - 1.87kw)T_{DGM}} \quad (7.167)$$

$$\frac{2\pi}{3} \langle \theta_e \rangle < \frac{5\pi}{6} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: } C^-$$

$$d = \frac{I_{hata} 6(L + M)}{(2V_{DC} - 3.16kw)T_{DGM}} \quad (7.168)$$

$$\frac{5\pi}{6} \langle \theta_e \rangle \pi \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: C}$$

$$d = \frac{I_{hata} 4(L + M)}{(V_{DC} - 1.87kw)T_{DGM}} \quad (7.169)$$

$$\pi \langle \theta_e \rangle \frac{7\pi}{6} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarları: A, C}$$

$$d_{A^-} = \frac{I_{hata} 6(L + M)}{(V_{DC} - 0.73kw)T_{DGM}} \quad (7.170)$$

$$d_{C^-} = \frac{I_{hata} 6(L + M)}{(V_{DC} - 2.44kw)T_{DGM}} \quad (7.171)$$

$$\frac{7\pi}{6} \langle \theta_e \rangle \frac{4\pi}{3} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: A}$$

$$d = \frac{I_{hata} 4(L + M)}{(V_{DC} - 1.87kw)T_{DGM}} \quad (7.172)$$

$$\frac{4\pi}{3} \langle \theta_e \rangle \frac{3\pi}{2} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: A}$$

$$d = \frac{I_{hata} 6(L + M)}{(2V_{DC} - 3.16kw)T_{DGM}} \quad (7.173)$$

$$\frac{3\pi}{2} \langle \theta_e \rangle \frac{5\pi}{3} \quad \text{adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: A}$$

$$d = \frac{I_{hata} 4(L + M)}{(V_{DC} - 1.87kw)T_{DGM}} \quad (7.174)$$

$\frac{5\pi}{3} \langle \theta_e \rangle \frac{11\pi}{6}$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarları: A⁻, B⁻

$$d_{A^-} = \frac{I_{hata} 6(L + M)}{(V_{DC} - 2.44kw)T_{DGM}} \quad (7.175)$$

$$d_{B^-} = \frac{I_{hata} 6(L + M)}{(V_{DC} - 0.73kw)T_{DGM}} \quad (7.176)$$

$\frac{11\pi}{6} \langle \theta_e \rangle 2\pi$ adımı, DGM nin uygulandığı kontrol anahtarı: B⁻

$$d = \frac{I_{hata} 4(L + M)}{(V_{DC} - 1.87kw)T_{DGM}} \quad (7.177)$$

Oniki darbeli besleme tekniğinin her bir adımı için, akım hatası ve diğer bilinen sabit ve ölçülebilen parametrelerin fonksiyonu olarak yukarıda tanımlanan iletim oranları, toplu ve kolay izlenebilir bir gösterim için Tablo 7.3 de verilmiştir.

Her bir besleme adımı için öngörülen akım denetim bant genişliğini sağlamak üzere, alt kol kontrol anahtarlarına uygulanacak iletim oranları ifadesinin genel hali, (7.178) bağıntısı ile tanımlanmıştır.

$$0 \leq d_i = \frac{\Delta I(L + M)_e}{(jV_{DC} - E_e)T_{DGM}} \leq 1 \quad j=1 \text{ veya } 2 \quad (7.178)$$

Kontrol anahtarları iletim oranlarının elde edilmesinde da bara geriliminin kullanılmasını gereksiz kılan, farklı bir yaklaşımın da uygulanması mümkündür. Böylece, da bara geriliminin ölçülmesi veya sabit bir değer olarak kullanılması zorunluluğu da ortadan kaldırılabilir. Kontrol anahtarları kesim süreleri, akım hatasının fonksiyonu olarak, her bir besleme adımı için daha önce tanımlanmıştır. İlgili bağıntıların genel hali (7.179) ifadesi gibidir.

$$I_{hata} = \frac{E_j}{(L+M)_e} T_L = \frac{E_j}{(L+M)_e} (1-d_i) T_{DGM} \quad (7.179)$$

Bu bağıntıda E_j ve $(L+M)_e$ sırasıyla, eşdeğer endüklenen gerilim ve endüktans değerini, d_i ise ilgili kontrol anahtarı iletim oranını simgelemektedir. (7.179) bağıntısından d_i , akım hatasının fonksiyonu olarak çözülebilir. Böylece iletim oranının genelleştirilmiş bağıntısı elde edilecektir.

Tablo 7.3 Besleme adımlarında, “ I_{hata} ” cinsinden kontrol anahtarları iletim oranları

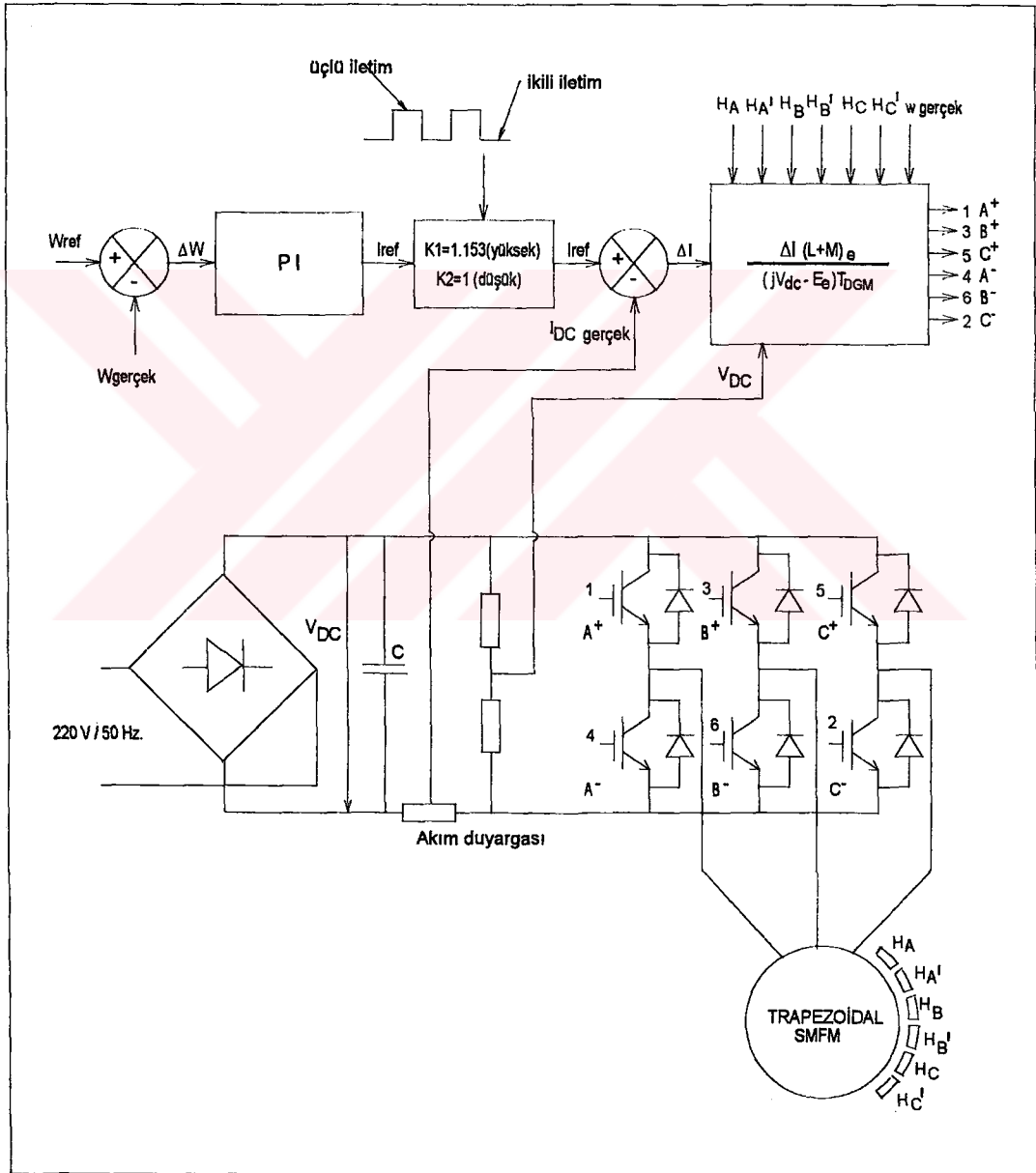
Rotor Konumu (radyan)	A Fazı alt kol anahtarı	B Fazı alt kol anahtarı	C Fazı alt kol anahtarı
$0 < \theta_e < \frac{\pi}{6}$		$d = \frac{I_{hata} 6(L+M)}{(2V_{DC} - 3.16kw)T_{DGM}}$	
$\frac{\pi}{6} < \theta_e < \frac{\pi}{3}$		$d = \frac{I_{hata} 4(L+M)}{(V_{DC} - 1.87kw)T_{DGM}}$	
$\frac{\pi}{3} < \theta_e < \frac{\pi}{2}$		$d = \frac{I_{hata} 6(L+M)}{(V_{DC} - 2.44kw)T_{DGM}}$	$d = \frac{I_{hata} 6(L+M)}{(V_{DC} - 0.73kw)T_{DGM}}$
$\frac{\pi}{2} < \theta_e < \frac{2\pi}{3}$			$d = \frac{I_{hata} 4(L+M)}{(V_{DC} - 1.87kw)T_{DGM}}$
$\frac{2\pi}{3} < \theta_e < \frac{5\pi}{6}$			$d = \frac{I_{hata} 6(L+M)}{(2V_{DC} - 3.16kw)T_{DGM}}$
$\frac{5\pi}{6} < \theta_e < \pi$			$d = \frac{I_{hata} 4(L+M)}{(V_{DC} - 1.87kw)T_{DGM}}$
$\pi < \theta_e < \frac{7\pi}{6}$	$d = \frac{I_{hata} 6(L+M)}{(V_{DC} - 0.73kw)T_{DGM}}$		$d = \frac{I_{hata} 6(L+M)}{(V_{DC} - 2.44kw)T_{DGM}}$
$\frac{7\pi}{6} < \theta_e < \frac{4\pi}{3}$	$d = \frac{I_{hata} 4(L+M)}{(V_{DC} - 1.87kw)T_{DGM}}$		
$\frac{4\pi}{3} < \theta_e < \frac{3\pi}{2}$	$d = \frac{I_{hata} 6(L+M)}{(2V_{DC} - 3.16kw)T_{DGM}}$		
$\frac{3\pi}{2} < \theta_e < \frac{5\pi}{3}$	$d = \frac{I_{hata} 4(L+M)}{(V_{DC} - 1.87kw)T_{DGM}}$		
$\frac{5\pi}{3} < \theta_e < \frac{11\pi}{6}$	$d = \frac{I_{hata} 6(L+M)}{(V_{DC} - 2.44kw)T_{DGM}}$	$d = \frac{I_{hata} 6(L+M)}{(V_{DC} - 0.73kw)T_{DGM}}$	
$\frac{11\pi}{6} < \theta_e < 2\pi$		$d = \frac{I_{hata} 4(L+M)}{(V_{DC} - 1.87kw)T_{DGM}}$	

$$d_i = 1 - \frac{I_{hata}(L + M)_e}{E_j T_{DGM}} \quad (7.180)$$

(7.180) bağıntısından görüldüğü üzere, öngörülen histeresis bant genişliğini sağlayan kontrol anahtarı iletim oranı, doğru akım bara gerilim değerinden bağımsız olarak da elde edilebilmektedir. Ancak söz konusu yaklaşımda, sayısal işlemcinin bir çıkarma işlemi yapması söz konusu olacaktır, ki bu durum sayısal işlemcinin mimarisine bağlı olarak komut süresinin uzunluğu nedeniyle tercih edilmemektedir. Tahrik sistemi uygulamasında özellikle dört bölgeli bir çalışma söz konusu ise, doğru gerilim barasının sürekli izlenmesi bir zorunluluktur. Bu bağlamda doğru akım barası gerilim bilgisi zaten mevcut ise, Tablo 7.3 ile verilen bağıntılar ile çalışmak daha uygundur ve tezde de bu yaklaşım benimsenmiştir.

Oniki darbeli beslemeye yönelik tezin bu ayrıtında geliştirilen sabit frekanslı histeresis DGM tekniği, öngörülen veya belli bir tasarım parametresi olarak seçilen histeresis bant genişliğini sağlayan kontrol anahtarı iletim oranlarının herbir besleme adımı için hesaplanması ile sonuçlandırılmıştır. Bu bağlamda geline son nokta ile elde olunan, oniki darbeli trapezoidal besleme için uygulanan, denetim yapısının blok diyagramı Şekil 7.7 de verilmiştir. Geliştirilen denetim yapısında ulaşılan son nokta, Şekil 7.7 üzerinden analiz edilebilir. Bu yapıda doğru akım barasında tek akım duyargası kullanılmaktadır. Oniki darbeli beslemenin doğal bir sonucu olarak tüm besleme adımlarında, güç devresi alt anahtarlarından biri başka bir kontrol anahtarı iletimde değilken kesim komutu almamaktadır. Bu nedenle, da barasında ölçülen akım bilgisi hiçbir zaman kaybedilmez ve kesim komutu alan faza ait dolaşım akımını da içerir. İlgili şekilden görüldüğü üzere, denetim yapısında iki çevrim söz konusudur. Dış çevrim hız, iç çevrim ise akım denetimine ayrılmıştır. Bu bağlamda akım çevrimi histeresis denetimi sağlayacak şekilde, sayısal işlemcinin hızıyla orantılı olarak hız çevriminden daha yüksek bir çalışma frekansına sahip olmalıdır. Geliştirilen denetim yapısında ilk aşamada, referans ve gerçek hız değerleri karşılaştırılarak hız hatası üretilmektedir. Böylece elde edilen işaret, sürekli çalışmada kendisini sıfır yapacak PI denetleyici yapının giriş işaretidir. Klasik denetim yapılarında uygulandığı üzere, PI çıkışı sistemin akım referansını oluşturmaktadır. Referans değer, rotor konumuna

bağlı olarak üçlü veya ikili iletim durumuna göre farklı birer kazanç sabiti ile çarpılarak ölçülen gerçek bara akımı ile karşılaştırılır. Oniki darbeli besleme tekniğinde da bara akımı, ilgili rotor konumu veya besleme adımında, iletim komutu alan fazın akımı ile birebir örtüşmektedir. Böylece elde edilen akım hatası rotor konumu ile ilgili besleme adımına göre, bu ayrıtta tanıtilan histeresis denetim ifadelerine göre değerlendirilerek, ilgili kontrol anahtarı iletim oranı hesaplanır.



Şekil 7.7 Oniki darbeli trapezoidal beslemede denetim blok diyagramı

(7.178) genel ifadesinden görüldüğü üzere, ilgili besleme adımında iletim oranının hesaplanması için, akım hatası, rotor hızı ve bara gerilimi dışında bir değişkene gerek yoktur veya başka bir deyimle söz konusu değişkenler dışında diğer parametreler ilgili besleme adımı için tasarımdan bellidir ve sabittir. Geliştirilen yaklaşımda sabit tasarım parametrelerinin değişimi dikkate alınmamıştır.

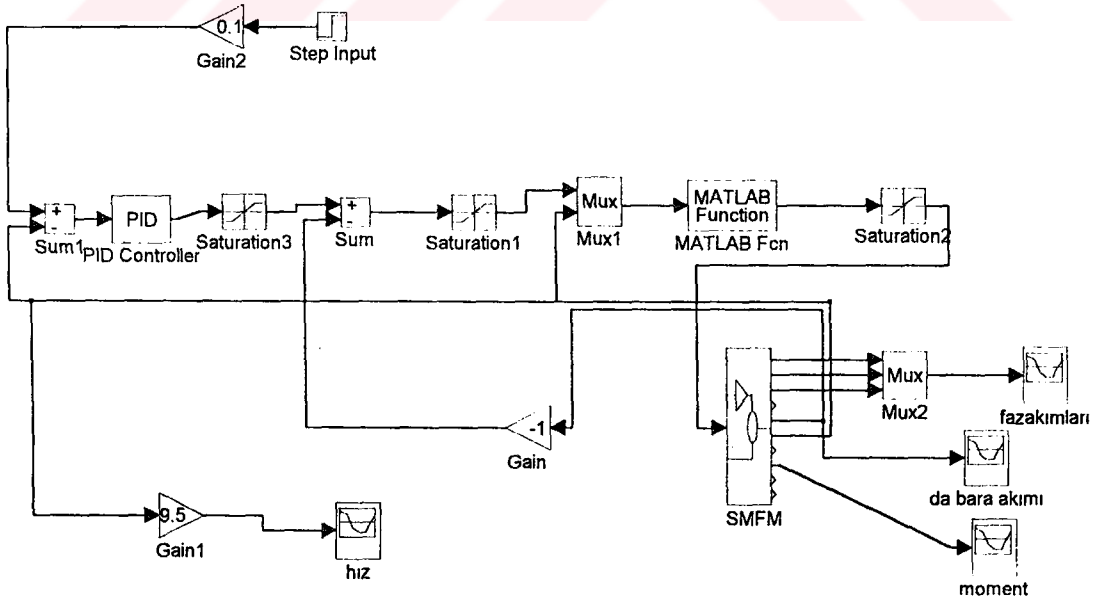
Oniki darbeli besleme yapısının sayısal benzetiminde uygulanan ve bu ayrıtta ayrıntılı olarak tanıtılan denetim yaklaşımı, pratik olarak da tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan yapının tanıtımı ve bu yapının uygulanması ile elde edilen deney sonuçlarının sayısal benzetim çıktıları ile karşılaştırılması tezin başka bir alt ayrıtında ana konuyu oluşturacaktır. Ayrıca bu ayrıtta oniki darbeli besleme yaklaşımının diğer trapezoidal besleme seçeneklerine göre olumlu ve olumsuz yönleri de vurgulanacaktır. Böylece sayısal benzetim, önerilen akım denetimi ve elde edilen moment dalgalılığı sonuçları ve bu sonuçlara ait teknik yorumların sunuşu tamamlanacaktır.

7.3 ONİKİ DARBELİ BESLEME YAPISI VE ÖNERİLEN DENETİM YAKLAŞIMININ MATLAB-SIMULINK MODELİ

Tezin bu ayrıtında, önceki bölümlerde geliştirilen oniki darbeli besleme ve akım denetim yaklaşımlarının, Matlab-Simulink modeli kurulacak ve parametreleri daha önce tanıtılan trapezoidal SMFM ye uygulanması ile elde edilen sonuçlar sunulacaktır. Bu kapsamda aynı akım denetim yaklaşımı, 120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme tekniğine de uygulanarak, elde olunan sonuçlar tanıtılacaktır. Böylece iki farklı besleme yaklaşımına, doğru akım barası üzerinde sistem elektronik toprağını kullanan tek bir algılayıcı içeren akım denetim tekniğinin uygulanması ile elde edilen sistem cevaplarının karşılaştırılması amaçlanmıştır.

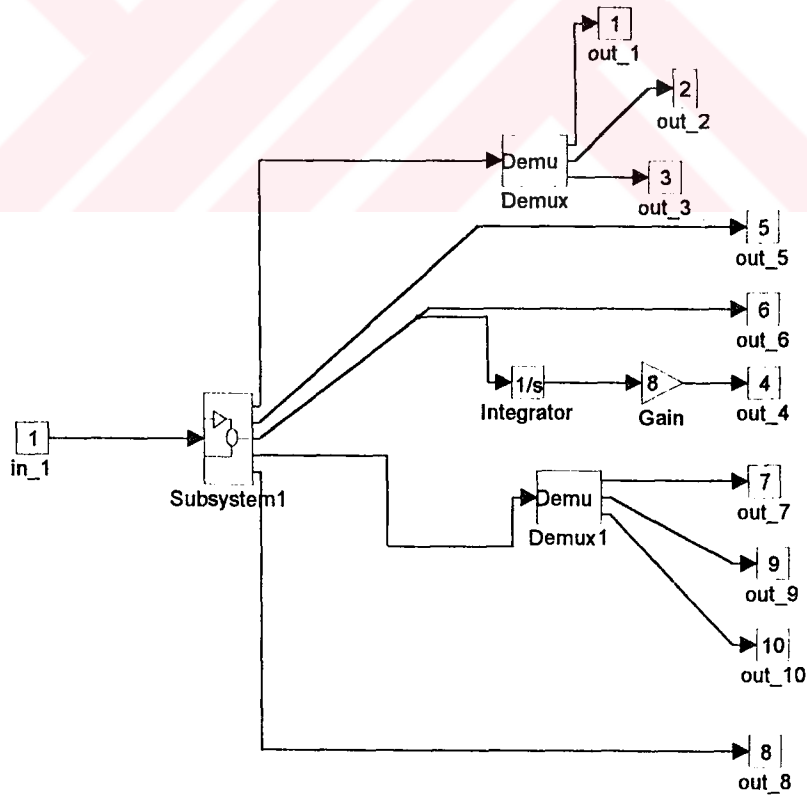
Matlab-Simulink modellerinin geliştirilmesinde esas alınan denetim yapısı, Şekil 7.7 ile verilmiştir. Oniki darbeli besleme yaklaşımının akım denetimi amaçlı tezde geliştirilen bu yaklaşım, kolaylıkla 120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme tekniğine de uygulanabilir. Oniki darbeli komutasyon mantığının üçlü ve ikili faz iletimlerinden

oluştugu düşünülürse, ikili iletimler için hesaplanan tüm bağıntıların ve değerlerin birebir 120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme ile örtüştüğü anlaşılmaktadır. Daha önce vurgulandığı üzere, 120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme tekniği, oniki darbeli komutasyon yaklaşımının bir alt kümesidir veya onu kapsamaktadır. Bu ayrıtta ilk olarak, 120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme yaklaşımının ve daha sonra oniki darbeli trapezoidal beslemenin Şekil 7.7 esas alınarak, Matlab-Simulink modeli kurulacaktır. 120° elektriksel iletimli altı darbeli beslemede tahrik sistemi, Matlab-Simulink modeli Şekil 7.8, 7.9 ve 7.10 ile verilmiştir. Bu model özetle, doğru akım bara modeli dışında tüm tahrik sisteminin başka bir deyişle, trapezoidal SMFM, güç elektroniği devresi, rotor konum temelli besleme adımları ve Şekil 7.7 ile verilen denetim yaklaşımının altı darbeli veya iki faz iletimli bölümünden oluşmaktadır. Doğru akım barası, Matlab-Simulink modele dahil edilmemiş ve bu analizde sabit bir değer olarak alınmıştır ($V_{DC}=290$ V). Şekil 7.8, altı darbeli 120° elektriksel iletimli besleme yaklaşımının ana modelini temsil etmektedir. Şekil 7.9 ve 7.10 ile SMFM olarak tanımlanan bloğun alt sistemleri, başka bir deyişle ana modelin gruplanmış alt modelleri verilmiştir.



Şekil 7.8 120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme yaklaşımı ana modeli

Şekil 7.8 ile verilen, 120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme yaklaşımını ana modelinde referans hız 50 d/d, histeresis akım sınırı üst eşiği 6 A, histeresis akım bant genişliği 1 A, yük momenti 10.5 Nm ve DGM frekansı 10 Khz olarak seçilmiştir. Bilindiği üzere 120° elektriksel iletimli altı darbeli trapezoidal beslemede, herhangi bir t anında iki faz veya bir alt kol güç anahtarı iletimdedir. Bu nedenle, tezin bir önceki alt bölümünde tanıtılan akım denetim modelinin, ikili faz beslemesi için elde edilen iletim oranı, Matlab fonksiyonu olarak yazılmış ve Matlab Fcn. bloğuna yerleştirilmiştir. Ana modelde PI denetim bloğu, akım hatası ve ilgili denetim oranının hesaplandığı fonksiyon bloğu çıkışına sınırlayıcılar yerleştirilmiştir. Şekil 7.10 ile verilen ikinci alt sistem modelinde FDAM olarak tanımlanan blok, 120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme yaklaşımının matematik modelinin kurulması sonucu elde olunan, rotor konum temelli diferansiyel denklem takımlarından oluşur. Bu blokta kullanılan parametreler daha önce tanımlanmıştır.

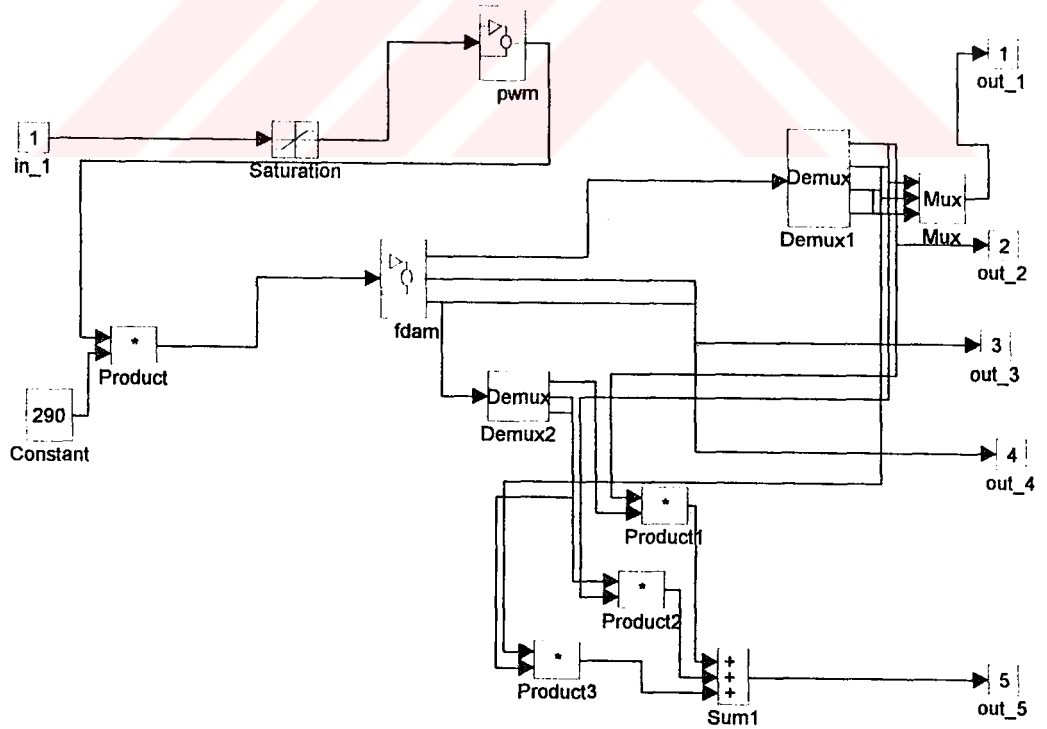


Şekil 7.9 SMFM bloğu alt sistemi(1)

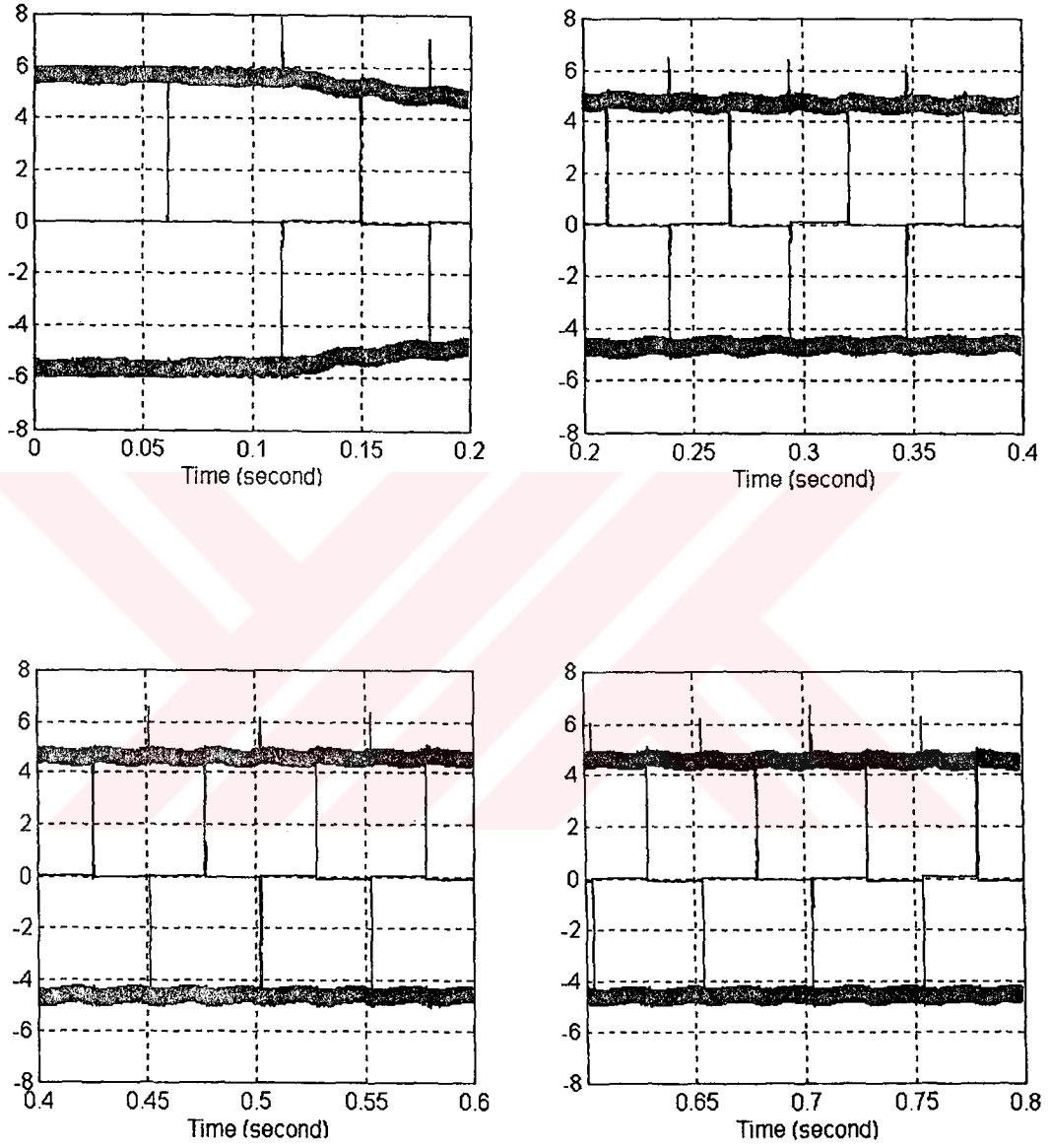
Kurulan Matlab-Simulink modelinin çözümünden elde edilen, faz akımları, da bara akımı, mil momenti ve d/d olarak mekanik hız, zaman domeninde (0-0.8 s) çizilmiş ve çıkışlar sırasıyla, Şekil 7.11, 7.12, 7.13 ve 7.14 de sunulmuştur.

Matlab-Simulink modeli çıkışları 0-0.8 s benzetim aralığını oluşturmak üzere, 0.2 s zaman aralıklarında dört bölüm olarak elde edilmiştir. Burada ana amaç, faz akımları, da bara akımı, mil momenti ve dönüş hızı değişimlerinin daha ayrıntılı gözlenmesini sağlamaktır.

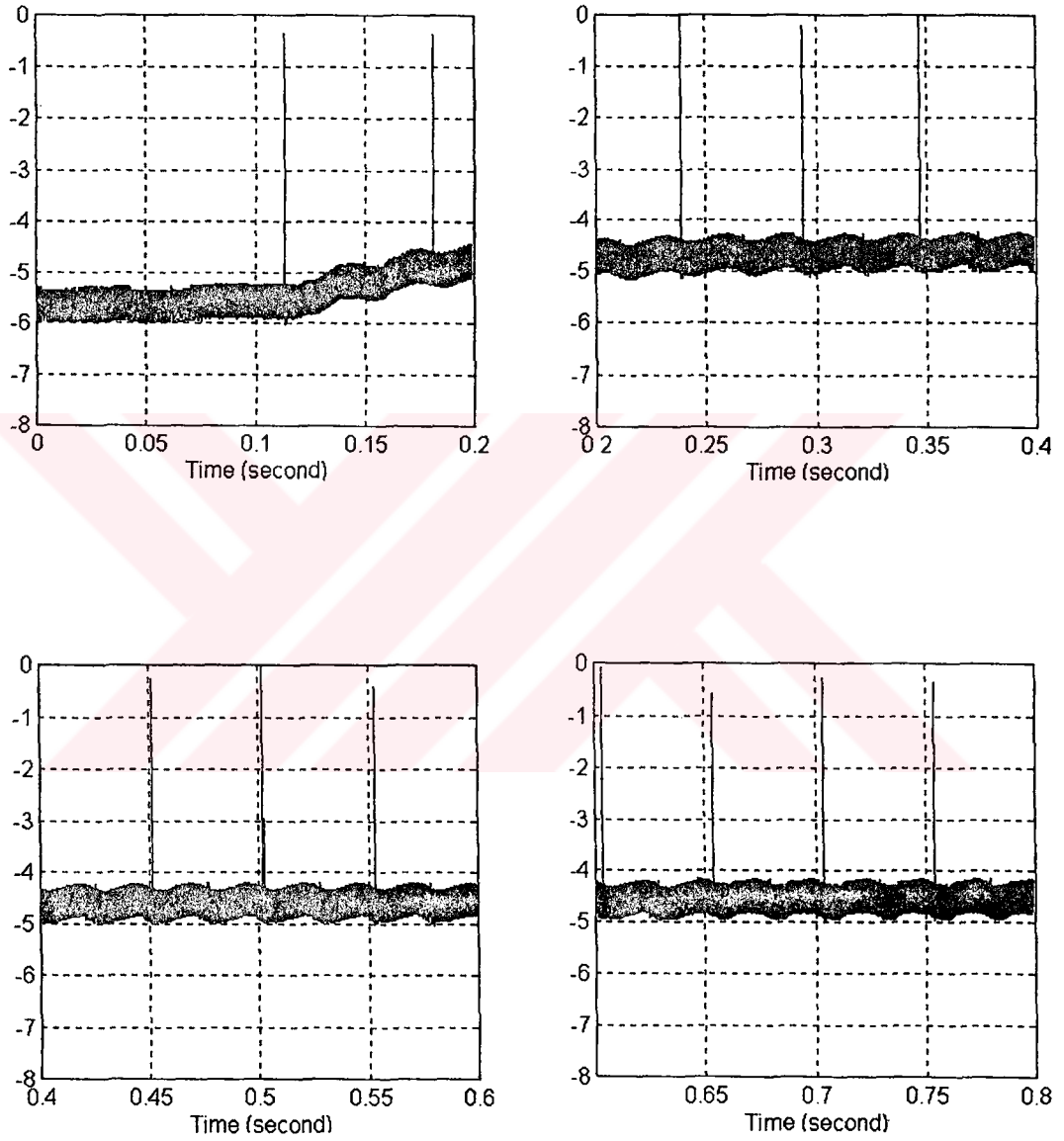
Kurulan SMFM Simulink bloğu geliştirilmiş bir yapıya sahiptir ve herhangi bir denetim yapısında doğrudan yer alabilir. Başka bir ifadeyle, matematik modellerin geliştirilmesinde benimsenen geliştirilmiş model yaklaşımı, Matlab benzetiminde de devam ettirilmiştir. Böylece elde olunan bu model kolaylıkla özel bir Simulink bloğu olarak ilgili kütüphaneye yerleştirilebilir.



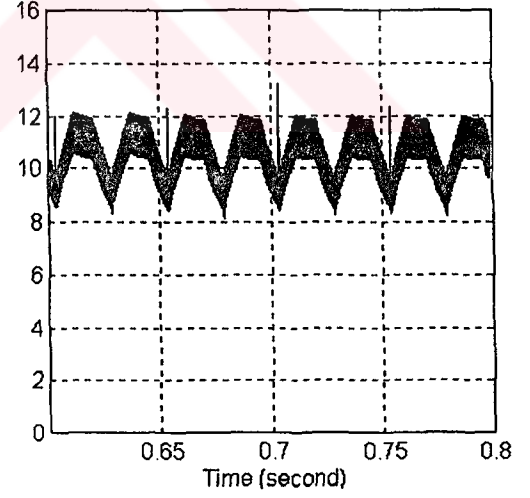
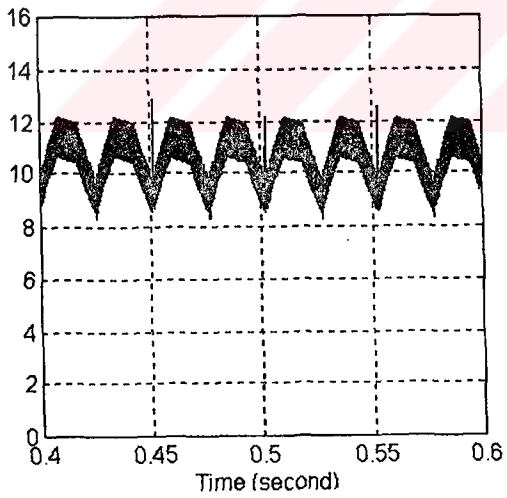
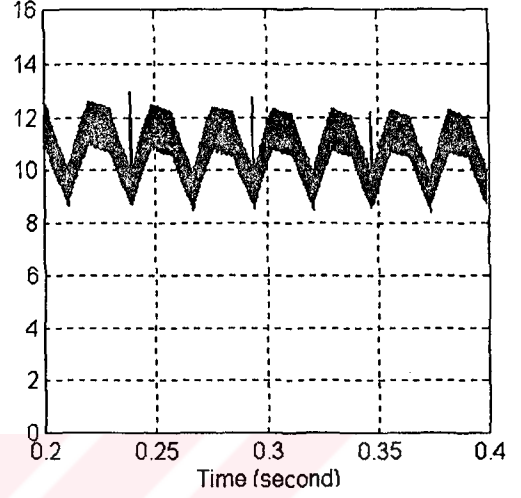
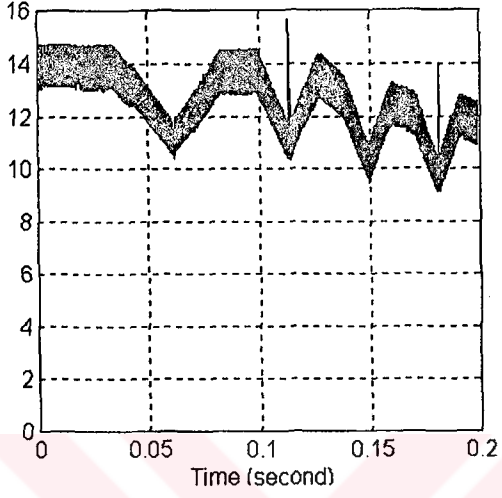
Şekil 7.10 SMFM bloğu alt sistemi(2)



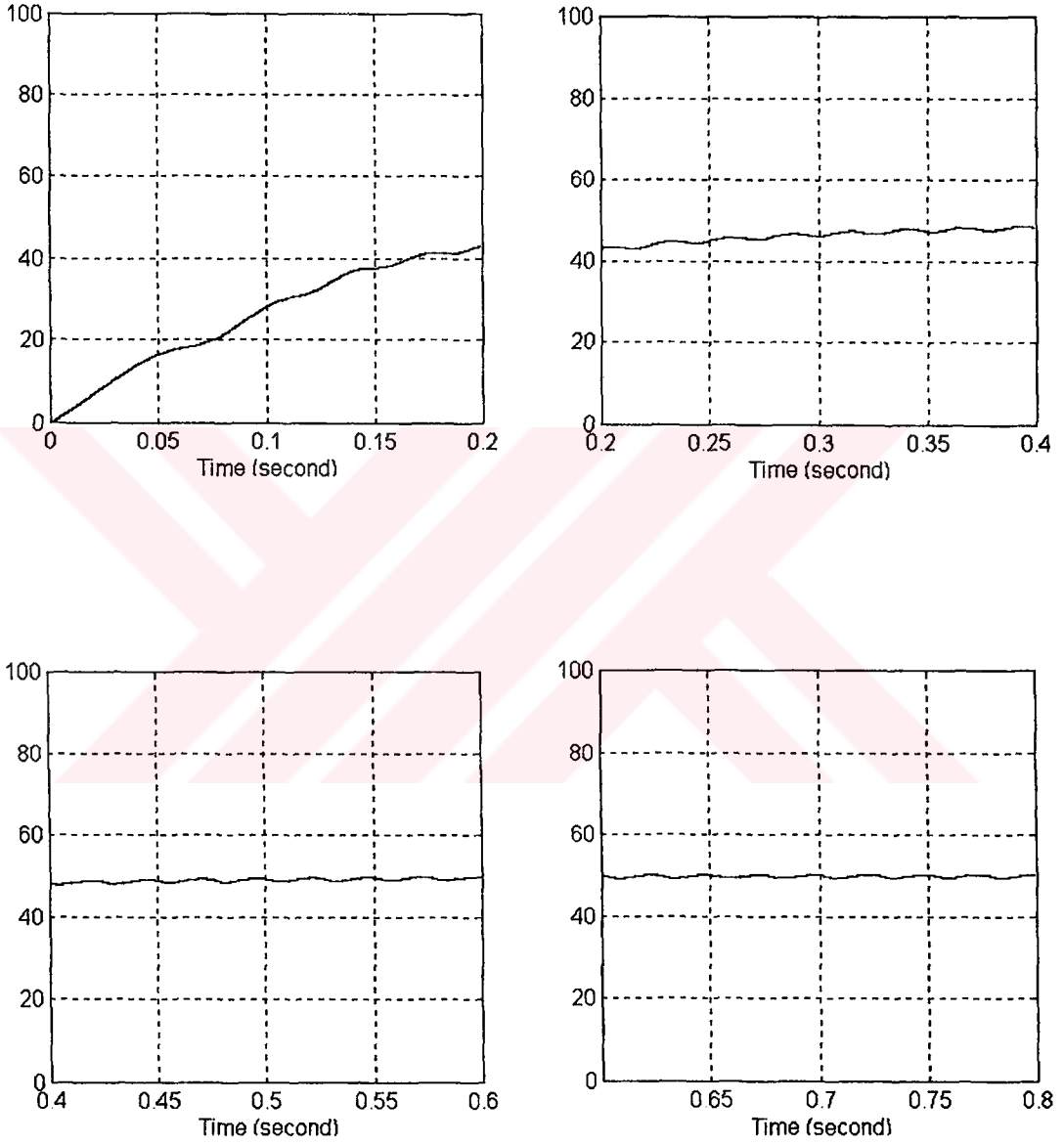
Şekil 7.11 120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme ve denetim yapısında, 0-0.8 s zaman aralığı faz akımları değişimi



Şekil 7.12 120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme ve denetim yapısında, 0-0.8 s aralığı da bara akımı değişimi



Şekil 7.13 120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme ve denetim yapısında, 0-0.8 s zaman aralığı mil moment değişimi



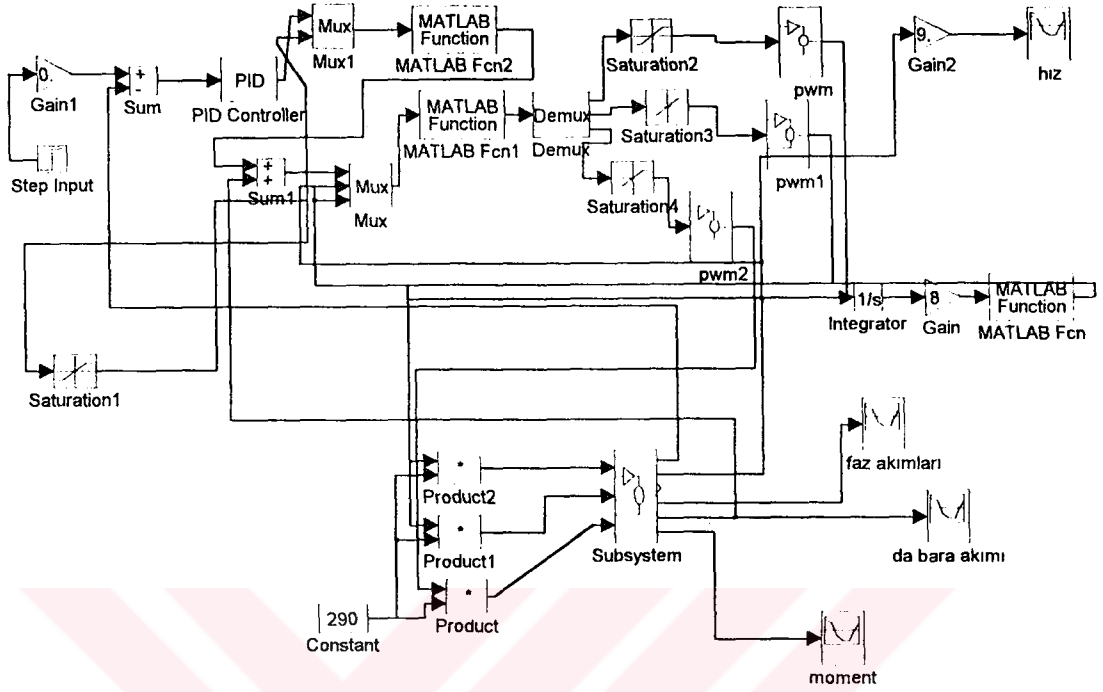
Şekil 7.14 120° elektriksel iletimli altı darbeleri besleme ve denetim yapısında, 0-0.8 s zaman aralığı hız değişimi

Bilindiği üzere, SMFM lu tahrik sistemlerinde oniki darbeleri beslemeye yönelik geliştirilen akım denetim tekniğinin blok diyagramı Şekil 7.7 ile tanıtılmıştı.

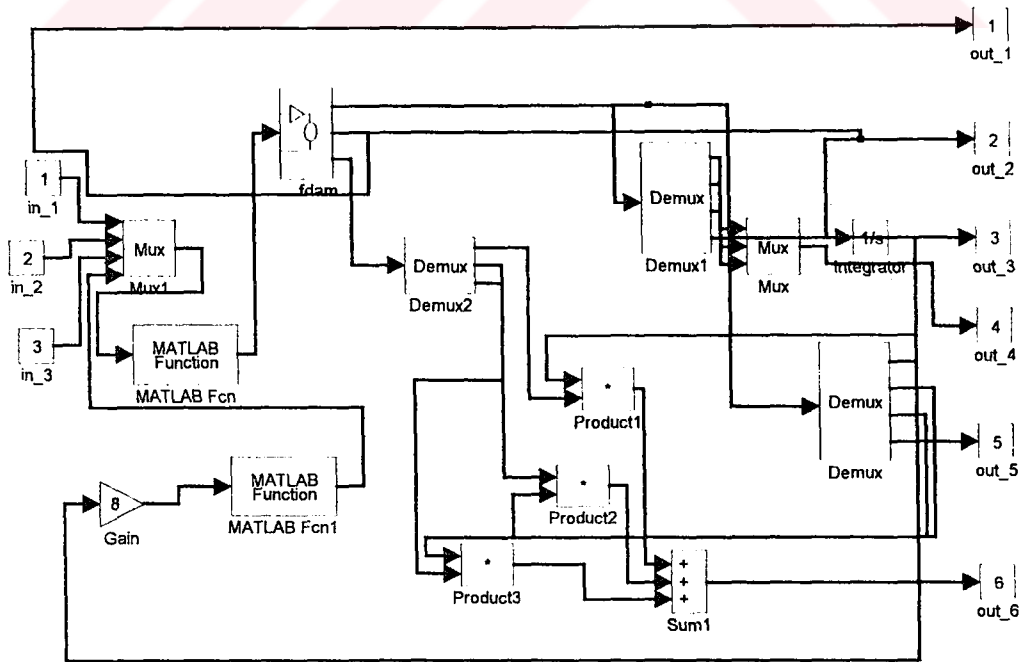
Trapezoidal oniki darbeleri beslemeye sahip tahrik sistemi Matlab-Simulink modeli, Şekil 7.7 ile verilen denetim yapısını da kapsamak üzere, Şekil 7.15, 7.16 ve 7.17 ile verilmektedir. Bu model özetle, altı darbeleri 120° iletimli yapıya benzer şekilde, doğru akım bara modeli dışında tüm tahrik sisteminin başka bir deyişle, trapezoidal SMFM, güç elektroniği devresi, rotor konum temelli besleme adımları ve Şekil 7.7 ile verilen denetim yaklaşımını içermektedir. Doğru akım barası, Matlab-Simulink modeline dahil edilmemiş ve bu analizde de sabit bir değer olarak alınmıştır ($V_{DC}=290$ V).

Şekil 7.15, oniki darbeleri besleme yaklaşımının ana modelini temsil etmektedir. Şekil 7.16 ve 7.17 ile alt sistem (Subsystem) olarak tanımlanan bloğu oluşturan sistemler, veya başka bir deyişle ana modelin gruplanmış alt modelleri verilmiştir. Şekil 7.15 ile verilen, oniki darbeleri besleme yaklaşımının ana modelinde referans hız 50 d/d, histeresis akım sınırı üst eşiği 6 A (üçlü faz iletim adımlarında $6 \cdot 1.153 = 6.92$ A), histeresis akım denetimi bant genişliği 1 A, yük momenti 10.5 Nm ve DGM frekansı 10 Khz olarak seçilmiştir. Oniki darbeleri besleme ve denetim ana modelinde de PI denetim bloğu, akım hatası ve ilgili denetim oranının hesaplandığı fonksiyon bloğu çıkışına sınırlayıcılar yerleştirilmiştir. Şekil 7.16 ile verilen ikinci alt sistem modelinde “fdam” olarak tanımlanan blok, oniki darbeleri besleme yaklaşımının matematik modelinin kurulması sonucu elde olunan, rotor konum temelli diferansiyel denklem takımlarından oluşur. Bu blokta kullanılan parametreler daha önce tanımlanmıştır. Kurulan Matlab-Simulink modelinin çözümünden elde edilen, faz akımları, da bara akımı, mil momenti ve d/d olarak mekanik hız, zaman domeninde (0-0.8 s) çizilmiş ve çıkışlar sırasıyla, Şekil 7.18, 7.19, 7.20 ve 7.21 ile verilmiştir.

Oniki darbeleri besleme ve ona özgü denetim yaklaşımının Matlab-Simulink modeli çıkışları 0-0.8 s benzetim aralığını oluşturmak üzere, 0.2 s zaman aralıklarında dört bölüm olarak elde edilmiştir. İkinci alt modelde kurulan “fdam” Simulink bloğu, genelleştirilmiş bir yapıya sahiptir ve herhangi bir denetim yapısında doğrudan yer alabilir. Böylece elde olunan oniki ve altı darbeleri modeller kolaylıkla özel bir Simulink bloğu olarak ilgili kütüphaneye yerleştirilebilir ve herhangi bir denetim sisteminde doğrudan kullanılabilir.

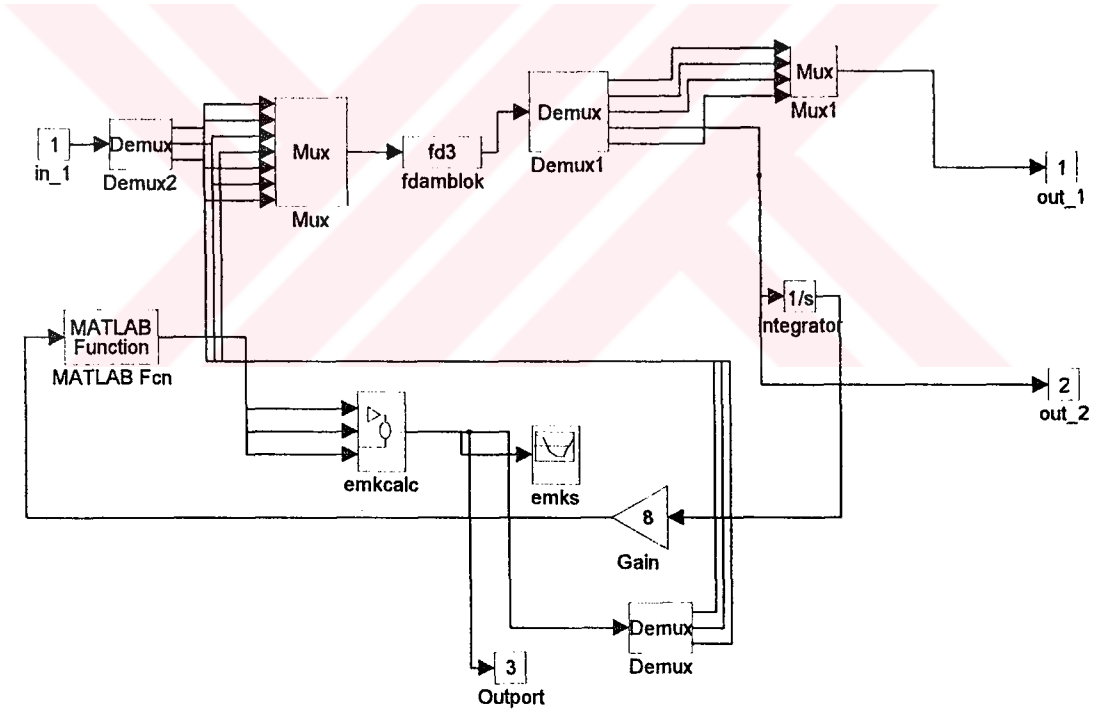


Şekil 7.15 Oniki darbeleri besleme yaklaşımı ve ona özgü akım denetim ana modeli



Şekil 7.16 Alt sistem modeli (1)

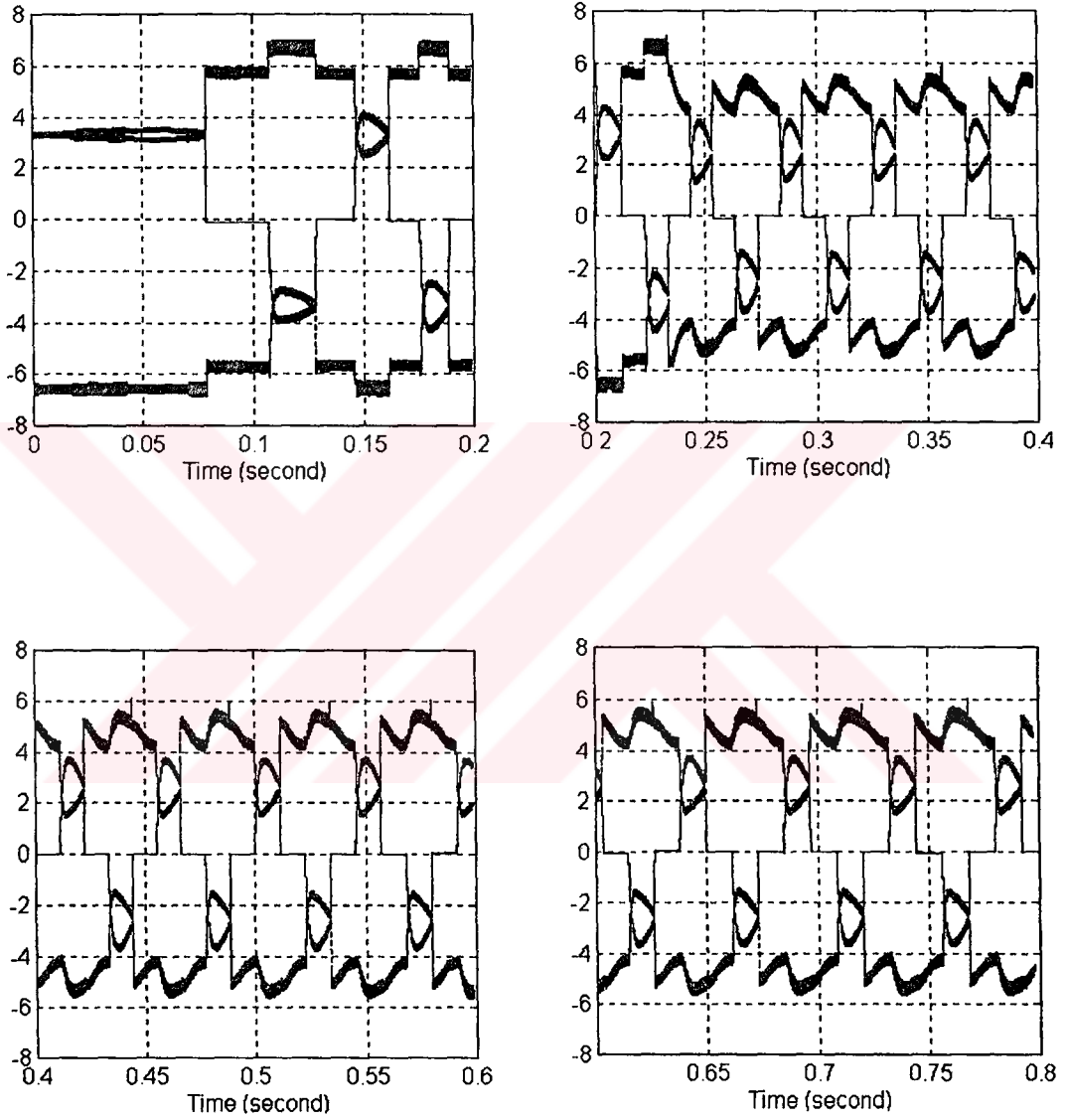
Altı darbeli 180° iletimli trapezoidal besleme tekniği, gerek moment darbesi bileşeninin yüksekliği ve gerekse 120° elektriksel iletimli yapıyla beraber, sadece yüksek hız aralığında uygulanabilecek bir yaklaşım olması nedeniyle Matlab ortamında analiz edilmeye gerek duyulmamıştır. Matlab-Simulink modelleri verilen oniki darbeli ve 120° elektriksel iletimli altı darbeli trapezoidal besleme yaklaşımları bilinçli olarak, tezde geliştirilen sabit DGM frekanslı histeresis akım denetim tekniği ile analiz edilmişlerdir. Burada ana amaç, doğru akım barasına yerleştirilen tek algılayıcı üzerinden uygulanan yeni denetim yaklaşımının her iki besleme seçeneği için elde olunan sonuçlarını bir ortak temelde irdelemek ve yorumlamaktır. Tezin bu alt ayrıtımın sonunda iki besleme yaklaşımına ait denetim sistemi çıktıları irdelenecek ve yorumlanacaktır.



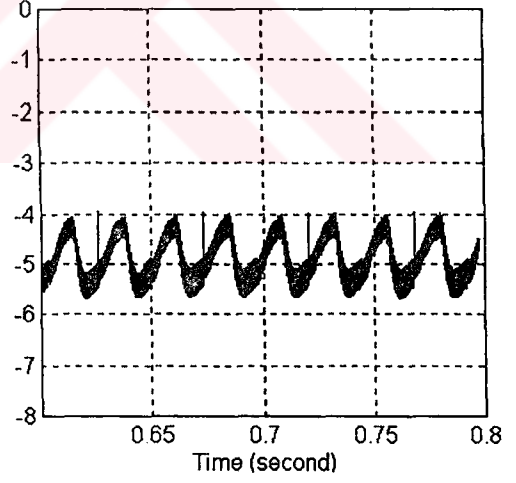
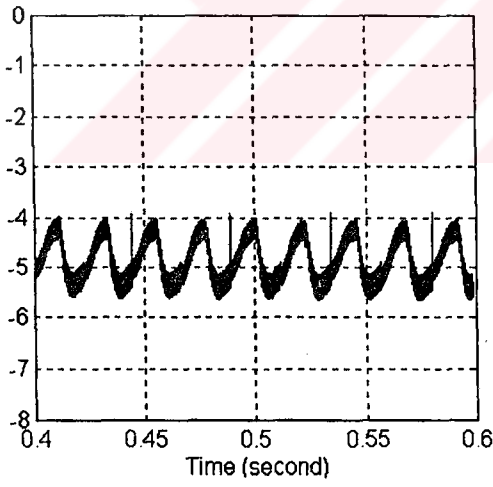
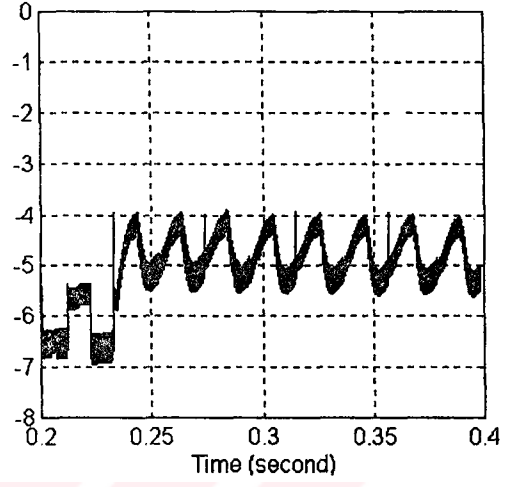
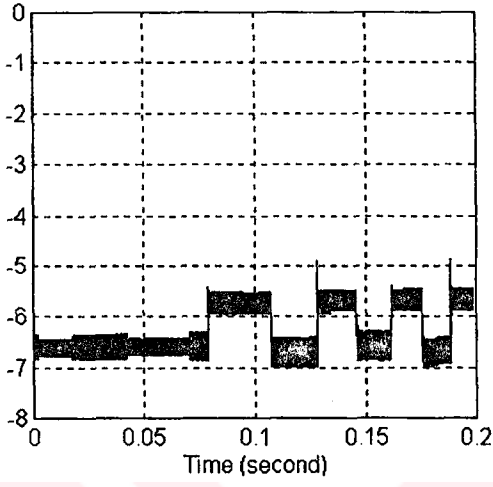
Şekil 7.17 Alt sistem modeli (2)

Oniki darbeli veya 120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme ve ilgili denetim yaklaşımlarının Matlab ortamında gerçekleştirilen sayısal benzetimlerinde, doğal olarak üç faz ve doğru akım bara akımları, motor moment ve hız değişimlerinin dışında başka denetim büyüklükleri de sözgelimi, PI çıktısı veya akım referansı, ilgili faz anahtarlarına uygulanan DGM işaretleri, akım veya hız hatası irdelenebilir. Ancak

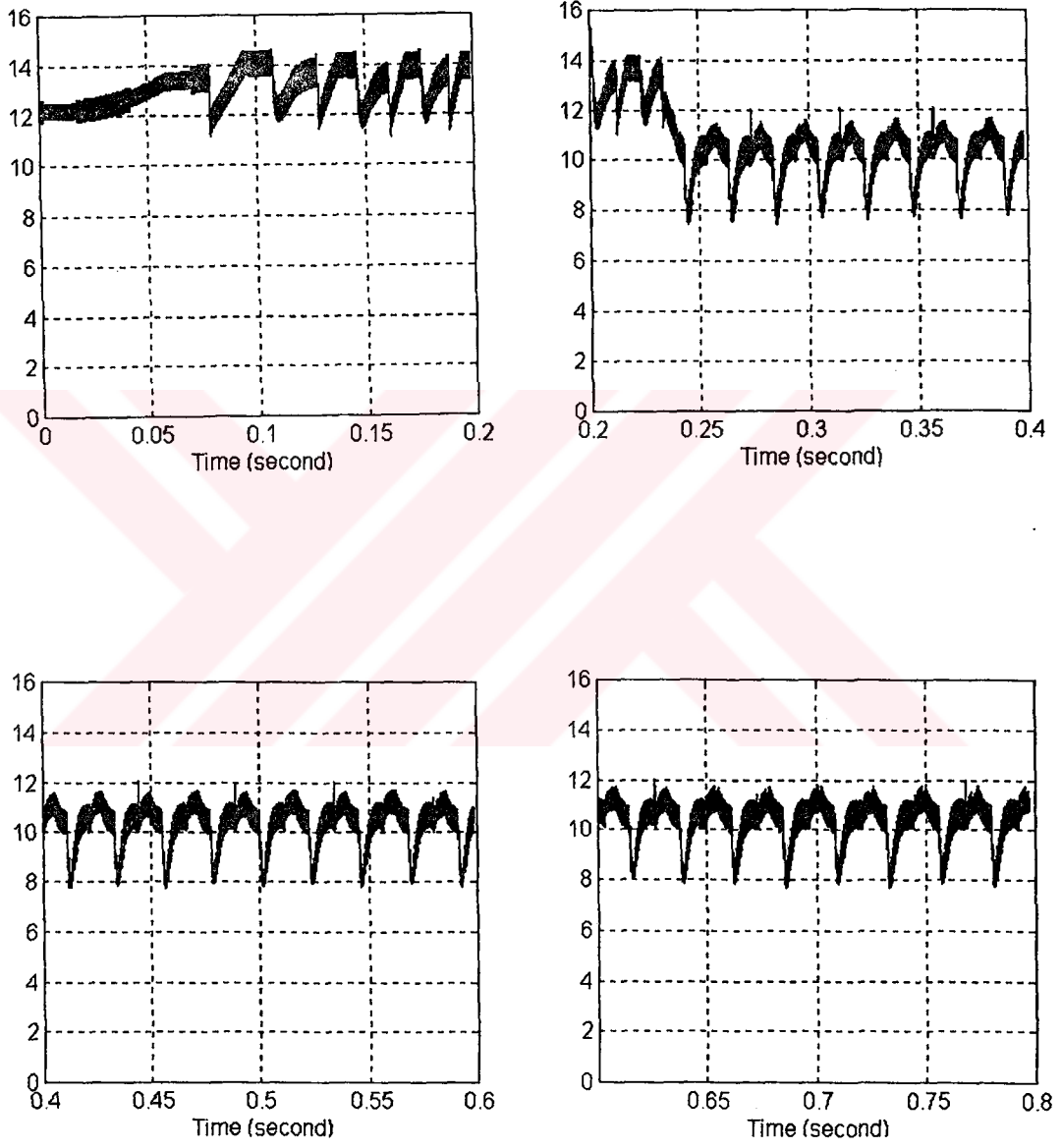
tezin ana konusu, moment dalgalılığının en azlanmasına yönelik bir besleme ve denetim yaklaşımı olduğundan, tahrik sistemi ve denetim tekniğinin temel çıktıları tercih edilmiştir.



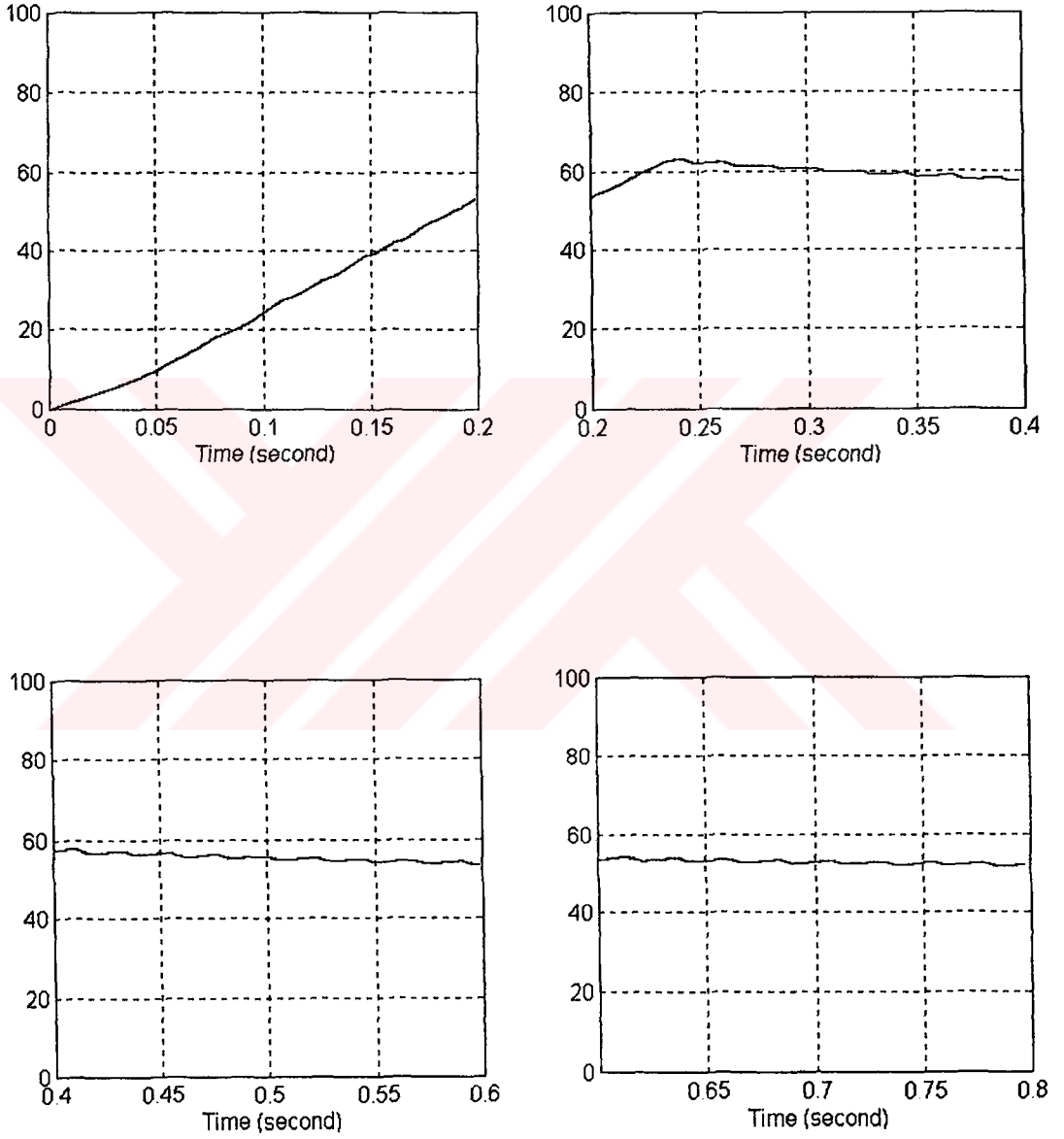
Şekil 7.18 Oniki darbeleri besleme yaklaşımı ve akım denetim yapısında, 0-0.8 s zaman aralığı faz akımları değişimi



Şekil 7.19 Oniki darbeleri besleme yaklaşımı ve akım denetim yapısında, 0-0.8 s zaman aralığı da bara akım değişimi



Şekil 7.20 Oniki darbeli besleme yaklaşımı ve akım denetim yapısında, 0-0.8 s zaman aralığı mil moment değişimi



Şekil 7.21 Oniki darbeli besleme yaklaşımı ve akım denetim yapısında, 0-0.8 s zaman aralığı hız değişimi

Tezde geliştirilen akım denetim yaklaşımının Matlab-Simulink benzetim sonuçlarının yorumu aşağıda verilmiştir.

- 120° elektriksel iletimli altı darbeleri beslemeye, tezde geliştirilen da barasında tek akım algılayıcısı üzerinden uygulanan denetim tekniğinde, diğer tek algılayıcı tekniklerde olduğu gibi alt kol güç elektroniği anahtarı komutasyonlarında, akım geri besleme bilgisi kaybolmaktadır.
- Oniki darbeleri besleme yaklaşımı ile, yukarıda vurgulanan akım bilgisi kaybı geri kazanılmıştır. Doğru akım barası akımında görülen küçük genlikli çöküşler, faz akımına ve ani mil momentine yansımamaktadır.
- Heriki besleme tekniğinde de denetim sisteminin kararlı çalışması gözlenmektedir.
- Heriki besleme yaklaşımında da PI denetleyici üzerinden akım referans işareti üretildiğinden, moment darbesi bileşen genliği karşılaştırılması bu koşullarda anlamlı değildir.
- Matlab ortamında elde edilen sayısal benzetim sonuçlarından anlaşıldığı üzere, 120° elektriksel iletimli altı darbeleri besleme yaklaşımına, geliştirilen denetim tekniğinin uygulanması sonucu, üst kol anahtarı üzerinden beslenen faz akımında oluşan akım çöküşleri ortadan kaldırılmıştır. Geliştirilen akım denetim yaklaşımının altı darbeleri besleme tekniğine tek getirisinin bu olduğu gözlenmektedir.

Matlab-Simulink sonuçlarından görüldüğü üzere, oniki darbeleri besleme yaklaşımı ve ona özgü geliştirilen akım denetim tekniği sayesinde doğru akım barasında yer alan ve sistem toprağı referanslı tek algılayıcı ile, tahrik sistemi denetimi güvenilir bir şekilde başarılmıştır.

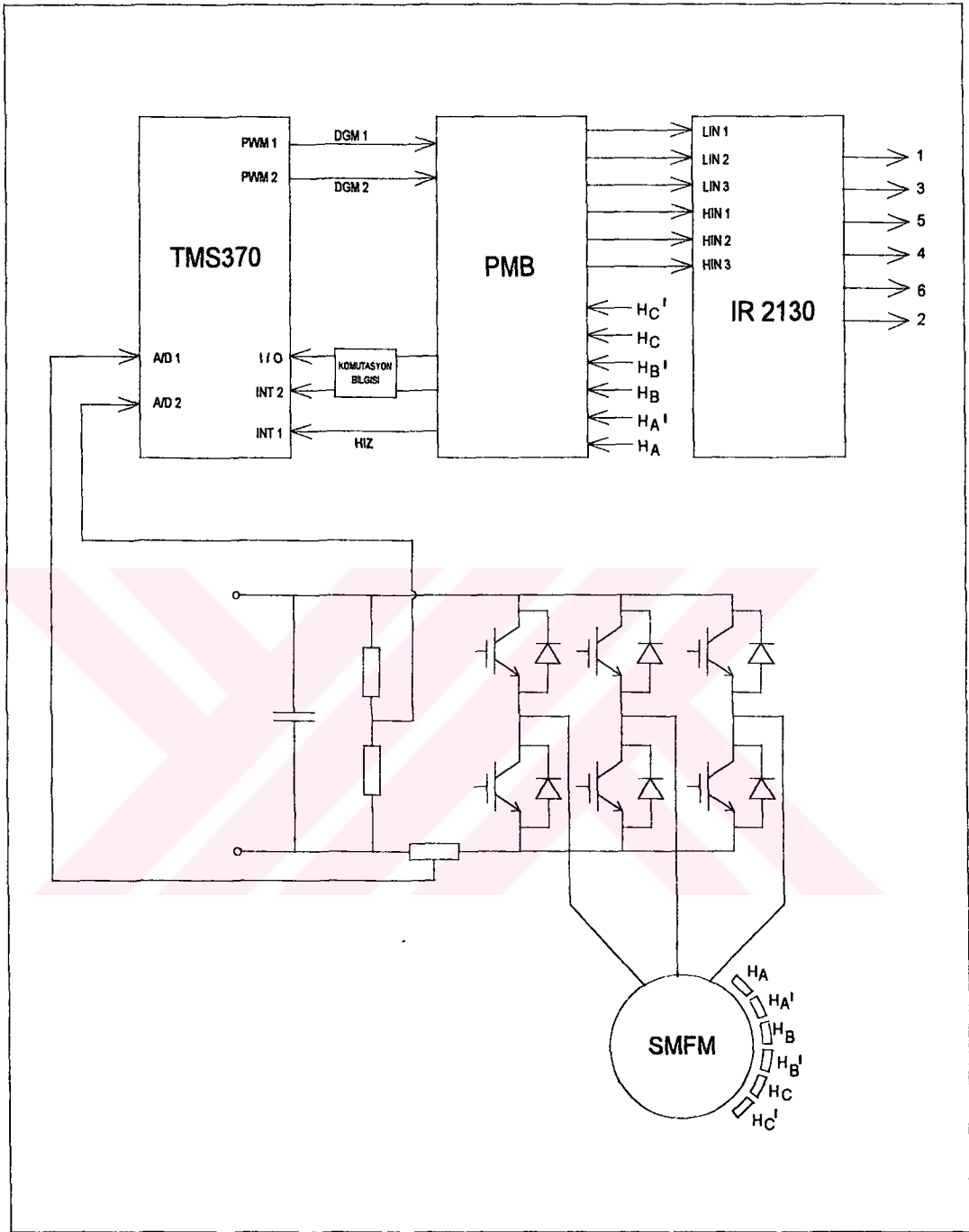
7.4 SAYISAL BENZETİM, DENEY VE DENETİM SONUÇLARININ YORUMU

Bu tez çalışmasında geliştirilen oniki darbeli trapezoidal besleme yaklaşımı ve bu yaklaşıma özgü sabit frekanslı histeresis akım denetim tekniği ile ilgili sayısal benzetim sonuçları sırasıyla, Ayrıt 6.2 ve 7.3 de verilmiştir. Uygulamada özel önem taşıyan sabit motor hızları için verilen sonuçlar, bu ayrıtta irdelenecek ve yorumlanacaktır. Bu kapsamda yapılan irdilemede, yeni besleme ve denetim yaklaşımının uygulamaya dönük doğal sınırları da özellikle vurgulanacaktır.

Oniki darbeli besleme ve bu besleme yaklaşımına özgü akım denetim tekniğinin sayısal benzetiminde uygulanan denetim ve besleme yapısı, Şekil 7.22 de prensip devre şeması, Şekil 7.7 de denetim blok diyagramı ve EK B sayısal algoritma akış diyagramı verilen elektronik donanım ve yazılım kullanılarak, prototip anlamda gerçekleştirilmiştir. Donanım yapısı temel olarak, altı hall etkili rotor konum algılayıcı, programlanabilir mantık birimi (PMB), Texas Instruments TMS370Cx5x mikroişlemci, International Rectifier IR2130 üç fazlı kapı sürücüsü ve çevresel birimlerden oluşmaktadır. Sistemde elektronik komutasyon PMB tarafından yapılmaktadır. Bu çalışmada geliştirilen elektronik komutasyon tümdevresi, motor kutup sayısı, stator sargı bağlantısı (yıldız veya üçgen), rotor tipi ve algılayıcı elemanın cinsinden bağımsız herhangi bir trapezoidal SMFM un oniki darbeli elektronik komutasyonunu sağlayacak genel bir yapıya sahiptir. PMB de kullanılan mantık yapısı, Tablo 5.1 ve 5.2 ile verilmiştir. Elektronik komutasyon tümdevresi TTL uyumludur ve (5.2), (5.3) ile verilen mekanik algılayıcı yerleşimine göre fonksiyonunu yerine getirmektedir. Komutasyon mantığının PMB üzerine programlanması, National Semiconductor Co. PLD Geliştirme Sistemi ve OPAL yazılımı üzerinden gerçekleştirilmiştir. Bu bağlamda mikroişlemci üzerindeki yük, hız, akım ve da bara gerilim işaretini işleyerek, Şekil 7.7 ile verilen denetleyici yapısının fonksiyonunu yerine getirmektedir. Ayrıca PMB den mikroişlemciye üçlü veya ikili faz iletim bilgisi de (INT2) ulaşmaktadır. Böylece akım referans değeri, Ayrıt 5.2 de açıklandığı üzere yenilenmektedir. Hall elemanların çıktıları, altı darbeli yaklaşımda olduğu gibi, (4.171) mantık ifadesi yardımıyla hız işaretine çevrilmiştir.

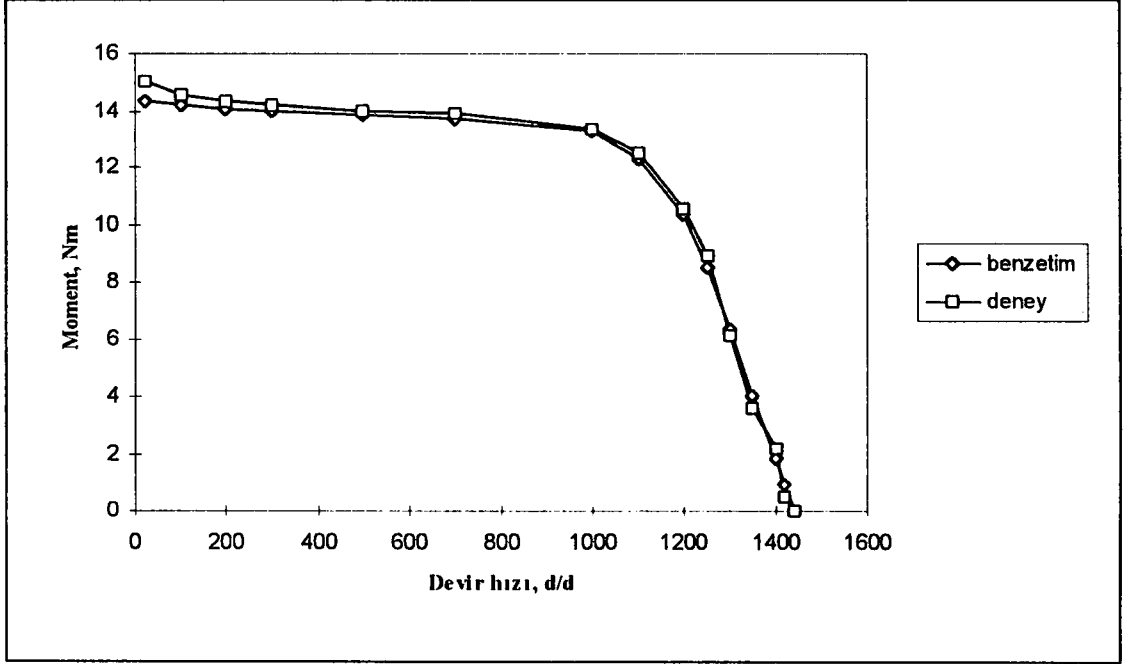
Bu yaklaşımın nedeni daha önce vurgulandığı üzere, bir mekanik turda alınan işaretin frekansının üç kat artırarak, hız sinyali daha yüksek bir duyarlılıkla elde etmektir. Böylece elde olunan hız sinyali mikroişlemcinin bir zamanlayıcı (T1IC) işaretini oluşturmuştur. Hız çevrimi yenileme süresi 50 ms olarak seçilmiştir. Şekil 4.23 ile verilen denetleyici yapısında da bara akımı, bir dış kesme işareti yaratılarak mikroişlemcinin A/D analog sayısal kanalı (AD1) yardımıyla algılanmakta ve çevrim her 100 μ s de bir yeniden işletilmektedir, başka bir ifadeyle akım denetim çevrim frekansı 10 kHz dir. Uygulanan DGM işareti frekansı da 10 kHz olarak seçilmiştir. Böylece her DGM çevrimi, denetleyiciye ulaşan yeni akım işaretinin değerlendirilmesiyle başlatılmış ve iletim oranı hesaplanmıştır. DGM işaretlerinin hangi güç elektroniği anahtarına ait olduğunun kararı, PMB tarafından verilmektedir. 100 μ s lik akım denetimi cevap süresinin düşük rotor hızları haricinde başarı ile çalıştığı gözlenmiştir. Bu durum sayısal benzetim ve fren deneyi sonucu elde olunan tahrik sistemi ortalama moment değerlerinin karşılaştırıldığı grafiklere de yansımıştır. Faz sargılarında endüklenen gerilimin belli bir değerin üzerinde olduğu durumda denetleyicinin başarı ile çalıştığı tespit edilmiştir. Akım denetimi cevap süresinin daha fazla azaltılması mikroişlemcinin A/D komut çevrim süresi ve performansı nedeniyle mümkün olmamıştır. Doğru akım bara gerilimi için çevrim yenileme süresi 50 ms olarak seçilmiştir başka bir deyimle bu süre hız yenileme süresine eşit alınmıştır. DA bara gerilim işareti, bir gerilim bölücü ve tampon devre üzerinden TMS370 (AD2) kanalına analog işaret olarak taşınmıştır.

Donanım ve yazılım bilgisi olarak bu aşamaya kadar verilenler ışığında, Şekil 7.7 ile tanıtılan denetim yapısı bir programlanabilir mantık birimi ve 8 bitlik TMS370 mikroişlemci yardımıyla gerçekleştirilmiştir. Daha önce vurgulandığı üzere, darbe genişlik modülasyon frekansı 10 kHz olarak uygulanmıştır. Bazı tahrik sistemi uygulamalarında daha yüksek DGM frekansı ile çalışmanın bir gereklilik olduğu bilinmektedir. Bu durumda kullanılan sayısal işlemcinin kapasitesinin artırılmasıyla, aynı denetim yapısı üzerinden daha yüksek DGM frekanslarının da uygulanması mümkündür. Bu bağlamda 16 bitlik bir denetleyici yapısının veya risk mimarisine sahip 8 bitlik bir işlemcinin uygun olacağı yapılan çalışmalar sonucunda görülmüştür.



Şekil 7.22 Oniki darbeleri trapezoidal beslemeli SMFM lu tahrik sistemi denetim ve güç elektroniği devresi

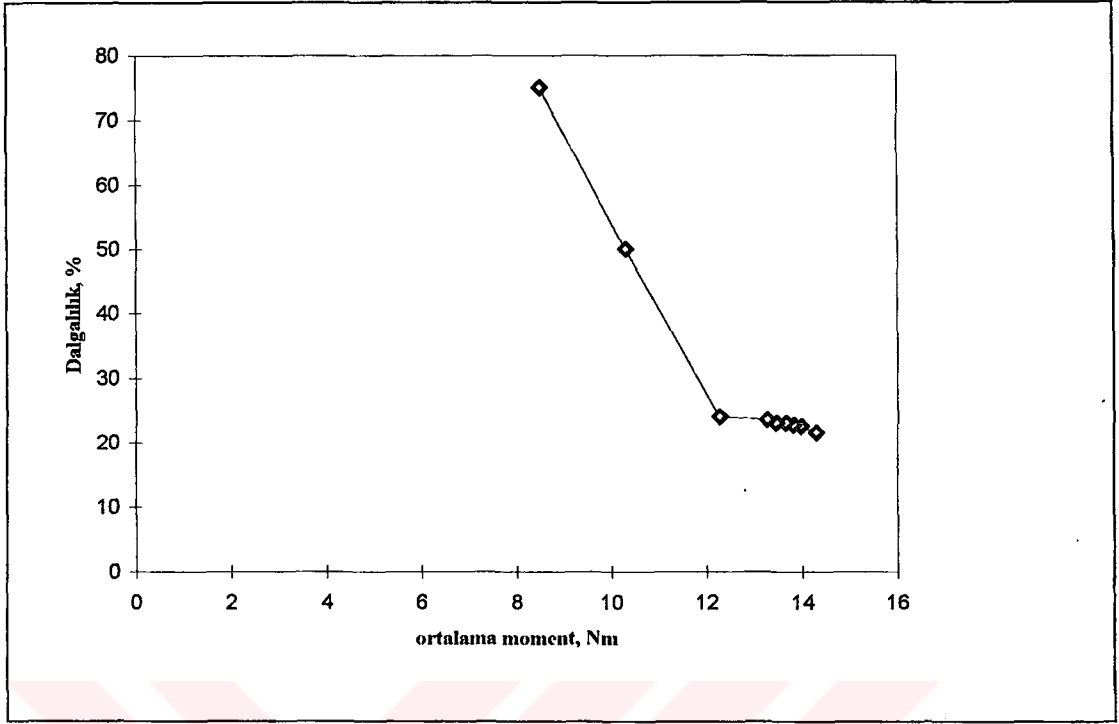
Oniki darbeleri besleme yaklaşımı sayısal benzetim ve bu ayırtta tanıtılan donanım ve denetim yapısı ile gerçekleştirilen prototipin fren testi sonucu elde edilen ortalama moment eğrileri Şekil 7.23 ile verilmiştir.



Şekil 7.23 Oniki darbeli beslemede, sayısal benzetim ve deney sonuçları

Şekil 7.23 den anlaşıldığı üzere, oniki darbe beslemeli SMFM lu tahrik sisteminin sayısal benzetim ve deney sonuçları arasında iyi bir uyum sağlandığı gözlenmektedir. Daha önce de belirtildiği gibi, çok düşük rotor hızlarında akım denetim çevriminin cevap süresi kısıtı, bu bölgede bir farklılığa neden olmuştur. 120° ve 180° elektriksel iletim seçeneklerine ait sayısal benzetim ve deney sonuçlarının karşılaştırılmasında kullanılan moment dalgalılık oranı veya katsayısından, oniki darbeli besleme yaklaşımında da yararlanılacaktır. Performans kriteri olarak seçilen moment dalgalılık oranı veya katsayısı daha önce, (4.172) ifadesi ile verilmiştir.

Şekil 7.23 ile verilen ortalama mil momentleri için bu kriter kullanılıp, tüm hız aralığı için dalgalılık katsayısı çizilirse, Şekil 7.24 ile verilen eğri elde edilecektir. Daha önce vurgulandığı üzere, moment dalgalılık katsayısının motor hızıyla olan değişiminden de yararlanmak mümkündür ancak yük momentinin sabit olmadığı durumlarda böyle bir değişimin tasarımcıya bir katkısı olmayacaktır, bu nedenle dalgalılık katsayısının ortalama moment ile değişiminin verilmesi benimsenmiştir.



Şekil 7.24 Oniki darbeli besleme tekniğinde, ortalama momente göre dalgalılık katsayısı değişimi

Oniki darbeli trapezoidal besleme yaklaşımı ve bu yaklaşıma özgü geliştirilen akım denetim tekniğini içeren SMFM lu tahrik sistemini, ortalama moment (sayısal benzetim-deney), hız aralığı, moment dalgalılık katsayısı değişimi gibi özellikleri ile irdelemek ve diğer trapezoidal besleme seçenekleri ile karşılaştırmak mümkündür. Bu ayrıtın son aşaması, oniki darbeli besleme yaklaşımının analizi ve uygulamaya dönük irdelenmesine ayrılmıştır. Elde olunan sonuçlar aşağıda özetlenmiştir.

- Hız-moment denetimi için DGM tekniğinin uygulandığı alt kol anahtarlarının komutasyonu esnasında, sistemde akım geri besleme bilgisi hiçbir besleme adımında veya koşulunda kaybolmamaktadır. Oniki darbeli besleme ve akım denetim tekniği ile, diğer altı darbeli besleme seçeneklerinde kaybolduğu saptanan da bara veya faz akım bilgisi geri kazanılmıştır.
- Tüm hız aralığı boyunca, komutasyon esnasında ani faz akımlarının değişiminde bir çöküş gözlenmemektedir. Bu bağlamda, ani momente de doğal olarak dalgalılık anlamında bir yansıma söz konusu değildir.

- Trapezoidal SMFM un ortalama momentinin yaklaşık sabit kaldığı hız sınırının, ki bu hız sınırı temel hız olarak tanımlanabilir, 1000 d/d olduğu hesaplanmış ve deneysel olarak doğrulanmıştır.
- Oniki darbeli besleme ve geliştirilen akım denetimi sonucu, özellikle yüksek motor hızlarında (1000 d/d ve üstü) sistemden alınan ortalama moment, Şekil 7.23, Şekil 4.38 ve 4.39 dan görüldüğü üzere önemli ölçüde yükselmiştir.
- Düşük motor hızları için oniki darbeli besleme yaklaşımında, 120° iletimli yapıya göre bir moment artışı söz konusu değildir. Bununla beraber oniki darbeli besleme tekniğinde, üçlü faz iletimlerinin söz konusu olduğu besleme adımlarında akım sınırının yaklaşık %15 yükseltildiği unutulmamalıdır.
- Tahrik sisteminde boşta yüksüz hızın 1440 d/d olduğu sayısal benzetimle hesaplanmış ve deneysel olarak da doğrulanmıştır. Tahrik sistemi hız aralığının 120° iletimli yapıya göre %15, 180° iletimli yapıya göre %8 artışı gözlenmektedir.
- Ani momentin, temel hızın altında oniki darbeli karakteristik yapısı açık olarak sayısal benzetim sonuçlarından gözlenmektedir. Böylece moment dalgalılığı temel frekansı altı darbeli beslemeye kıyasla iki kat artırılmıştır.
- Oniki darbeli beslemede sistemden alınabilecek tüm ortalama moment ve ona karşı gelen hız aralığında, dalgalılık katsayısı 120° ve 180° elektriksel iletimli altı darbeli beslemeye kıyasla düşük olduğu anlaşılmaktadır. Öyleki temel hız değerinin altında, 180° iletimli yapıya kıyasla üstün olan 120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme yaklaşımına göre, moment dalgalılık katsayısı oldukça azaltılmıştır.
- Tahrik sistemi akım denetimi, doğru akım barasında bir ve yalnız bir algılayıcı üzerinden oniki darbeli besleme yaklaşımının uygulanması sonucu, geliştirilen denetim tekniği yardımıyla güvenilir bir şekilde başarılmıştır.

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Tez çalışmasında, sürekli mıknatıslı fırçasız motorların günümüze dek literatürde yer alan, sinüsoidal, altı darbeli 120° ve 180° elektriksel iletim açılı trapezoidal elektronik besleme seçenekleri tüm detayı ile irdelenmiştir. Moment darbesi veya dalgalılığı, bu analizde ana karşılaştırma kriteri olarak belirlenmiştir. İrdelenen besleme seçenekleri özel bir uygulamaya yönelik, doğrudan tahrikli bir motordan en yüksek performansın alınmasına yöneliktir. Uygulamada sürekli mıknatıslı fırçasız motor kullanımının nedeni, daha önce yapılan bir dizi çalışmanın sonucudur ve söz konusu ön çalışmalar kapsamında diğer motor seçenekleri de irdelenmiştir [64]. Bu çalışmalar da temel alınarak, trapezoidal SMFM lu tahrik sistemi için farklı bir elektronik besleme yaklaşımı ortaya konmuş ve yeni yaklaşım oniki darbeli besleme tekniği olarak adlandırılmıştır.

Tez çalışmasının ilk aşamasında, tahrik sistemi uygulamasından beklenen özellikler tanıtılarak, çalışmanın gerekçesi ve amacı ortaya konmuştur. Bu bağlamda uygulamada moment dalgalılığının önemi vurgulanmış, tanımı yapılmış ve kaynakları tüm ayrıntısı ile analiz edilmiştir. Tez kapsamında irdelenen ilk besleme yaklaşımı sinüsoidal tekniktir. SMFM lu tahrik sistemlerinde sinüsoidal beslemenin uygulamaya dönük olumlu ve olumsuz yönleri analitik yöntemler kullanılarak irdelenmiş ve özetle aşağıdaki temel sonuçlara ulaşılmıştır.

- Sinüsoidal SMFM lu tahrik sistemi, gerek motor, gerekse elektronik besleme ve rotor konum algılayıcısı açısından yüksek maliyetli bir çözümdür.
- Denetim yapısı oldukça karmaşıktır ve uygulamaya dönük zorluklar içermektedir.
- Söz konusu zorlukların aşılması durumunda moment kalitesi en yüksek besleme seçeneğidir.

Sinüsoidal besleme yaklaşımının analitik yöntemlerle irdelenmesinin ardından altı darbeli 120° ve 180° elektriksel iletim açılı trapezoidal besleme seçenekleri tüm detayı ile analiz edilmiştir. Tezde, trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde günümüze dek uygulanan besleme seçeneklerinin irdelenmesinde, durum uzayı yaklaşımını temel alan sayısal benzetim tekniğinden yararlanılmıştır. Altı darbeli trapezoidal besleme seçeneklerinin şebeke kapısı dahil olmak üzere, durum uzayı temelli matematik modeli kurulmuş ve elde olunan model, dördüncü dereceden Runge-Kutta algoritması kullanılarak sayısal olarak adım-adım çözülmüştür. Özetle, altı darbeli besleme yaklaşımlarının modeli dördüncü derecedendir ve her besleme adımı için değişen devre topolojisi nedeniyle rotor konumu temellidir. Rotor konum temelli matematik modelin, genelleştirilmiş hali de geliştirilmiş ve tezin ilgili ayrıtlarında sunulmuştur. Uygulamaya özel bazı motor hızları için matematik modelin çözümünden elde edilen sayısal benzetim sonuçları, altı darbeli 120° ve 180° elektriksel iletim açılı trapezoidal besleme teknikleri için ayrı ayrı verilmiştir. Matematik modeli kurulan trapezoidal besleme yaklaşımlarının sayısal benzetiminde kullanılan denetim yapısı, pratikte tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan elektronik devre yardımıyla elde edilen fren deneyi sonuçları, ortalama moment anlamında sayısal benzetim sonuçları ile karşılaştırılmış ve çok düşük motor hızları haricinde aralarında iyi bir uyum olduğu gözlenmiştir. Bundan sonraki aşamada, ortak temelde bir karşılaştırma kriteri oluşturmak amacıyla, moment dalgalılık katsayısı tanımı yapılmış ve iki altı darbeli besleme tekniği, bu kriter yardımıyla moment kalitesi ve alçak-yüksek hız moment kapasitesi açısından karşılaştırılmıştır. Elde olunan sonuçlar özetle aşağıda verilmiştir.

120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme:

- Hız-moment denetimi için DGM tekniğinin uygulandığı alt kol anahtarlarının komutasyonu esnasında, sistemde akım geri besleme bilgisi geçici olarak kaybolmaktadır. Bu durum özellikle düşük hız bölgesinde faz akımının pozitif alternansında oluşan sıçrama ile kendini belli etmektedir. Aynı hız aralığı için ani momentte de benzer etki gözlenmektedir.
- Belli bir hızdan sonra alt ve üst kol anahtar komutasyonu, faz akımında ani çökmelere neden olmaktadır.

- Temel hızdan itibaren, faz akımı üzerinde DGM işareti etkilerinin kaybolduğu ve mil momentinin ortalama değerinin doğrusal olarak azaldığı görülmektedir.
- Ani momentin, temel hızın altında endüklenen gerilim dalga şeklini izlediği gözlenmektedir. Yüksek hız bölgesinde ise bu durumun ortadan kalktığı anlaşılmaktadır.
- 120° elektriksel iletimli beslemede sistemden alınabilecek tüm ortalama moment ve ona karşı gelen hız aralığında, dalgalılık katsayısı 180° elektriksel iletimli beslemeye kıyasla düşük olduğu hesaplanmıştır.
- 120° elektriksel iletimli beslemede endüklenen gerilim dalga şeklinin düz bölgesindeki çalışmadan dolayı, uygulanan akım denetimi, 180° elektriksel iletimli beslemeye kıyasla daha başarılı çalışmaktadır.

180° elektriksel iletimli altı darbeli besleme:

- 120° elektriksel iletimli beslemenin sonuçlarında belirtildiği üzere, tüm çalışma bölgesinde moment dalgalılık katsayısı bağıl olarak yüksek ve endüklenen gerilimin düşük değerli bölgelerinde söz konusu olan komutasyondan dolayı akım denetimi daha güçtür. Akım denetiminde görülen bu olumsuzluk, tüm sayısal benzetim sonuçlarına yansımıştır.
- Her alt ve üst kol güç elektroniği anahtar komutasyonu, temel hızın altındaki bölgede ani moment değişiminde sıçramalar şeklinde kendini belli etmektedir.
- 120° elektriksel iletimli beslemede olduğu gibi bir temel hız tanımı mümkün değildir. Ancak faz akımı ve ani moment değişimi üzerinde DGM işareti etkisinin gözükmediği hız sınırı, farklı bir yorumla temel hız olarak adlandırılabilir. Nitekim bu hızdan itibaren ortalama moment değerindeki düşüş hızlanmaktadır.
- Boşta hız 120° elektriksel iletimli beslemeye kıyasla yüksektir başka bir deyimle 180° elektriksel iletimli yaklaşım, sistemin hız aralığını genişletmektedir.
- Temel hızın üzerindeki hız bölgesinde, 120° elektriksel iletimli beslemeye kıyasla milden alınan ortalama momentte belirgin bir artış söz konusudur. Buna karşılık moment dalgalılığında da aynı oranda bir artış gözlenmiştir.

Sayısal benzetim ve deneysel sonuçlara dayanılarak, 120° elektriksel iletimli beslemenin özellikle kendi temel hız sınırına kadar gerek ortalama moment ve gerekse

moment dalgalılığı anlamında 180° elektriksel iletimli yaklaşıma kıyasla üstün olduğu görülmektedir. Buna karşın ilgili hız sınırından sonra başka bir deyişle yüksek hızlarda, 180° elektriksel iletimli besleme yaklaşımının, sistemden beklenen özellikler de dikkate alınarak uygulanabileceği ve bu bağlamda tahrik sistemi performansını artıracakları anlaşılmaktadır. Trapezoidal altı darbeli besleme yaklaşımlarında moment dalgalılığının en azlanması amacıyla uygulamada dikkat edilmesi gereken noktalar aşağıda verilmiştir.

- 120° elektriksel iletimli yaklaşımın düşük hız bölgesinde uygulanması tahrik sistemi açısından olumludur. Faz sargılarında endüklenen gerilimin düz bölgesinin çeşitli motor tasarım ve/veya sargı teknikleri ile artırılması sistem performansını yükseltecektir.
- 180° elektriksel iletimli yaklaşım özellikle yüksek hız bölgesinde tahrik sistemine belli üstünlükler getirmektedir. Altı darbeli her iki besleme seçeneğinde rotor konum algılayıcısı yerleşiminin aynı olduğu düşünülürse, uygulamada iki yaklaşımın birlikte kullanılabileceği anlaşılabılır.
- Her iki altı darbeli besleme yaklaşımında en büyük sorun, da barasına yerleştirilen bir akım algılayıcısı ile güvenilir bir akım denetiminin sağlanamamış olmasıdır. Motor faz sargılarına yerleştirilen algılayıcılar bu sorunu çözmektedir ancak bu çözüm, trapezoidal mantık temelli yaklaşımının en büyük getirisi olan maliyet ve sinüsoidal yaklaşıma kıyasla karmaşık olmayan denetim üstünlüğünü ortadan kaldırmaktadır.

Altı darbeli 120° ve 180° elektriksel iletim açılı trapezoidal besleme teknikleri için yukarıda verilen sonuçlar, trapezoidal SMFM lu tahrik sistemleri için daha farklı besleme ve denetim yaklaşımlarının geliştirilmesi gereğini ortaya koymaktadır. Trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinin denetiminde karşılaşılan problemlerin çözümü ve moment dalgalılığının en azlanmasına yönelik çalışmalar, tezin ilgili ayrıtlarında açıklandığı üzere, devam etmektedir. Tezde sunulan oniki darbeli besleme yaklaşımı ve bu yaklaşıma özgü akım denetim tekniğinin de ana gayesi aynıdır.

Tezde yapılan çalışmalar sonucunda farklı bir elektronik besleme yaklaşımı ortaya konmuş ve yeni yaklaşım oniki darbeli besleme tekniği olarak adlandırılmıştır. Özet olarak bu yaklaşımda, bir elektriksel çevrimde oniki farklı besleme adımı söz konusudur. Başka bir deyişle bir elektriksel çevrim boyunca rotor, stator üzerinde yaratılan oniki adımlı magnetik alan tarafından sürüklenmektedir. Bir ifadeye göre, bu alan rotor konum temelli bir döner alandır. Oniki darbeli trapezoidal SMFM lu tahrik sistemi çalışma ilkesi, klasik fırça-kolektörlü doğru akım motorlarıyla aynıdır. Rotor ve stator alanları arasındaki açı, gerçekleştirilen elektronik komutasyonlar sonucu 90° olarak sabit tutulmaktadır. Geliştirilen elektronik besleme yaklaşımında, 120° ve 180° elektriksel iletimli altı darbeli beslemeden farklı olarak sırasıyla ikili ve üçlü faz iletimleri kullanılmıştır.

Tez çalışmasında oniki darbeli besleme yaklaşımı, diğer altı darbeli besleme seçeneklerinde olduğu üzere, durum uzayı yaklaşımını temel alan sayısal benzetim tekniği yardımıyla analiz edilmiştir. Oniki darbeli trapezoidal besleme yaklaşımının, şebeke kapısı dahil olmak üzere, durum uzayı temelli matematik modeli kurulmuş ve model dördüncü dereceden Runge-Kutta algoritması kullanılarak, sayısal olarak adım-adım çözülmüştür. Özetle, bu besleme yaklaşımının modeli de dördüncü derecedendir ve her besleme adımı için değişen devre topolojisi nedeniyle rotor konumu temellidir. Rotor konum temelli matematik modelin, genelleştirilmiş hali de ortaya konmuş ve tezin ilgili ayrıtında sunulmuştur. Uygulamaya özel bazı motor hızları için matematik modelin çözümünden elde edilen sayısal benzetim sonuçları bu yaklaşım için de verilmiştir. Matematik modeli kurulan oniki darbeli trapezoidal besleme yaklaşımının sayısal benzetiminde kullanılan denetim yapısı, pratikte tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan elektronik devre yardımıyla elde edilen fren deneyi sonuçları, ortalama moment olarak sayısal benzetim sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Oniki darbeli besleme yaklaşımında da, çok düşük motor hızları haricinde deney ve sayısal benzetim sonuçları arasında iyi bir uyum olduğu gözlenmiştir. Daha önce tanımlanan moment dalgalılık katsayısı kriterinden bu yaklaşım için de yararlanılmış ve oniki darbeli besleme yaklaşımı, iki altı darbeli besleme tekniği ile bu kriter yardımıyla moment kalitesi ve alçak-yüksek hız moment kapasitesi açısından karşılaştırılmıştır.

Elde olunan sonuçlar özetle aşağıda verilmiştir.

- Hız-moment denetimi için DGM tekniğinin uygulandığı alt kol anahtarlarının komutasyonu esnasında, sistemde akım geri besleme bilgisi hiçbir besleme adımında veya koşulunda kaybolmamaktadır
- Tüm hız aralığı boyunca, komutasyon esnasında ani faz akımlarının değişiminde bir çöküş gözlenmemektedir. Bu bağlamda, ani moment komutasyon olayından etkilenmemektedir.
- Oniki darbeli besleme yaklaşımında da ortalama momentin yaklaşık sabit kaldığı bir hız sınırı söz konusudur. 120° elektriksel iletimli altı darbeli besleme seçeneğinde olduğu üzere, bu hız sınırı temel hız olarak tanımlanmıştır.
- Oniki darbeli besleme ve geliştirilen akım denetimi sonucu, özellikle yüksek motor hızlarında tahrik sisteminden alınan ortalama moment önemli ölçüde yükselmiştir.
- Oniki darbeli besleme tekniğinde, üçlü faz iletimlerinin söz konusu olduğu besleme adımlarında akım sınırının yaklaşık %15 yükseltilmesine rağmen, düşük motor hızlarında 120° iletimli yapıya göre bir moment artışı söz konusu değildir.
- Tahrik sistemi hız aralığının, 120° ve 180° iletimli altı darbeli besleme yapılarına göre, belli bir oranda yükseldiği gözlenmektedir.
- Ani momentin, temel hızın altında oniki darbeli karakteristik yapısı açık olarak sayısal benzetim sonuçlarına yansımıştır. Böylece moment dalgalılığı temel frekansı, altı darbeli beslemeye kıyasla iki kat artırılmış ve özellikle düşük hız bölgesinde dahi mil eylemsizliğinin moment dalgalılığını süzme ihtimali artmıştır.
- Oniki darbeli beslemede sistemden alınabilecek tüm moment değişimi ve ona karşı gelen hız aralığında, dalgalılık katsayısı 120° ve 180° elektriksel iletimli altı darbeli beslemeye kıyasla düşük olduğu anlaşılmaktadır. Öyleki temel hız değerinin altında, 180° iletimli yapıya kıyasla üstün olan 120° elektriksel iletimli besleme yaklaşımına göre, moment dalgalılık katsayısı özellikle düşük hız bölgesinde %50 azaltılmıştır.
- Tahrik sistemi akım denetimi, doğru akım barasında bir ve yalnız bir algılayıcı üzerinden oniki darbeli besleme yaklaşımının uygulanması sonucu, geliştirilen denetim tekniği yardımıyla güvenilir bir şekilde başarılmıştır.
- Oniki darbeli besleme yaklaşımında, rotor konum algılama amacıyla kullanılan hall etkili eleman sayısı altıdır. Başka bir ifadeyle, 120° ve 180° elektriksel iletimli altı darbeli besleme yaklaşımına kıyasla kullanılan algılayıcı sayısı iki kat artmıştır.

Ancak maliyeti çok düşük olan bu algılayıcıların, tüm sistem maliyetine katkısı ihmal edilebilecek düzeydedir.

- Oniki darbeli besleme yaklaşımına özel geliştirilen akım denetimi ve elektronik komutasyon amaçlı tasarlanan (PMB) sayesinde, tüm sistem denetimi 8 bitlik bir mikrodenetleyici ile başarılmıştır.

Sayısal benzetim ve deneysel sonuçlara dayanılarak, oniki darbeli beslemenin kendi temel hız sınırına kadar moment dalgalılığı, temel hız sınırının üstünde ise ortalama moment değerinin yükseltilmesi anlamında, altı darbeli besleme seçeneklerine kıyasla çok üstün olduğu görülmektedir. Yüksek hızlarda oniki darbeli besleme tekniğinin, sürekli mıknatıslı fırçasız motorlarda büyük sorun olan akı zayıflatma problemine de belli ölçüde çözüm getirdiği gözlenmiştir.

Tezin ilgili ayrıtlarında vurgulandığı üzere geliştirilen akım denetim yapısında, referans akım değeri basit bir PI kontrol çıktısı olarak elde edilmektedir. Bu yaklaşım teze konu olan oniki darbeli besleme tekniğinin irdelenmesi amacıyla seçilmiştir ve belli bir uygulamaya yönelik geliştirilen tahrik sistemi için de yeterlidir. Oniki darbeli besleme yaklaşımının uygulandığı sistemde ana amaç, karalı hal hız hatasının ortadan kaldırılması olduğu için, PI denetleyici yapısı ile yetinilmiştir. Ancak bilimsel açıdan ve aynı konuda geleceğe yönelik çalışmalara yol göstermek amacıyla bazı önerilerde bulunulması uygun olacaktır. Bu bağlamda akım referansının oluşturulmasında, PI denetleyici yerine moment darbesini veya dalgalılığını daha da azaltan bir kontrol yapısı uygulanabilir. Burada vurgulanması gereken nokta, oniki darbeli besleme yaklaşımı ve sabit frekanslı akım denetim tekniğinin uygulamaya özel olmadığı veya başka bir deyimle tüm üç fazlı trapezoidal SMFM lu tahrik sistemlerinde kullanılabileceğidir. Dolayısıyla, PI kontrol yerine, belirli bir amaca yönelik denetleyici sözcelimi, belli bir performans kriteri üzerinden optimal denetim, izleyici-kestirim, yapay sinir ağları veya bulanık mantık yaklaşımlarının uygulanması da mümkündür.

KAYNAKLAR

- [1] DOTE, Y. Servo Motor and Motion Control Using Digital Signal Processors, New Jersey, (1990)
- [2] KENJO, T., NAGOMORI, S. Permanent-Magnet and Brushless DC Motors, Oxford, (1985)
- [3] KENJO, T. Electric Motors and Their Controls, Oxford, (1994)
- [4] CROWDER, R. M. Electric Drives and Their Controls, Oxford, (1995)
- [5] HENDERSHOT, J. R., MILLER, T. J. E. Design of Brushless Permanent Magnet Motors, Oxford, (1994)
- [6] JAHNS, T. M., SOONG, W. L. Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives, Trans. on Industrial Electronics, IEEE, Vol 43, pp. 321-330, April (1996)
- [7] JAHNS, T. Motion Control with Permanent-Magnet AC Machines, IEEE, Vol 82, pp. 1241-1252, August (1994)
- [8] BINNS, K. J., CHAABAN, F. B., HAMEED, A. A. K. Major Design Parameters of a Solid Canned Motor with Skewed Magnets, IEE Proc., Vol 140, pp. 161-165, May (1993)
- [9] CARLSON, A., TAVARES, A., BASTOS, J., LAJOIE-MAZENC, M. Torque Ripple Attenuation in Permanent Magnet Synchronous Motors, IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet., pp. 57-62, (1989)
- [10] JUG, M., HRIBERNIK, B., HAMLER, A., TRLEP, M., KRECA, B. Investigation of Reluctance Torque of Brushless DC Motor, Proc. Int. Conf. Elec. Machines, pp. 132-137, (1990)
- [11] LI, T., SLEMON, G. Reduction of Cogging Torque in Permanent Magnet Motors, Trans. Magn., IEEE, Vol 24, pp. 2901-2903, November (1988)
- [12] DE LA REE, J., BOULES, N. Torque Production in Permanent Magnet Synchronous Motors, Trans. Ind. Appl., IEEE, Vol 25, pp. 107-112, January (1989)

- [13] SEBASTIAN, T., GANGLA, V. Analysis of Induced EMF and Torque Waveforms in a Brushless Permanent Magnet Machine, IEEE Ind. Appl. Soc. Meet., pp. 240-246, May, (1994)
- [14] NOGAREDE, B., LAJOIE-MAZENC, M. Torque Ripple Minimization Methods in Sinusoidal Fed Synchronous Permanent Magnet Machines, Proc. IEE Conf. Elec. Machines & Drives, pp. 41-45, September (1991)
- [15] ANDRESEN, E. C., XIE, J., TOPFER, C. A Sheering-Wave Generator for Operation in Deep Bore Holes, Trans. Ind. Appl., IEEE, Vol 28, pp. 434-440, March (1992)
- [16] CHAN, C., JIANG, J., CHEN, G., WANG, X., CHAU, X. A Novel Polyphase Multipole Square Wave Permanent Magnet Motor Drive for Electric Vehicles, Trans. Ind. Appl., IEEE, Vol 30, pp. 1258-1266, September-October (1994)
- [17] JAHNS, T. Torque Production in Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives with Rectangular Current Excitation, Trans. Ind. Appl., IEEE, Vol 20, pp. 803-813, July-August (1984)
- [18] FAVRE, E, CARDOLETTI, L., JUFER, M. Permanent-Magnet Synchronous Motors: A Comprehensive Approach to Cogging Torque Suppression, Trans. Ind. Appl., IEE, Vol 29, pp. 1141-1149, November-December (1993)
- [19] BOLTON, H. R., MALLINSON, N. M. Investigation into a Class of Brushless DC Motor with Quasisquare Voltages and Currents, IEE, Vol 133, pp. 103-111, March (1986)
- [20] KADDOURI, A., LE-HUY, H. Analysis and Design of a Slotless NdFeB Permanent Magnet Synchronous Motor for Direct Drive, IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet., pp. 271-278, May (1992)
- [21] JANG, G. H., LIEU, D. K. Vibration Reduction in Electric Machinery by Magnet Interlacing, Trans. Mag., IEEE, Vol 28, pp. 3024-3026, September (1992)
- [22] MIRAOUI, A., DE FANG, L., KAUFFMANN, J. M. Performance Analysis of Permanent-Magnet Brushless DC Motors, Proc. IEE Conf. Elec. Machines & Drives, pp. 371-375, September (1993)
- [23] ISHIKAWA, T., SLEMON, G. A Method of Reducing Ripple Torque in Permanent Magnet Motors without Skewing, Trans. Mag., IEEE, Vol 29, pp. 2028-2031, March (1993)
- [24] GOTO, M., KOBAYASHI, K. An Analysis of the Cogging Torque of a DC

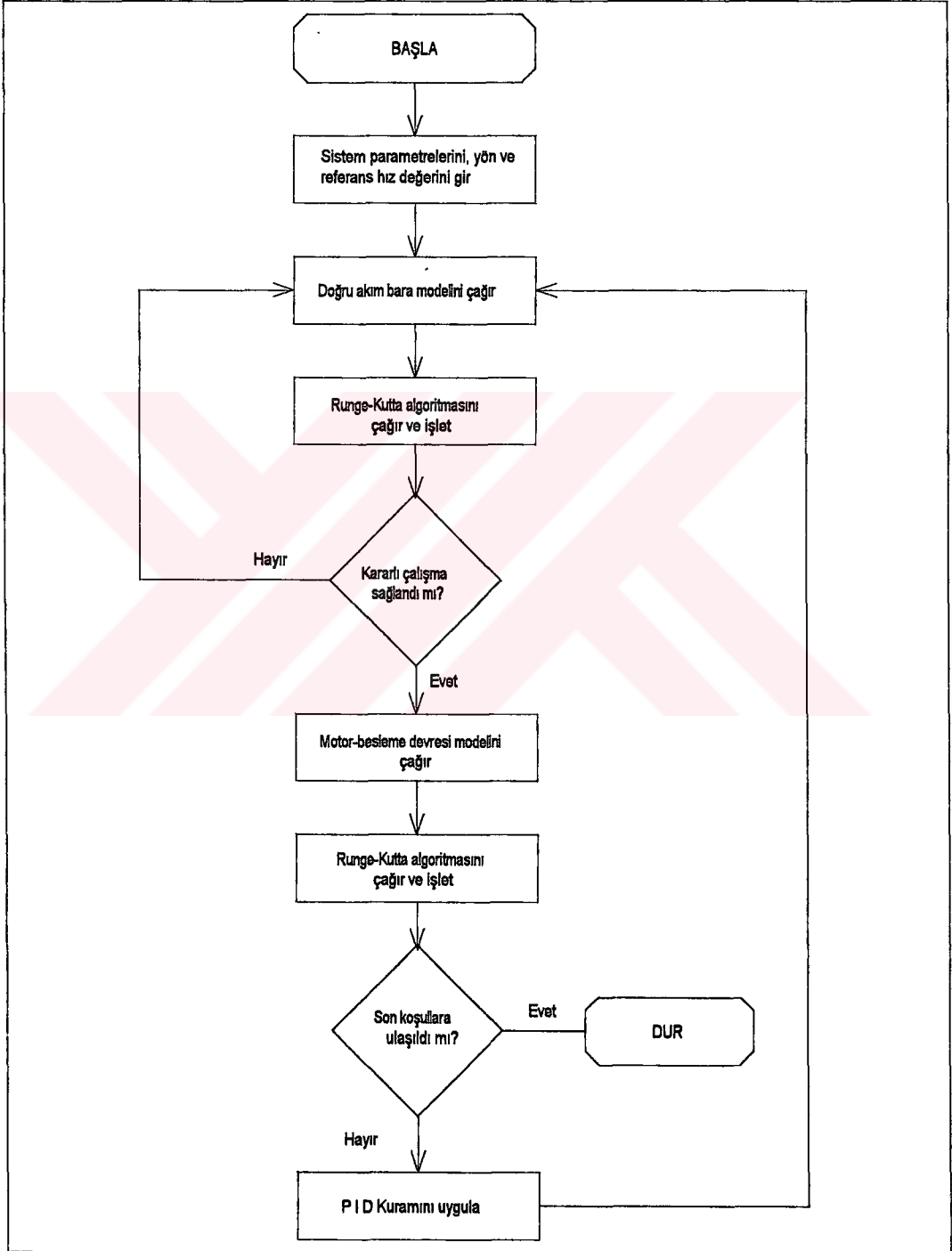
- Motor and a New Technique of Reducing Cogging Torque, *Elec. Eng. Jpn.*, Vol 103, pp. 113-120, May (1983)
- [25] KOBAYASHI, K., GOTO, M. A Brushless DC Motor of a New Structure with Reduced Torque Fluctuations, *Elec. Eng. Jpn.*, Vol 105, pp. 104-112, June (1985)
- [26] ACKERMANN, B., JANSSEN, J., SOTTEK, R., VAN STEEN, R. New Technique for Reducing Cogging Torque an a class of Brushless DC Motors, *IEE*, Vol 139, pp. 315-320, July (1992)
- [27] ZHU, Z. Q., HOWE, D. Analytical Prediction of Cogging Torque in Radial Field Permanent Magnet Brushless Motors, *Trans. Mag., IEEE*, Vol 28, pp. 1371-1374, March (1992)
- [28] FAVRE, E., CARDOLETTI, L., SIEBENTHAL, E., JUFER, M. Speed Control of a Constant Torque Brushless Motor, *Int. Conf. Elec. Machines*, pp. 828-832, September, (1992)
- [29] BOLTON, H., ASHEN, R. Influence of Motor Design and Feed-Current Waveform on Torque Ripple in Brushless DC Drives, *IEE*, Vol 131, pp. 82-90, May (1984)
- [30] LE-HUY, H., PERRET, R., FEUILLET, R. Minimization of Torque Ripple in Brushless DC Drives, *Trans. Ind. Appl., IEEE*, Vol 22, pp. 748-755, July-August (1986)
- [31] HUNG, J., DING, Z. Design of Current to Reduce Torque Ripple in Brushless Permanent Magnet Motors, *IEE*, Vol 140, pp. 260-266, July (1993)
- [32] PIRIOU, F., RAZEK, A., PERRET, R., LE-HUY, H. Torque Characteristics of Brushless DC Motors with Imposed Current Waveform, *IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet.*, pp. 176-181, September (1986)
- [33] HANSELMAN, D. Minimum Torque Ripple Maximum Efficiency Excitation of Brushless Permanent Magnet Motors, *Trans. Ind. Elec., IEEE*, Vol 41, pp. 292-300, June (1994)
- [34] MARCHAND, C., RAZEK, A. Optimal Torque Production of Digitally Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, *IEE*, Vol 140, pp. 232-240, May (1993)
- [35] BRUNSBACH, B., HENNEBERGER, G., KLEPSCH, T. Compensation of Torque Ripple, *IEE Conf. Elec. Machines & Drives*, pp. 588-593, September (1993)
- [36] CLENET, C., LEFEVRE, Y., SADOWSKI, N., ASTIER, S., LAJOIE-

- MAZENC, M. Compensation of Permanent Magnet Motors Torque Ripple by means of Current Supply Waveshapes Control Determined by Finite Element Method, *Trans. Magn., IEEE*, Vol 29, pp. 2019-2023, March (1993)
- [37] COLAMARTINO, F., MARCHAND, C., RAZEK, A. Estimation and Minimization of Electromagnetic Torque Ripple in a Buried Permanent Magnet Synchronous Motor, *Proc. Int. Conf. Elec. Machines*, pp. 715-719, May (1994)
- [38] HANSELMAN, D., HUNG, J., KESHURA, M., Torque Ripple Analysis in Brushless Permanent Magnet Motor Drives, *Proc. Int. Conf. Elec. Machines*, pp. 823-827, September (1992)
- [39] COLAMARTINO, F., MARCHAND, C., RAZEK, A. Considerations of Non-Sinusoidal Field Distributions in a Permanent Magnet Synchronous Motor Control, *Proc. IEE Conf. Power Electron. Var.-Spd. Drives*, pp. 508-513, October (1994)
- [40] LOW, T. S., TSENG, K. J., LEE, T. H., LIM, K. W., LOCK, K. S. Strategy for the Instantaneous Torque Control of Permanent-Magnet Brushless DC Drives, *IEE*, Vol 137, pp. 355-363, November (1990)
- [41] LOW, T. S., LEE, T. H., TSENG, K. J., LOCK, K. S. Servo Performance of a BLDC Drive with Instantaneous Torque Control, *Trans Ind. Appl., IEEE*, Vol 28, pp. 455-462, March/April (1992)
- [42] CHO, K. Y., BAE, J. D., CHUNG, S. K., YOUN, M. J. Torque Harmonics Minimization in Permanent Magnet Synchronous Motor with Back EMF Estimation, *Proc. Elec. Power Appl., IEE*, Vol 141, pp. 323-330, May (1994)
- [43] MATSUI, N., MAKINO, T., SATOH, H. Auto-Compensation of Torque Ripple of DD Motor by Torque Observer, *IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet.*, pp. 305-311, September (1991)
- [44] MATSUI, N. Autonomous Torque Ripple Compensation of DD Motor by Torque Observer, *IEEE Asia-Pacific Workshop Advances in Motion Contr.*, pp. 19-24, November (1993)
- [45] CARLSON, R., LAJOIE-MAZENC, M., FAGUNDES, J. S. Analysis of Torque Ripple due to Phase Commutation in Brushless DC Machines, *IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet.*, pp. 287-292, October (1990)
- [46] SCHLTING, L., SKUDELNY, H. C. A Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motors with Trapezoidal Electromotive Force, *Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE)*, Vol 4, pp. 117-122, September (1992)
- [47] MURAI, Y., KAWASE, Y., OHASHI, K., NAGATAKE, K., OKUYAMA, K.

- Torque Ripple Improvements for Brushless DC Miniature Motors, *Trans. Ind. Appl., IEEE*, Vol 25, pp. 441-450, May-June (1989)
- [48] CROSS, J., VINASSA J., CLENET, S., ASTIER, S., LAJOIE-MAZENC, M
A Novel Current Control Strategy in Trapezoidal EMF Actuators to Minimize Torque Ripples due to Phase Commutations, *Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE)*, Vol 4, pp. 266-271, September (1993)
- [49] FRATTA, A., VAGATI, A., VILLATA, F. Extending the Voltage-Saturated Performance of a DC Brushless Drive, *Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE)*, Vol 4, pp. 134-138, September (1991)
- [50] SCHAEFER, G., Field Weakening of Brushless Permanent Magnet Servo-Motors with Rectangular Current, *Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE)*, Vol 3, pp. 429-434, September (1991)
- [51] JOUVE, D., BUI, D. Torque Ripple Compensation in DSP Based Brushless Servo Drive, *Power Conversion-Intelligent Motion Conf.*, pp. 28-37, June (1993)
- [52] VAS, P. *Electrical Machines and Drives A Space-Vector Theory Approach*, Oxford (1996)
- [53] FUNABIKI, S., HIMEL, T. Estimation of Torque-Pulsation due to the Behaviour of a Converter and an Inverter in a Brushless DC-Drive System, *IEEE*, Vol 132, pp. 215-222, July (1985)
- [54] EVANS, P. D., BROWN, D. Simulation of Brushless DC Drives, *IEE*, Vol 137 pp. 299-308, September (1990)
- [55] BERENDSEN, C. S., CHAMPENOIS, G., BOLOPION, A. Commutation Strategies for Brushless DC Motors: Influence on Instant Torque, *Trans Power Electron., IEEE*, Vol 8, pp. 231-236, April (1993)
- [56] SAFI, S. K., ACARNLEY, P. P., JACK, A. G. Analysis and Simulation of the High-Speed Torque Performance of Brushless DC Motor Drives, *Proc. Elec. Power Appl., IEE*, Vol 142, pp. 191-200, May (1995)
- [57] LOW, T. S., BI, C., CHANG, K. Motor Identity-A Motor Model for Torque Analysis and Control, *Trans. Ind. Elect., IEEE*, Vol 43, pp. 285-291, April (1996)
- [58] HANSELMAN, D. C. *Brushless Permanent-Magnet Motor Design*, Orono (1994)
- [59] ACARNLEY, P. P. Observability Criteria for Winding Currents in Three-Phase

- Brushless DC Drives, Trans. Power Electron., IEEE, Vol 8, pp. 264-270, July (1993)
- [60] JAHNS, T. M., BECERRA, R. C., EHSANI, M. Integrated Current Regulation for a Brushless ECM Drive, Trans. Power Elect., IEEE, Vol 6, pp. 118-126, January (1991)
- [61] BECERRA, R. C., EHSANI, M., JAHNS, T. M. Four-Quadrant Brushless ECM Drive with Integrated Current Regulation, Trans. Ind. Appl., IEEE, Vol 28, pp. 833-841, August (1992)
- [62] KASSAKIAN, J. G., SCHLECHT, M. F., VERGHESE, G. C. Principles of Power Electronics, Massachusetts, (1992)
- [63] ANUNCIADA, V., SILVA, M. M. A New Current Mode Control Process and Applications, Trans. Power Elect., IEEE, Vol 6, pp. 601-610, May (1991)
- [64] TEZDUYAR, L., TACER, M. E., TUNÇAY, R. N. The Development of a Brushless DC Drive System with and without Sensors for Washing Machines, Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE), Vol 1, pp. 486-490, September (1995)

EK A



Şekil A.1 Sayısal benzetim yazılımına ilişkin akış diyagramı

EK B

Prototip olarak gerçekleştirilen trapezoidal altı ve oniki darbeli besleme yaklaşımlarının, elektronik denetiminde kullanılan TMS370 sayısal denetleyicinin programına yönelik açıklamalar ve akış şemaları aşağıda verilmiştir. Her iki besleme yaklaşımının sayısal yazılımı birçok ortak alt veya servis programı içerdiğinden, açıklamalar ve akış şemaları oniki darbeli besleme tekniği temel alınarak verilecektir. Altı darbeli besleme tekniği ile ilgili değişiklikler, yazılım tanıtımı içinde ayrıca vurgulanacaktır.

Ana program

Ana program sayısal denetleyicinin RAM alanının sıfırlanması ve ilk değerlerin girilmesiyle başlatılır. Çevresel birimler yazılıma uygun şekilde kullanılmak üzere düzenlenir. Referans hız değeri, ilgili referans hız kütüğüne girilir. Bu referansı takip etmek için, 50 ms de bir PI yazılımının uygulandığı ve diğer kesmelerin denetim yapısı içinde mümkün kılındığı bir döngüde yazılım dolaşmaktadır. Altı darbeli besleme sayısal yazılımda Extint 2 yer almayacaktır.

Zamanlayıcı (Timer) "1" kesme servis programı

Karşılaştırma veya seviye yakalama (capture) kesmesi oluştuğunda ana program, bu alt programa dallanır. 50 ms de bir karşılaştırma kesmesi oluşmaktadır. Burada hesaplanan son periyot değeri esas alınarak referans akım değerini hesaplayan, PI alt programı istek bayrağı tetiklenir. İstek bayrağının oluşumunu takiben, ana programda bu istek yerine getirilir. Karşılaştırma kesme servisiyle aynı zamanda AD2 (analog-sayısal kanal 2) çevrimi başlatılıp, da bara geriliminin ölçümü yapılır. Seviye yakalama kesmesi nedeniyle bu servis programına girilmiş ise, son iki hız kesmesinin T1CAPT kütüklerine yerleştirdikleri zaman değerleri kullanılarak, yeni hız işareti periyodu hesaplanır.

PI hesap alt programı

Bu alt programda, referans hız işareti periyodu ile ölçülen periyot karşılaştırılıp, çıkan hata işaretine PI kuramı uygulanır. Böylece referans akım değeri üretilir.

AD2 kesme servis programı

AD2 çevrimi, T1 karşılaştırma kesme servis programı tarafından 50 ms de bir çalıştırılmaktadır. Bu servis programının amacı, da bara gerilim değerinin ölçülmesidir.

Dış kesme 2 servis programı

Bu servis programı oniki darbeli besleme tekniğinde üçlü veya ikili faz iletimlerinden hangisinin uygulandığını belirten işaretin hem yükselen ve hem de alçalan kenarının yakalanmasıyla işletilir. Böylece faz iletiminin üçlü veya ikili olması belirlenmiş olur. Ayrıca, bir giriş/çıkış (I/O) üzerinden bir veya ikili alt kol güç anahtarı iletim koşulu

saptanır. Böylece ilgili bilginin toplanmasından sonra, bara akımının ölçümü sonucunda hesaplanan akım hatasına göre alt kol anahtar veya anahtarlarının, histeresis sınır değerlerini sağlayan iletim oran veya oranlarını hesaplamak üzere eşdeğer endüktans, doğru akım bara gerilim ve motor sabitlerinin seçimi yapılır. Altı darbeli besleme sayısal yazılımda bu servis programı yer almayacaktır.

AD1 kesme servis programı

100 µs de bir Ext1 dış kesmesiyle başlatılan AD1 çevriminin sonunda yaratılan kesmeyle bu servis programına girilir. Bu yazılım çevriminde ana amaç doğru akım barasına yerleştirilen akım algılayıcısı çıkış işaretinin ölçülmesidir. Böylece ölçülen algılayıcı akım işareti referans akımla karşılaştırılıp, akım hatası elde edilir. Akım hatasının fonsiyonu olarak ilgili alt kol güç anahtar ve anahtarlarının iletim oranı (B.1) ile bellidir.

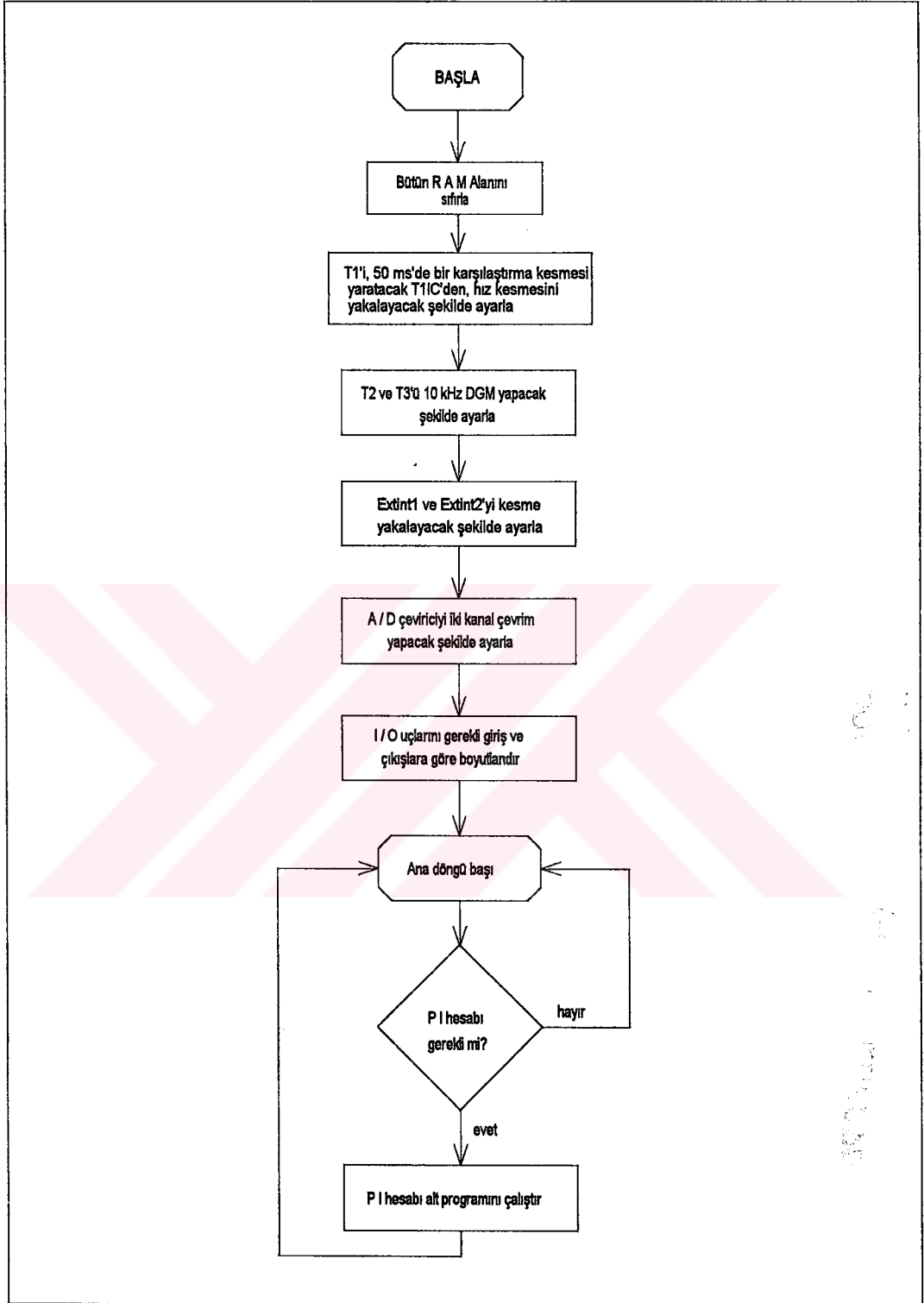
$$d_{1,2} = \frac{\Delta I(L + M)_e}{(jV_{DC} - E_e)10^{-4}} \quad (B.1)$$

(B.1) bağıntısında tezde geliştirilen akım denetim yaklaşımının temel ifadesi kullanılmaktadır. Tezin ilgili bölümünde verildiği üzere j, rotor konumuna bağlı olarak değişen besleme adımına göre 1 veya 2 değerini almaktadır. Tasarlanan ve gerçekleştirilen elektronik besleme devresinde darbe genişlik modülasyonu 10kHz olarak seçildiğinden, işaret periyodu 0.1 ms olarak genel bağıntıda yer almıştır. “e” indisi ile verilen parametreler besleme adımlarına göre değişmektedir ve tezde daha önce tanıtılmıştır.

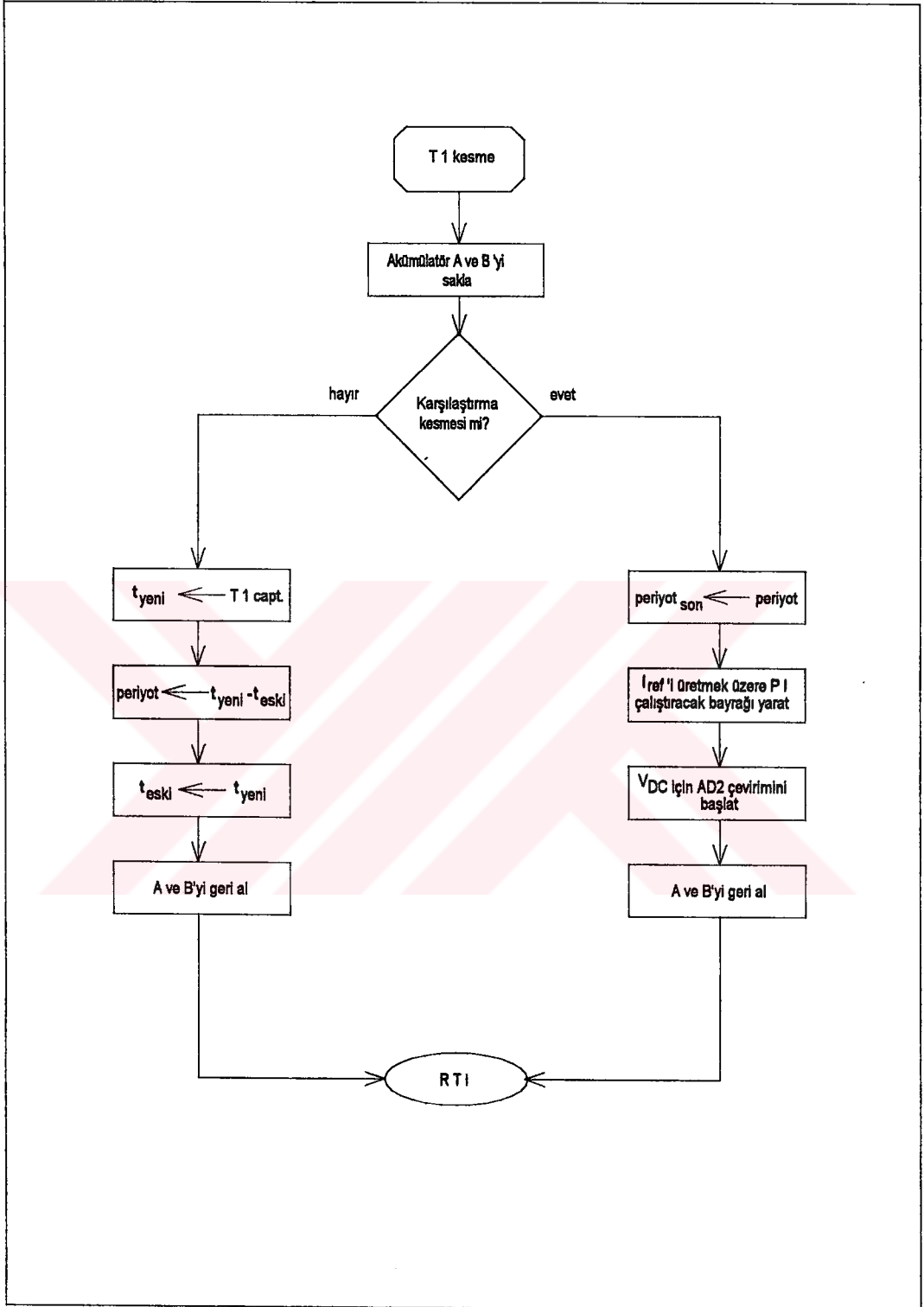
(B.1) bağıntısının hesaplanmasıyla bulunan ve histeresis bant genişliğini sağlayan yeni DGM iletim oranları T2 ve T3 zamanlayıcılarının T2IC2/PWM ve T3PWM çıkışlarına aktarılacak üzere gerekli düzenlemeler yapılır. Altı darbeli besleme sayısal yazılımda bir adet DGM kanalı kullanılmaktadır. Dolayısıyla ikinci iletim oranının hesaplanması söz konusu değildir ve T3 olarak tanımlanan zamanlayıcının kullanımı gereksizdir. (B.1) bağıntısı parametreleri bu besleme yaklaşımında değişmez veya başka bir deyimle iletim oranının hesaplanmasında tek bir bağıntı kullanılmaktadır.

T2 ve T3 kesme servis programları

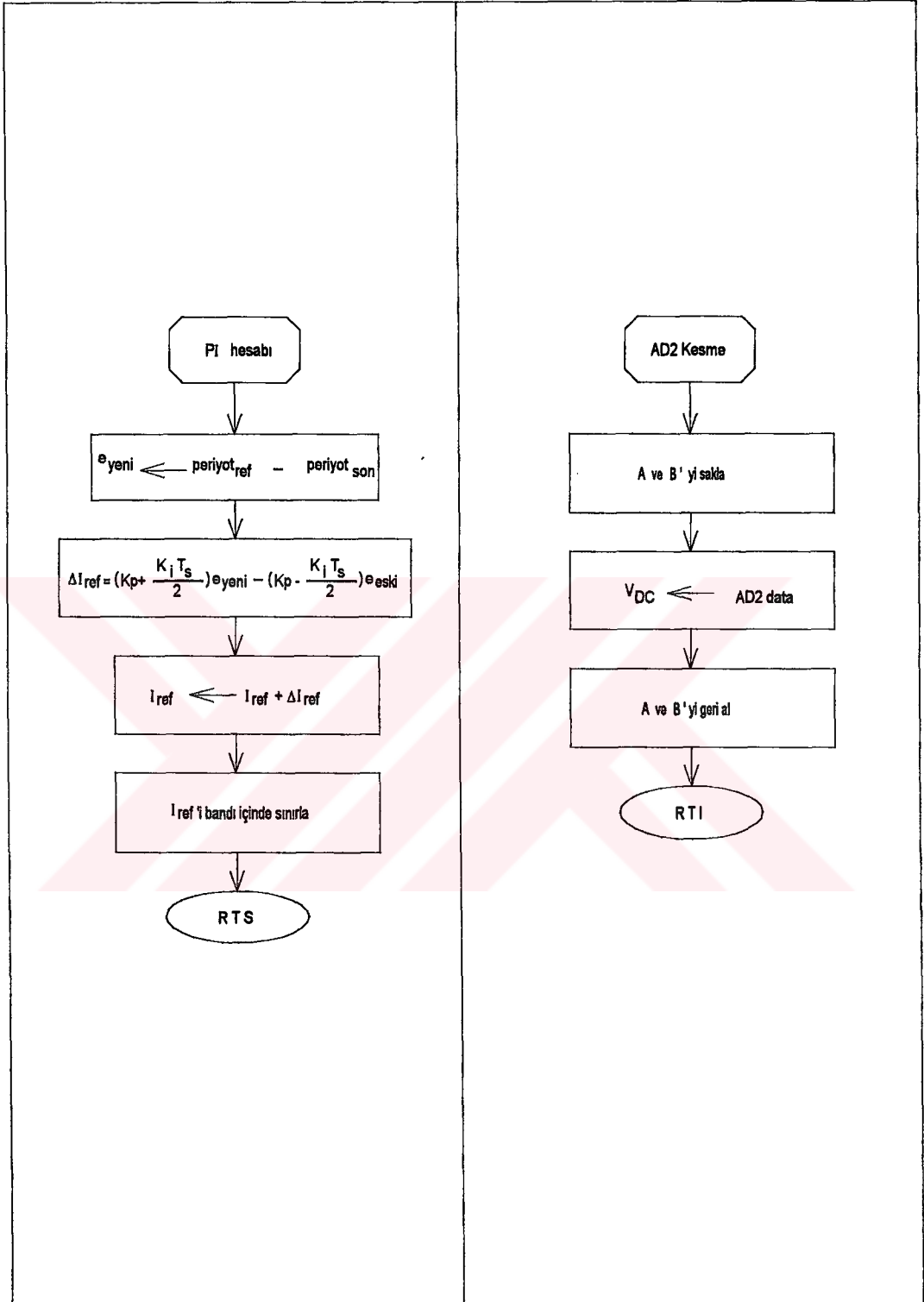
T2 ve T3 zamanlayıcılarına (T2IC2/PWM ve T3PWM) yüklenen DGM1 ve DGM2 ye ilişkin iletim oranlarının değiştirilmesi isteği veya gereği oluştuğunda, ilgili DGM periyodunun sonunda bu servis programına girilir. Böylece yenilenen iletim oranları ile DGM işaretlerinin ilgili alt kol güç anahtar veya anahtarlarına uygulanması sağlanır. Altı darbeli besleme sayısal yazılımda bir adet DGM kanalına ihtiyaç olduğundan, T3 zamanlayıcısının kullanımına gerek yoktur.



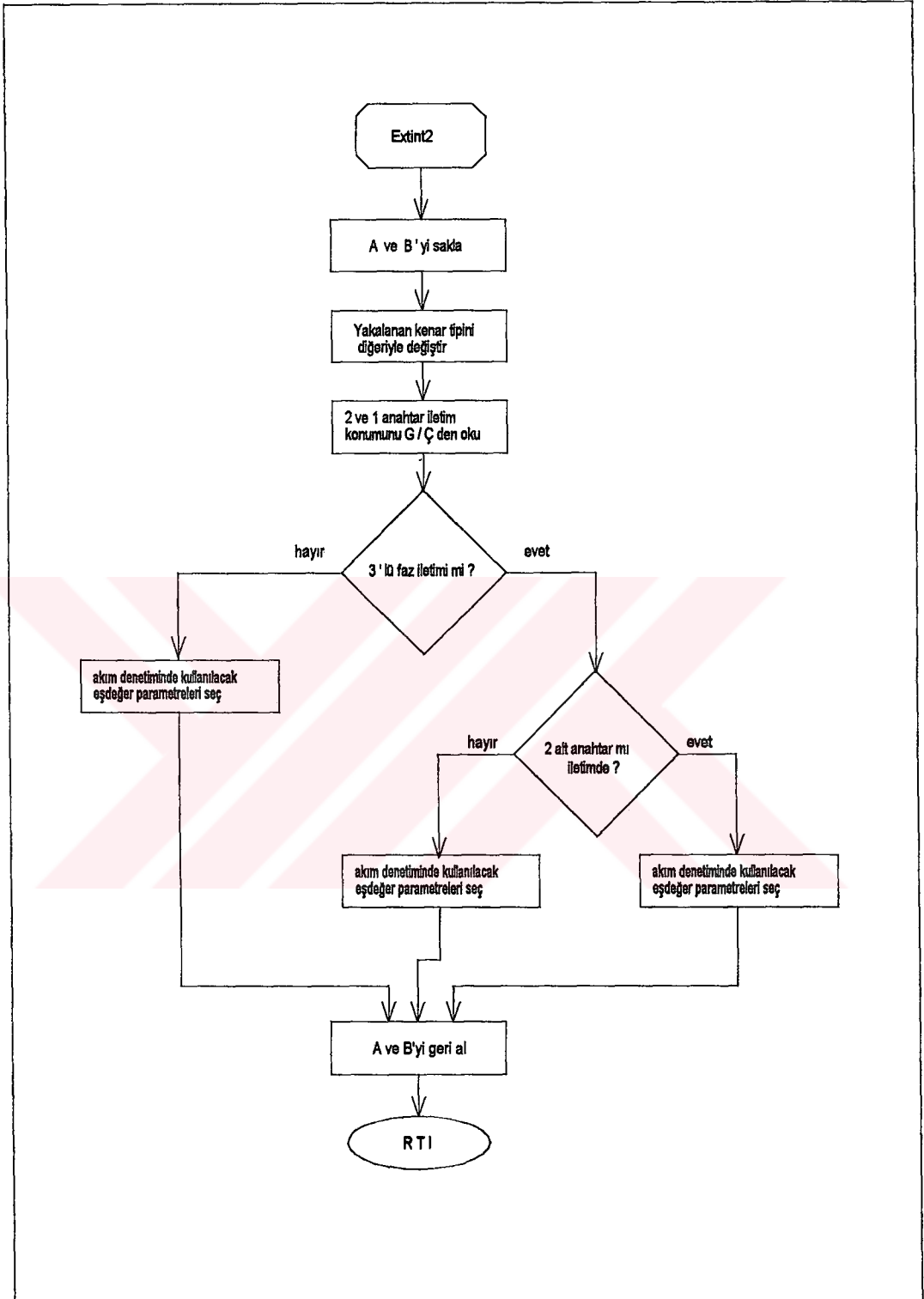
Şekil B.1 Ana program akış diyagramı



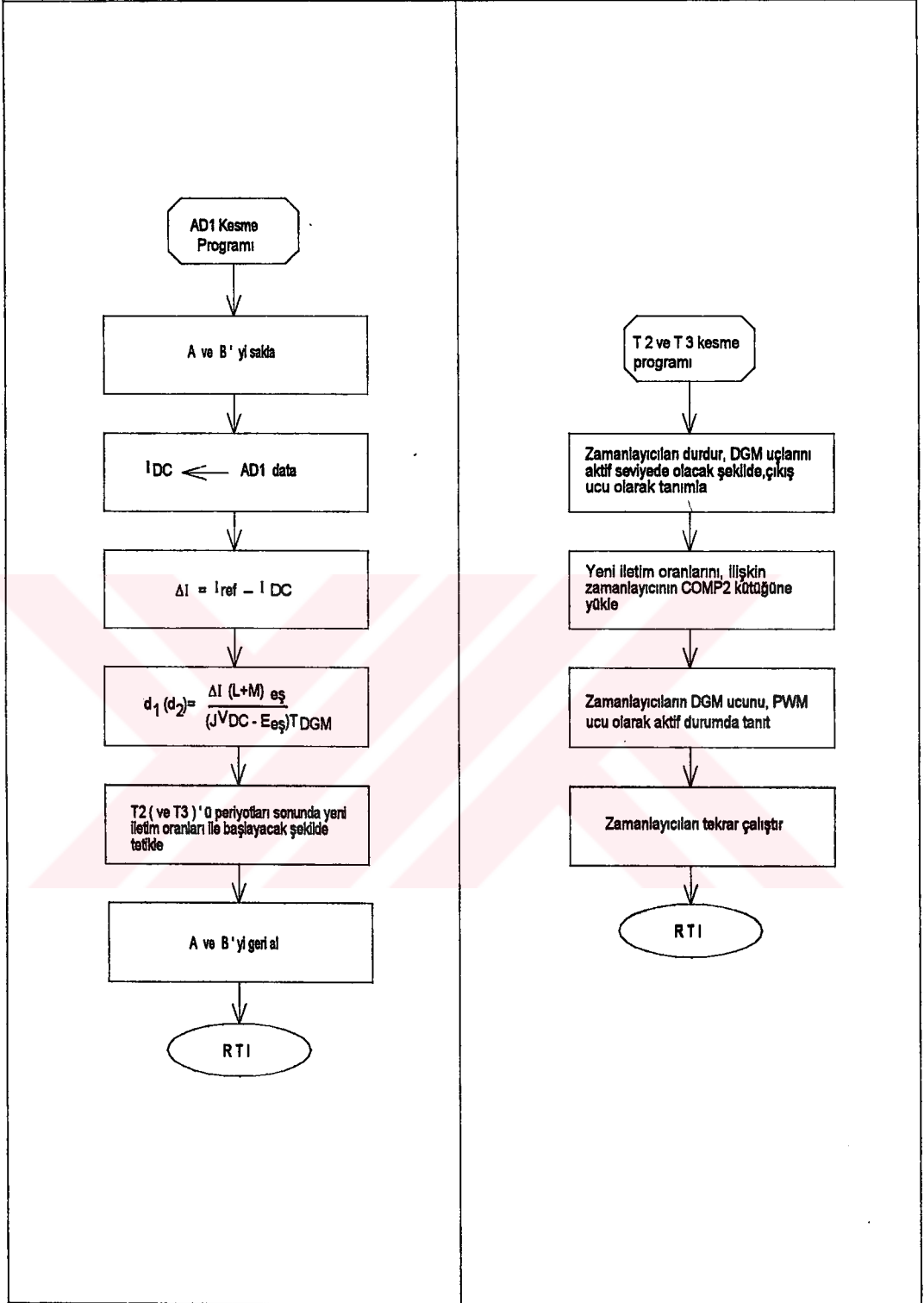
Şekil B.2 Zamanlayıcı "1" kesme servis programına ilişkin akış diyagramı



Şekil B.3 PI hesap ve AD2 kesme servis programlarına ilişkin akış diyagramları



Şekil B.4 Dış kesme “2” servis programına ilişkin akış diyagramı



Şekil B.5 AD1 ve T2/T3 kesme servis programlarına ilişkin akış diyagramları

ÖZGEÇMİŞ

Latif TEZDUYAR, 1963 yılında İstanbul'da doğdu. İlköğrenimini İlhami Ahmet Örnekal İlkokulu, orta ve lise öğrenimini Kadıköy Anadolu Lisesinde tamamladı. 1982 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümünde Lisans eğitime başladı. 1986 yılında bu bölümden iyi derece ile mezun olup, aynı yıl İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı, Elektrik Mühendisliği Programında Yüksek Lisans eğitime başladı. 1989 yılında Yüksek Lisans eğitimini pekiyi derece ile tamamladı. 1989-1991 yılları arasında askerlik görevini yaptı ve 1 Nisan 1991 yılında Arçelik A.Ş. AR&GE Merkezinde çalışma hayatına başladı. Aynı yıl İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı ve Programında Doktora eğitime kayıt oldu. Halen Arçelik A.Ş. AR&GE Merkezinde "AR&GE Uzmanı" olarak çalışma hayatına devam etmektedir.

Latif TEZDUYAR, 28 Kasım 1984 tarihinde İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi, Yük. Müh. İhsan BAL ödülünü almıştır. Haziran 1997 tarihi itibariyle Latif Tezduyar'ın uluslararası konferanslarda yayınlanmış beş, ulusal konferanslarda yayınlanmış iki adet makalesi bulunmaktadır.