

**T.C.
SAKARYA UYGULAMALI BİLİMLER ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**

**ALTERNATİF AKIM MAKİNELERİNİN HİSTEREZİS VE SABİT
FREKANS TABANLI DOĞRUDAN MOMENT DENETİMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Gizem KETENCİ

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ**

Tez Danışmanı : Doç. Dr. Murat KARABACAK

Haziran 2019

T.C.
SAKARYA UYGULAMALI BİLİMLER ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

ALTERNATİF AKIM MAKİNELERİNİN HİSTEREZİS VE SABİT
FREKANS TABANLI DOĞRUDAN MOMENT DENETİMİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Gizem KETENCİ

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ

Bu tez 12. 06. 2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği /
oyçokluğu ile kabul edilmiştir.



Prof. Dr.
Ali Fuat BOZ
Jüri Başkanı



Doç. Dr.
Murat KARABACAK
Üye



Doç. Dr.
Murat KALE
Üye

BEYAN

Tez içindeki tüm verilerin akademik kurallar çerçevesinde tarafımdan elde edildiğini, görsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uygun şekilde sunulduğunu, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, tezde yer alan verilerin bu üniversite veya başka bir üniversitede herhangi bir tez çalışmasında kullanılmadığını beyan ederim.

Gizem KETENCİ

12.06.2019

TEŞEKKÜR

Alternatif akım makinelerinin histerezis ve sabit frekans tabanlı doğrudan moment denetimi, elektrikli araçlar ve gemi tahrik sistemleri gibi geliŐmekte olan pek çok alanda yaygın bir Şekilde kullanılmaktadır.

Bu tez çalışması ũlkemizde bu konu ũzerine yapılan en kapsamlı çalıŐmadır. YapmıŐ olduğum çalışma ile ũlkeme fayda sağlayabilmek en bũyũk iŐteđimdir.

Yũksek lisans eğitimim boyunca değerli bilgi ve deneyimlerinden yararlandığım, her konuda bilgi ve desteğini almaktan çekinmediğim, araştırmanın planlanmasından yazılmasına kadar tũm aŐamalarında yardımlarını esirgemeyen, teŐvik eden, aynı titizlikte beni yũnlendiren değerli danıŐman hocam Doç. Dr. Murat KARABACAK'a sonsuz teŐekkũrlerimi sunarım.

ÇalıŐmalarım esnasında desteklerini esirgemeyen ArŐ. Gŕr. Halil İbrahim YũKSEK'e ve değerli arkadaŐım İbrahim KAYA'ya teŐekkũrlerimi sunarım.

Bu noktaya gelebilmem için hiçbir fedakarlıktan kaınmayıp, her konuda bana destek olan AİLEME canı gŕnũlden teŐekkũr ederim.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
SİMGELER LİSTESİ	vi
KISALTMALAR LİSTESİ.....	viii
ŞEKİLLER LİSTESİ	ix
TABLolar LİSTESİ.....	xiv
ÖZET	xv
SUMMARY	xvi
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ	1
1.1. Literatür Taraması	5
1.2. Tezin Amacı.....	8
1.3. Tezin İçeriği.....	8
BÖLÜM 2.	
ALTERNATİF AKIM MAKİNELERİ.....	9
2.1. Asenkron Makineler (ASM).....	11
2.1.1. Eksen dönüşümleri	12
2.1.1.1. Clarke dönüşümü	12
2.1.1.2. Park dönüşümü	13
2.1.2. ASM'nin senkron referans eksenlerde matematik modeli	14
2.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Makineler (SMSM)	23
2.2.1. SMSM'nin senkron referans eksenlerde matematik modeli ...	25
2.2.1.1. ISMSM'nin senkron referans eksenlerde matematik modeli	26

2.2.1.2. YSMSM'nin senkron referans eksenlerde matematik modeli	30
2.3. Senkron Relüktans Motor (SynRM)	34
2.2.1. SynRM'nin senkron referans eksenlerde matematik modeli..	36
BÖLÜM 3.	
DOĞRUDAN MOMENT DENETİMİ.....	40
3.1. Histerezis Tabanlı Doğrudan Moment Denetimi.....	42
3.1.1. Stator akı ve moment tahmini	43
3.1.1.1. ASM stator akı ve moment tahmini.....	43
3.1.1.2. ISMSM stator akı ve moment tahmini.....	44
3.1.1.3. YSMSM stator akı ve moment tahmini	45
3.1.1.4. SynRM stator akı ve moment tahmini	46
3.1.2. Akı ve moment histerezis karşılaştırıcıları ve denetimde kullanımı	47
3.2. Uzay Vektör Darbe Genişlik Ayarı Tabanlı Doğrudan Moment Denetimi (UVDGA-DMD)	53
3.2.1. Uzay vektör darbe genişlik ayarı.....	54
3.2.1.1. Referans gerilim ve konumunun belirlenmesi	58
3.2.1.2. Anahtarlama zamanlarının hesaplanması	63
3.2.1.3. Anahtarlama sırası	68
3.2.1.4. \overline{V}_s^* stator gerilim uzay vektörünün genlik sınırı	72
BÖLÜM 4.	
SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI VE SONUÇ MAKİNELERİ	77
4.1. Histerezis Anahtarlama Tabanlı DMD Simülasyon Sonuçları	77
4.1.1. Histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin ASM'ye uygulanması	78
4.1.1.1. Yüksüz çalışma için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin ASM'ye uygulanması	78
4.1.1.2. Yüklü çalışma için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin ASM'ye uygulanması	80

4.1.1.3. Basamak şeklindeki yük değişimi için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin ASM'ye uygulanması	82
4.1.2. Histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin ISMSM'ye uygulanması	84
4.1.2.1. Yüksüz çalışma için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin ISMSM'ye uygulanması	85
4.1.2.2. Yüklü çalışma için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin ISMSM'ye uygulanması	86
4.1.2.3. Basamak şeklindeki yük değişimi için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin ISMSM'ye uygulanması	88
4.1.3. Histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin YSMSM'ye uygulanması	90
4.1.3.1. Yüksüz çalışma için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin YSMSM'ye uygulanması	91
4.1.3.2. Yüklü çalışma için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin YSMSM'ye uygulanması	92
4.1.3.3. Basamak şeklindeki yük değişimi için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin YSMSM'ye uygulanması	94
4.1.4. Histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin SynRM'ye uygulanması	96
4.1.4.1. Yüksüz çalışma için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin SynRM'ye uygulanması	97
4.1.4.2. Yüklü çalışma için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin SynRM'ye uygulanması	98
4.1.4.3. Basamak şeklindeki yük değişimi için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin SynRM'ye uygulanması	100
4.2. UVDGA-DMD Simülasyon Sonuçları	102
4.2.1. UVDGA-DMD'nin ASM'ye uygulanması	103

4.2.1.1. Yüksüz çalışma için UVDGA-DMD'nin ASM'ye uygulanması.....	104
4.2.1.2. Yüklü çalışma için UVDGA-DMD'nin ASM'ye uygulanması.....	105
4.2.1.3. Basamak şeklindeki yük değişimi için UVDGA-DMD'nin ASM'ye uygulanması	107
4.2.2. UVDGA-DMD'nin ISMSM'ye uygulanması	109
4.2.2.1. Yüksüz çalışma için UVDGA-DMD'nin ISMSM'ye uygulanması.....	110
4.2.2.2. Yüklü çalışma için UVDGA-DMD'nin ISMSM'ye uygulanması.....	111
4.2.2.3. Basamak şeklindeki yük değişimi için UVDGA-DMD'nin ISMSM'ye uygulanması	113
4.2.3. UVDGA-DMD'nin YSMSM'ye uygulanması.....	115
4.2.3.1. Yüksüz çalışma için UVDGA-DMD'nin YSMSM'ye uygulanması.....	115
4.2.3.2. Yüklü çalışma için UVDGA-DMD'nin YSMSM'ye uygulanması.....	117
4.2.3.3. Basamak şeklindeki yük değişimi için UVDGA-DMD'nin YSMSM'ye uygulanması	119
4.2.4. UVDGA-DMD'nin SynRM'ye uygulanması.....	121
4.2.4.1. Yüksüz çalışma için UVDGA-DMD'nin SynRM'ye uygulanması.....	122
4.2.4.2. Yüklü çalışma için UVDGA-DMD'nin SynRM'ye uygulanması.....	123
4.2.4.3. Basamak şeklindeki yük değişimi için UVDGA-DMD'nin SynRM'ye uygulanması	125
4.3. Akı Uzay Vektörünün Histerezis Tabanlı DMD ve UVDGA-DMD İçin Karşılaştırılması	127
4.4. Sonuç.....	133
KAYNAKLAR	136
ÖZGEÇMİŞ	141

SİMGELER LİSTESİ

B	: Sürtünme katsayısı
$d\psi_s$: Akı karşılaştırıcı çıkışı
dT_e	: Moment karşılaştırıcı çıkışı
e_{ψ_s}	: Akı hatası
e_{T_e}	: Moment hatası
f	: Evirici çıkışı temel dalga frekansı
$I_{sd} I_{sq}$: d ve q eksenli stator akımı
$I_{rd} I_{rq}$: d ve q eksenli rotor akımı
$I_{sa} I_{s\beta}$: α ve β eksenli stator akımı
$I_{ra} I_{r\beta}$: α ve β eksenli rotor akımı
J	: Eylemsizlik momenti
L_{sd}, L_{sq}	: d ve q eksenli stator endüktansları
L_s	: Stator endüktansı
m_a	: Genlik ayarı katsayısı
p	: Kutup çifti
R_r	: Rotor sargı direnci
R_s	: Stator sargı direnci
T_e	: Elektromanyetik moment
T_L	: Yük momenti
T_s	: Anahtarlama periyodu

$V_{AN} V_{BN} V_{CN}$: Anlık dengelenmiş gerilim vektörleri
$V_{sA} V_{sB} V_{sC}$: ASM'nin stator devresine ait ABC eksenindeki faz gerilimleri
V_{da}	: Evirici DA giriş gerilimi
$\overline{V_s^*}$: Referans gerilim vektörü
$V_{sd} V_{sq}$: d ve q eksenli stator gerilimleri
$V_{s\alpha} V_{s\beta}$: α ve β eksenli stator faz gerilimleri
ω_e	: Elektriksel açısal hız
ω_r	: Rotor açısal hızı
θ_s	: Stator akı vektörünün açısı
$\psi_{sA} \psi_{sB} \psi_{sC}$: ABC fazlarındaki stator faz akısı
$\psi_{rA} \psi_{rB} \psi_{rC}$: ABC fazlarındaki rotor faz akısı

KISALTMALAR LİSTESİ

AA	: Alternatif akım
ARM	: Anahtarlama relüktans motor
ASM	: Asenkron motor
AYD	: Alan yönlendirmeli denetim
BMD	: Bulanık mantık denetimci
DA	: Doğru akım
DGA	: Darbe genişlik ayarı
DMD	: Doğrudan moment denetim
DSP	: Dijital sinyal işleyici
EMG	: Elektromanyetik girişim
EMK	: Elektromotor kuvvet
GKE	: Gerilim kaynaklı evirici
IGBT	: Isolated gate bipolar transistör (Yalıtılmış kapılı çift kutuplu transistör)
ISMSM	: İç mıknatıslı sabit mıknatıslı senkron motor
MW	: MegaWatt
PI	: Oransal-İntegral
SDGA	: Sinüzoidal darbe genişlik ayarı
SM	: Senkron Motor
SMSM	: Sabit mıknatıslı senkron motor
SynRM	: Senkron relüktans motor
THB	: Toplam harmonik bozunum
UVDGA	: Uzay vektör darbe genişlik ayarı
UVDGA-DMD	: Uzay vektör darbe genişlik ayarı ile doğrudan moment denetimi
YSMSM	: Yüzey mıknatıslı sabit mıknatıslı senkron motor

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. Denetim yöntemlerinin genel sınıflaması	3
Şekil 2.1. ABC eksenindeki üç fazlı sistem bileşenleri ve $\alpha\beta$ durağan eksenindeki iki fazlı bileşenler	12
Şekil 2.2. Durağan referans eksende $\alpha\beta$ bileşenleri ve senkron referans eksende dq bileşenleri.....	13
Şekil 2.3. ASM stator $\alpha\beta$ ve dq eşdeğer devre sargıları	15
Şekil 2.4. ASM rotor $\alpha\beta$ ve dq eşdeğer devre sargıları	18
Şekil 2.5. ASM d eksenini eşdeğer devre modeli	22
Şekil 2.6. ASM q eksenini eşdeğer devre modeli	22
Şekil 2.7. SMSM ABC eksenindeki üç fazlı sistem bileşenleri	25
Şekil 2.8. SMSM ABC eksenindeki üç fazlı sistem bileşenleri ve iki fazlı sabit ve dönen eksenler	26
Şekil 2.9. ISMSM stator d eksenini eşdeğer devre modeli	29
Şekil 2.10. ISMSM stator q eksenini eşdeğer devre modeli	30
Şekil 2.11. YSMSM stator d eksenini eşdeğer devre modeli.....	34
Şekil 2.12. YSMSM stator q eksenini eşdeğer devre modeli.....	34
Şekil 2.13. SynRM stator d eksenini eşdeğer devre modeli.....	39
Şekil 2.14. SynRM stator q eksenini eşdeğer devre modeli.....	39
Şekil 3.1. AA makine için kullanılan histerezis anahtarlama tabanlı DMD yapısı...	42
Şekil 3.2. \vec{V}_s Gerilim vektörünün katkıda bulunduğu akı artış vektörü	48
Şekil 3.3. Gerilim vektörünün katkıda bulunduğu akı artış vektörleri.....	49
Şekil 3.4. Stator gerilim vektörleri ve üretilen akı vektörleri	49

Şekil 3.5. Stator akısı ve momentinde gerekli değişiklikler için uygun gerilim vektörünün seçimi: (a) Stator akısı Sektör1'deyken ve (b) Stator akısı Sektör2'deyken (F: akı, T: moment).....	50
Şekil 3.6. Moment karşılaştırıcı çıkışı	51
Şekil 3.7. Akı karşılaştırıcı çıkışı	51
Şekil 3.8. PI denetimli kapalı çevrim hız denetim şeması	53
Şekil 3.9. UVDGA-DMD'nin paralel yapısı.....	54
Şekil 3.10. Üç fazlı iki seviyeli evirici	56
Şekil 3.11. Eviricinin gerilim vektörleri ve anahtarlama durumları	58
Şekil 3.12. UVDGA prensibi	59
Şekil 3.13. Eviricinin anahtarlama vektörlerinin $\alpha\beta$ eksenlerindeki gösterimi.....	63
Şekil 3.14. Sektör1'de $\overrightarrow{V_s^*}$ 'i oluşturan aktif ve sıfır vektörler	63
Şekil 3.15. Sektör1'deki gerilim vektörü	64
Şekil 3.16. Sektör1'de bulunan $\overrightarrow{V_s^*}$ için 7 parçalı anahtarlama sırası	70
Şekil 3.17. Sektör1'den Sektör6'ya kadar UVDGA anahtarlama durumu	71
Şekil 3.18. $\overrightarrow{V_{smaks}^*}$ gerilim vektör genliği	72
Şekil 3.19. UVDGA ve SDGA'nın gerilim genliklerinin karşılıkları.....	73
Şekil 3.20. Sektör1 doğrusal genlik ayarı bölgesinde sıfır vektör uygulama zamanı	74
Şekil 3.21. Doğrusal çalışma ve aşırı genlik ayarı bölgeleri.....	75
Şekil 3.22. UVDGA için genlik ayar katsayısına bağlı olarak evirici çıkış gerilim değişimi.....	76
Şekil 4.1. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış ASM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 0Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı.....	80
Şekil 4.2. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış ASM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 10Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı.....	82
Şekil 4.3. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış ASM'nin basamak hız ve yük momenti için benzetim sonuçları a) Rotor açısal hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı	84

Şekil 4.4. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış ISMSM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 0Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı.	86
Şekil 4.5. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış ISMSM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 10Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı.	88
Şekil 4.6. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış ISMSM'nin basamak hız ve yük momenti için benzetim sonuçları a) Rotor açısal hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı	90
Şekil 4.7. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış YSMSM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 0Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı.	92
Şekil 4.8. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış YSMSM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 10Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı.	94
Şekil 4.9. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış YSMSM'nin basamak hız ve yük momenti için benzetim sonuçları a) Rotor açısal hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı	96
Şekil 4.10. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış SynRM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 0Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı..	98
Şekil 4.11. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış SynRM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 10Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı	100
Şekil 4.12. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış SynRM'nin basamak hız ve yük momenti için benzetim sonuçları a) Rotor açısal hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı	102
Şekil 4.13. UVDGA-DMD uygulanmış ASM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 0Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı	105

Şekil 4.14. UVDGA-DMD uygulanmış ASM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 10Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı	107
Şekil 4.15. UVDGA- DMD uygulanmış ASM'nin basamak hız ve yük momenti için benzetim sonuçları a) Rotor açısal hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı	109
Şekil 4.16. UVDGA-DMD uygulanmış ISMSM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 0Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı	111
Şekil 4.17. UVDGA-DMD uygulanmış ISMSM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 10Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı	113
Şekil 4.18. UVDGA- DMD uygulanmış ISMSM'nin basamak hız ve yük momenti için benzetim sonuçları a) Rotor açısal hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı	115
Şekil 4.19. UVDGA-DMD uygulanmış YSMSM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 0Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı	117
Şekil 4.20. UVDGA-DMD uygulanmış YSMSM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 10Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı	119
Şekil 4.21. UVDGA- DMD uygulanmış YSMSM'nin basamak hız ve yük momenti için benzetim sonuçları a) Rotor açısal hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı.....	121
Şekil 4.22. UVDGA-DMD uygulanmış SynRM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 0Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı	123
Şekil 4.23. UVDGA-DMD uygulanmış SynRM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 10Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı	125

Şekil 4.24. UVDGA- DMD uygulanmış SynRM'nin basamak hız ve yük momenti için benzetim sonuçları a) Rotor açısal hızı, b) Elektromanyetik moment,c) Stator faz akımları, d) Stator akısı	127
Şekil 4.25. Histerezis Tabanlı DMD'nin ASM'ye uygulanmasından elde edilen akı uzay vektör yörüngesi	128
Şekil 4.26. UVDGA-DMD'nin ASM'ye uygulanmasından elde edilen akı uzay vektör yörüngesi.....	128
Şekil 4.27. Histerezis Tabanlı DMD'nin ISMSM'ye uygulanmasından elde edilen akı uzay vektör yörüngesi	129
Şekil 4.28. UVDGA-DMD'nin ISMSM'ye uygulanmasından elde edilen akı uzay vektör yörüngesi.....	130
Şekil 4.29. Histerezis Tabanlı DMD'nin YSMSM'ye uygulanmasından elde edilen akı uzay vektör yörüngesi.....	131
Şekil 4.30. UVDGA-DMD'nin YSMSM'ye uygulanmasından elde edilen akı uzay vektör yörüngesi	131
Şekil 4.31. Histerezis Tabanlı DMD'nin SynRM'ye uygulanmasından elde edilen akı uzay vektör yörüngesi.....	132
Şekil 4.32. UVDGA-DMD'nin SynRM'ye uygulanmasından elde edilen akı uzay vektör yörüngesi	133

TABLolar LİSTESİ

Tablo 1.1. AYD, Histerezis DMD ve UVDGA-DMD'nin karşılaştırılması.....	5
Tablo 3.1. θ_s açısına bağlı olarak ψ_s vektörünün bulunduğu sektör	48
Tablo 3.2. Histerezis anahtarlama tabanlı DMD anahtarlama	52
Tablo 3.3. Gerilim vektörlerine göre anahtarlama durumları	52
Tablo 3.4. Sekiz durum için sektör, anahtarlama vektörü, anahtar durumları, faz gerilimler ve hat gerilimleri	61
Tablo 3.5. Gerilim vektörlerinin V_α , V_β ve θ_s karşılıkları.....	62
Tablo 3.6. $\overline{V_s^*}$ konumu ve anahtarlama zamanı	67
Tablo 3.7. Anahtarlama zamanı	67
Tablo 3.8. Bütün sektörler için yedi parçadaki anahtarlama sırası	70
Tablo 4.1. AA makinelerin akı, moment ve hız PI katsayıları.....	103
Tablo 4.2. Histerezis DMD uygulanmış AA makinelerin anahtarlama frekansı, ripple değerleri ve dinamik performansı	134
Tablo 4.3. UVDGA-DMD uygulanmış AA makinelerin anahtarlama frekansı, ripple değerleri ve dinamik performansı	135

ALTERNATİF AKIM MAKİNELERİNİN HİSTEREZİS VE SABİT FREKANS TABANLI DOĞRUDAN MOMENT DENETİMİ

ÖZET

Alternatif akım (AA) makineleri ve sürücüleri, endüstriyel alanlarda çok yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu durum AA sürücülerinin yüksek verimlilikte ve yüksek performansta çalışmasını önemli kılmaktadır.

Yüksek performanslı bir AA sürücü uygulaması için seçilen sürme yöntemi önemlidir. Bu bağlamda literatürde en çok çalışılan yöntemlerden biri Doğrudan Moment Denetimi (DMD)'dir. DMD ile değişken hız uygulamalarında kullanılan diğer sürme yöntemlerine göre daha iyi bir dinamik cevap ve dayanıklılık elde edilebilmektedir. DMD, genel anlamda histerezis tabanlı DMD ve Uzak Vektör Darbe Genişlik Ayarı tabanlı DMD (UVDGA-DMD) olarak sınıflandırılmaktadır. Histerezis tabanlı DMD, iki adet histerezis karşılaştırıcısı bulundurur. Histerezis karşılaştırıcılarından dolayı bu yöntem, yüksek moment ripple değeri ve değişken anahtarlama frekansı sakıncalarına sahiptir. Ancak bu sakıncaların yanı sıra parametre değişimlerine ve dış bozululara karşı oldukça dayanıklı olması en önemli üstünlüğüdür. UVDGA-DMD yöntemi ise sabit anahtarlama frekansına sahiptir. Bu yüzden UVDGA-DMD sabit anahtarlama frekanslı DMD olarak da isimlendirilmektedir. UVDGA-DMD'de kullanılan PI denetimciler moment ve akı cevabının dış bozululara ve parametre değişimlerine karşı dayanımı sınırlandırmaktadır.

Bu tez çalışmasında Asenkron Motor (ASM), İç Mıknatıslı Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (ISMSM), Yüzey Mıknatıslı Sabit Mıknatıslı SMSM (YSMSM), Senkron Relüktans Motor (SynRM)'lerinin histerezis tabanlı DMD ve UVDGA-DMD yöntemleri ile sürülmesi çalışılmıştır. Histerezis tabanlı DMD ve UVDGA-DMD yöntemleri yukarıda bahsedilen AA makineler üzerinde, dayanıklılık ve dinamik performans açısından birbiri ile karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak, UVDGA-DMD ile sürülen makinelerde akı ve moment ripple değerlerinin histerezis tabanlı DMD ile sürülen makinelere kıyasla azaldığı görülmüştür. Aynı zamanda histerezis tabanlı DMD'nin dinamik performansının daha yüksek ve dış bozululara karşı daha dayanıklı olduğu anlaşılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Doğrudan moment denetimi, uzak vektör darbe genişlik ayarı, histerezis, sabit anahtarlama frekansı.

HYSTERESIS BASED AND CONSTANT FREQUENCY BASED DIRECT TORQUE CONTROL OF ALTERNATING CURRENT MACHINES

SUMMARY

Alternating current (AC) machines are widely used in industrial applications. This prioritizes that AC drives operate with high efficiency and high performance.

For high performance AC drive application, driving method is important. In this respect, one of the hottest topics in the literature is Direct Torque Control (DTC). Better dynamic response and robustness can be obtained by DTC compared to other driving methods used in variable speed applications. DTC is classified as Hysteresis based Direct Torque Control and Space Vector Pulse Width Modulation based DTC (SVPWM-DTC) in general. Hysteresis based DTC contains two hysteresis comparators. Because of these hysteresis comparators, this method has the disadvantages of high torque ripples and variable switching frequency. However, the fact that it is strongly robust to parameter perturbations and external disturbances is the most important superiority of this method. SVPWM-DTC has a constant switching frequency. Thus, it is also called the constant switching frequency DTC. PI controllers employed in SVPWM-DTC limit the robustness against external disturbances and parameter perturbations.

In this thesis, it has been studied that Induction Motor (IM), Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM), Surface Magnet PMSM (SPMSM), Synchronous Reluctance Motor (SynRM) are driven by hysteresis-based DTC and SVPWM-DTC methods.

Hysteresis-based DTC and SVPWM-DTC methods are compared to each other over the aforementioned AC machines in terms of robustness and dynamical performance. Consequently, it is concluded that the flux and torque ripples of AC machines driven by the SVPWM-DTC become lower than those driven by hysteresis-based DTC. However, it is seen that dynamical performance of the hysteresis-based DTC is higher, and its robustness against external disturbances is stronger.

Keywords: Direct torque control, space vector pulse width modulation, hysteresis, constant switching frequency.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Endüstride ve günlük hayatta sıklıkla kullanılan elektrik makineleri; Doğru Akım (DA) makineleri ve AA makineleri olmak üzere iki ana başlıkta incelenmektedir. Denetimlerinin basit olması DA makinelerin en önemli üstünlüğüdür. Ancak DA makineler; AA makinelere göre sık bakım gerektirme, sık arıza yapma, gürültülü çalışma ve yüksek maliyet gibi sakıncalara sahiptir. AA makineler ise genel olarak DA makinelerin bahsedilen sakıncalarına sahip değildir. AA makinelerinden ASM; basit, sağlam, düşük maliyetli ve bakımı kolay olduğu için yaygın olarak tercih edilmektedir.

Endüstriyel sürücü uygulamaları genellikle sabit hızlı ve değişken hızlı uygulamalar olarak sınıflandırılır. Değişken hızlı sürücü sistemlerinin yaygın olarak kullanıldığı yerlerden bazıları pompalar, fanlar, asansörler, elektrikli araçlar, ısıtma, havalandırma ve iklimlendirme sistemleri, robotik, rüzgâr üretim sistemleri, elektrikli tahrik sistemleridir. Eskiden değişken hızlı sürücü uygulamalarının çoğunluğunda DA makineler kullanılsa da günümüzde onların yerini AA makineler almıştır (Bose, 2002). Değişken hızlı sürücü uygulamaları, genellikle AA makinelerden ASM ile birlikte kullanılıyor olup son zamanlarda SMSM'de de tercih edilmektedir. Son yıllarda, değişken hızlı AA makine sürücü teknolojisi üzerine yoğun bir şekilde araştırma ve geliştirme çalışmaları gerçekleştirilmektedir (Bose, 2002; Giri, 2013).

AA makineler için, stator besleme frekansı ve genliği değişken yapılırsa değişken hızda çalışma mümkündür. Modern güç elektroniğinin gelişimine kadar, motorların besleme gerilimlerinin frekansını ve genliğini değiştirmenin basit ve etkili bir yolu yoktu. Günümüzde bunu gerçekleştirmek için AA motor denetiminde kullanılan; güvenilir, yüksek hızlı anahtarlama için uygun yüksek performanslı yarı iletken güç anahtarları mevcuttur (Cirrincione ve diğ., 2012). DA / AA dönüştürücü olarak da adlandırılan evirici, sabit giriş gerilimini genliği ve frekansı değişen alternatif akım ve gerilime dönüştürür.

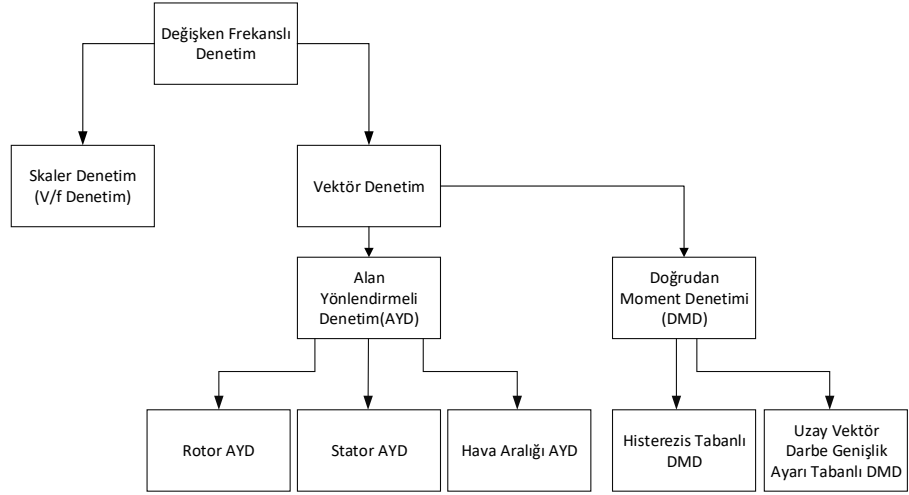
Evirici girişindeki DA gerilim değeri sabittir ve bu evirici, gerilim kaynaklı evirici (GKE) olarak adlandırılır.

Bir AA makinesinin denetiminin gerekli olduğu uygulamalarda GKE kullanılır ve denetim eviricinin güç anahtarlarının bir anahtarlama periyodundaki iletimde kalma süresi düzenlenerek gerçekleştirilir. Bu yöntemle darbe genişlik ayarı (DGA) denir (Rosu ve diğ, 2017).

DGA ile anahtarlanan yüksek performanslı bir AA sürücüsünün özellikleri aşağıda verilmiştir.

- a. Yüksek performanslı akı ve moment cevabı
- b. Sabit anahtarlama frekansı
- c. Düşük akı ve moment rippleları
- d. Filtre sistemlerinin tasarım zorluğunun düşük olması
- e. Parametre değişimlerine dayanıklılık

Sürücünün bu özellikleri gösterebilmesi uygulanan denetim yöntemine bağlıdır. Seçilen denetim yönteminin temel amacı, sürücünün iyi bir performansa ulaşabilmesidir. Ek olarak, denetim yöntemi ile ilgili en önemli gereksinimlerden biri basitliktir (Kazmierkowski ve diğ, 2002; Mohan, 2007). Denetim yöntemlerinin genel bir sınıflandırması şekil 1.1.'de verilmiştir.



Şekil 1.1. Denetim yöntemlerinin genel sınıflaması

AA makinelerin denetimi genel olarak skaler ve vektörel denetim olarak sınıflandırılabilir. Endüstride en çok kullanılan denetim yöntemlerinden olan skaler denetim yönteminde, akıyı sabit tutabilmek amacıyla gerilim/frekans (V/f) oranı sabit tutulur. Skaler denetim yönteminin uygulanması kolaydır. Vektörel denetim ise moment ve akı vektörlerinin birbirinden bağımsız denetimine izin verir. Vektörel denetim ile sürücünün dinamik performansı ve moment cevabı önemli ölçüde iyileşir.

ASM'nin ilk vektörel denetim yöntemi, 70'li yılların başında sunulan Alan Yönlendirmeli Denetim (AYD)'dir. AYD; rotor AYD, stator AYD ve hava aralığı AYD olmak üzere üçe ayrılır. Bu AYD yöntemlerinden en çok tercih edilen rotor AYD yöntemi, moment ve akıyı oluşturan rotor akımının, d eksenini ve q eksenini bileşenlerine ayrılmasına dayanır. Böylece manyetik akı d eksenini akımı ile, moment ise q eksenini akımı ile birbirinden bağımsız olarak denetlenebilmektedir. Rotor AYD; motor denklemleri, rotor akı vektörü ile senkronize halde dönen bir koordinat sistemine dönüştürülür. AYD yöntemi, birçok araştırmacı tarafından araştırılmış ve tartışılmıştır ve şu anda bir endüstriyel standart haline gelmiştir. Genel anlamda AYD tabanlı vektörel denetimin sakıncalarından bazıları makine parametrelerine bağımlılığı ve referans eksen dönüşümleri nedeniyle uygulanmasındaki karmaşıklığıdır (Manuel ve Francis, 2013).

80'li yılların ortasından beri AYD'nin yanısıra DMD yöntemi de oldukça yaygın hale gelmiştir. DMD yöntemi, ASM'nin moment denetimi için Takahashi ve T. Noguchi

tarafından (Takahashi ve ark., 1986) önerilmiştir. Bu yöntem histerezis anahtarlama tabanlı DMD olarak adlandırılmaktadır. Histerezis anahtarlama tabanlı DMD yöntemi, 1986'dan beri birçok araştırmacı tarafından sürekli olarak araştırılmış ve geliştirilmiştir.

Histerezis anahtarlama tabanlı DMD, herhangi bir akım denetim döngüsü, akı ve moment için Oransal-İntegral (PI) denetimcisi ve eksen dönüşümü gerektirmez. Histerezis anahtarlama tabanlı DMD, hem momentin hem de stator akısının karşılaştırıcı çıkışına göre olası anahtarlama durumlarına karşılık gelen stator gerilim vektörünün seçilmesine dayandırılmaktadır (Abu-Rub ve diğ, 2012; Casadei ve diğ, 1994).

Histerezis anahtarlama tabanlı DMD'deki histerezis karşılaştırıcıların bant aralıklarının belirlenmesi önemlidir. Küçük akı ve küçük moment histerezis bantları için akı ve moment ripple değerleri azalır. Fakat, küçük histerezis bantları genellikle yüksek anahtarlama frekansı gerektirir ve sonuç olarak anahtarlama kayıplarını artırır ve verimi düşürür (Casadei ve diğ, 1994). Basit yapısı ve çok iyi dinamik performansa sahip olması histerezis DMD'nin ana özelliklerindedir. Ancak histerezis DMD'nin değişken anahtarlama frekansına sahip olması en önemli sakıncalarından biridir. Ayrıca histerezis DMD, yüksek performans için yüksek anahtarlama frekansı gerektirir.

DMD ile ilgili araştırmalar devam etmektedir ve özellikle makine modellerinde doğrusal olmayan bileşenlerin etkileri araştırılmaktadır. DMD'ye dair araştırmaların çoğu, akı ve moment denetiminin doğru yapılmasına yöneliktir. Ayrıca, DMD'nin parametre bağımlılığı azaltılmaya çalışılmakta ve sabit frekanslı olan türlerinde denetimci tasarımı üzerine yoğunlaşmaktadır (Manuel ve Francis, 2013). Algoritmaların esnekliği ve basit bir şekilde uygulanabilir olması yakın gelecekte araştırmanın odak noktası olacaktır (Abu-Rub ve diğ, 2012).

Son yıllarda, UVDGA- DMD yöntemi birçok araştırmacı tarafından çalışılmıştır (Wang ve diğ, 2015). Temel olarak, UVDGA-DMD yöntemi sabit anahtarlama frekansı ile çalışan bir yöntemdir. Literatürde önerilmiş olan UVDGA-DMD yöntemi, histerezis anahtarlama tabanlı DMD ile karşılaştırıldığında PI denetimi ve eksen dönüşümleri gerektirdiği için daha karmaşıktır ve yapısındaki PI denetimcilerden dolayı dinamik

performansı daha yavaştır (Casadei ve diğ., 2002). Histerezis anahtarlama tabanlı DMD’de bulunan anahtarlama seçim tablosu ve histerezis karşılaştırıcılar yerine, UVDGA-DMD’de PI denetimler ve eksen dönüşümleri kullanılarak bir referans gerilim vektörü hesaplanmaktadır (Casadei ve diğ., 2002; Manuel ve Francis, 2013; Zhang ve diğ., 2014).

Tablo 1.1. AYD, Histerezis DMD ve UVDGA-DMD’nin karşılaştırılması

	AYD	Histerezis DMD	UVDGA-DMD
Ripple	Düşük ripple	Düşük ripple	Düşük ripple
Anahtarlama frekansı	Sabit anahtarlama frekansı	Değişken anahtarlama frekansı	Sabit anahtarlama frekansı
Kullanılan denetimi	Hız ve akım PI denetimleri	İki seviyeli akı ve üç seviyeli moment histerezis karşılaştırıcıları	Akı ve moment PI denetimleri
Eksen dönüşümleri	Gerektirir	Gerektirmez	Gerektirir
Anahtarlama kayıpları	Frekansa bağlı	Bant aralığına bağlı	Frekansa bağlı
Dinamik performans ve dayanıklılık	Düşük dinamik performans, dayanıksız	Yüksek dinamik performans, dayanıklı	Düşük dinamik performans, dayanıksız
Gerçekleştirme zorluğu	Yüksek seviyeli karmaşıklık	Düşük seviyeli karmaşıklık	Orta seviyeli karmaşıklık

1.1. Literatür Taraması

70’li yılların başında ilk vektörel denetim yöntemi olan AYD, ASM için önerilmiştir. Bu yöntem sunulduğu tarihten bu yana birçok araştırmacı tarafından araştırılmış ve tartışılmıştır (Bayer, 1972; Blaschke, 1974). AYD ile ilgili yapılan çalışmalarla birlikte moment denetim fikirleri geliştirilmiştir. Takahashi ve ark., histerezis tabanlı DMD ile ilgili ilk çalışmaları gerçekleştirmişlerdir. Histerezis tabanlı DMD ve AYD yöntemlerini birbiri ile karşılaştırmışlardır. Histerezis DMD’de evirici anahtarlama durumları seçilerek momentin ve akının doğrudan ve bağımsız olarak denetlenebilmesine imkân sağlamışlardır. Önerdikleri yöntemde yapılan seçim sayesinde, akı ve moment hatalarını

belirlenen histerezis bant genişliği içinde tutarak her anda dinamik bir moment ve akı cevabına ulaşmayı sağlamışlardır. Hem geçici çalışma durumundaki moment cevabını hızlandırmış hem de harmonik kayıplarının ve gürültünün azaltılmasını sağlamışlardır (Takahashi ve Noguchi, 1986). Zhong ise yaptığı çalışmada üç fazlı ASM için DMD yöntemini tanımlamış ve ayrıca akı ve moment denetimi çalışmalarını mikroişlemci tabanlı uygulamalar ile geliştirmiştir (Zhong ve diğ., 1991). Casadei de ASM'nin histerezis tabanlı DMD'si üzerine çalışmalar yapmıştır. Akı ve moment histerezis bant genişliğinin; anahtarlama frekansına, akı ve moment ripplelarına, akımın Toplam Harmonik Bozunumuna (THB) ve sürücü kayıplarına etkisini incelemiştir. Zhong'dan farklı olarak Casadei, histerezis bant genişliği seçiminin önemini vurgulamıştır (D. Casadei ve diğ., 1994). Bunun akabinde 1995'lerin ortalarında ABB tarafından ticari olarak histerezis tabanlı DMD ile ASM sürücü üretilmiştir (Tiitinen ve Surandra, 1996).

1988 yılında Van Der Broeck tarafından UVDGA önerilmiş ve Sinüsoidal Darbe Genişlik Ayarı (SDGA) ile karşılaştırılmıştır (Broeck ve Skudelny, 1988). Ardından Habetler, UVDGA ile yapılan çalışmaları ilerleterek evirici anahtarlama için UVDGA yöntemini kullanmıştır (Habetler ve diğ., 1992). Tang ve arkadaşları ise akı ve moment ripplelarının azaltılması amacıyla ISMSM için sabit anahtarlama frekansına sahip yeni ve basit bir DMD algoritması önermiştir. Algoritmayı test etmek için MATLAB/Simulink modeli oluşturulmuştur. Modelde bir PI ve referans akı vektör hesaplayıcısı bulunmaktadır. Önerilen DMD yönteminde evirici anahtarlama UVDGA ile yapılmaktadır ve referans akı vektör hesaplayıcı çıkışı UVDGA girişi olarak kullanılmaktadır. Literatürde yer alan histerezis DMD ve UVDGA çalışmalarından faydalanılarak önerilen DMD yöntemi histerezis anahtarlama tabanlı DMD'yle kıyaslanmıştır. Hem modelleme sonuçları hem de deneysel sonuçlar, moment ve akı ripplelarının histerezis DMD'ye kıyasla büyük ölçüde azaldığını göstermiştir. Önerilen DMD çalışmasının kararlı durum performansının, histerezis anahtarlama tabanlı DMD'den daha iyi olduğu ve anahtarlama frekansının sabit bir değerde kaldığı gösterilmiştir (Tang ve diğ., 2002). Özçira ve arkadaşları SMSM için histerezis tabanlı DMD yöntemini incelemişlerdir ve simülasyon çalışması yapmışlardır. Özellikle yüksek dinamik performans istenilen durumlar için histerezis tabanlı DMD'nin kullanılabileceği sonucuna ulaşmışlardır (Özçira ve diğ.,

2007). Alışkan ve ark., PI denetimci ve Bulanık Mantık Denetimci (BMD) ile SMSM'nin hız çevriminin denetimini sağlamıştır (Alışkan ve Sel, 2016).

Buja ve ark., ASM ve SMSM'ler için doğrudan moment ve akı denetimi yöntemleri üzerine çalışmışlardır. Çalışma kapsamında çeşitli yöntemler kullanılmış ve birbiriyle karşılaştırılmıştır. Bu yöntemler: anahtarlama seçim tablosu bazlı histerezis anahtarlama tabanlı DMD, sabit anahtarlama frekanslı UVDGA-DMD'dir. Ayrıca, UVDGA-DMD yöntemlerinde nöro-bulanık mantık denetimcileri temel alan çalışmalar da yapılmıştır (Buja ve Kazmierkowski, 2004). Wan yaptığı çalışmada AYD, Histerezis DMD ve UVDGA-DMD yöntemlerini çalışmış ve bu yöntemleri AA makinelerde yüksek dinamik performans elde etmek için en önemli yöntemler olarak sunmuştur. Histerezis tabanlı DMD'yle ilgili çalışmalarına ek olarak, histerezis DMD'yi UVDGA ile birleştirme girişimleri yeni yöntemlerin geliştirilmesine öncülük etmiştir. Yüksek performanslı ASM sürücüler için yeni bir UVDGA-DMD sunulmaktadır. Hatalı modelleme nedeniyle oluşan belirsizliğin etkileri bozucu olarak değerlendirilmiş ve etkin bozucu çıkartma denetimcisi adı verilen yeni bir yöntemle ele alınmıştır. Önerilen yöntem için simülasyon çalışmaları yapılmış ve sonuçlar UVDGA-DMD ile karşılaştırılmıştır. Simülasyon sonuçları yeni yöntemin moment ve hız ripplelerini azalttığını, iyi bir performans sağladığını göstermektedir (Wan ve diğ, 2008). 2013'te Abu-Rub ve arkadaşları, ASM sürücüler için en çok tercih edilen moment ve akı denetim yöntemleri olan AYD ve histerezis DMD yöntemlerini açıklanmıştır. Hız sensörünün kaldırılmasına izin veren basit bir akı vektörü gözlemcisi verilmiştir. Sunulan sistemin yeniliği hem moment ve akı hem de sensörsüz hız denetimi için basit bir gözlemci ile UVDGA-DMD yapısının birleştirilmesidir. Sensörsüz hız ve moment denetim durumunda çalışan UVDGA-DMD yapısı sunulmaktadır (Abu-Rub ve diğ, 2013).

Jin ve arkadaşları 2018'de histerezis anahtarlama tabanlı DMD ve UVDGA-DMD yöntemlerini iki seviyeli ve üç seviyeli eviriciler üzerinden sürülen SMSM için karşılaştırmışlardır. Bu çalışmada dört stratejinin üstünlük ve sakıncaları tartışılmıştır (Jin ve diğ, 2018).

1.2. Tezin Amacı

Bu tez çalışmasında ASM, ISMSM, YSMSM, SynRM'lerin histerezis tabanlı DMD ve UVDGA-DMD yöntemleri incelenmiştir ve karşılaştırılmıştır. Bu çalışma esnasında yöntemlerin detaylı incelenmesi ve AA makinelere uygulanması MATLAB/Simulink programı kullanılarak yapılmıştır. Bu karşılaştırmaların sonucunda histerezis tabanlı DMD'ye kıyasla UVDGA-DMD'de akı ve moment ripplelarının nihai durumu gözlemlenmiş ve dinamik performans incelemesi yapılmıştır.

1.3. Tezin İçeriği

Birinci bölümde, elektrik makineleri gelişim süreci ve bu makinelerin günümüzdeki yerleri hakkında literatür çalışması yapılmıştır. Ayrıca DMD yöntemleri ve bu yöntemlerin elektrik makinelerine uygulamasıyla ilgili yapılan literatür taraması sunulmuştur.

İkinci bölümde, AA makinelerinin ASM, ISMSM, YSMSM, SynRM olarak sınıflandırılması, eksen dönüşümleri, eşdeğer devreleri ve matematik modellemelerinin çıkartılması üzerine çalışmalar yapılmıştır.

Üçüncü bölümde, histerezis anahtarlama tabanlı DMD ve UVDGA-DMD teorik olarak incelenmiştir. Bu inceleme kapsamında histerezis anahtarlama tabanlı DMD ve UVDGA-DMD'nin AA makinelerine uygulanması MATLAB/Simulink programında oluşturulan benzetim çalışmalarında gerçekleştirilmiştir. Bu simülasyon çalışmalarında kullanılan PI denetimcilerin tasarımı tez kapsamı dışındadır.

Dördüncü bölümde, histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin ve UVDGA-DMD'nin elektrik makinelerine MATLAB/Simulink programında uygulanmasıyla elde edilen sonuçlar incelenmiş ve karşılaştırılmıştır. Karşılaştırılmılardan elde edilen sonuçlara ayrıntılı olarak yer verilmiştir.

BÖLÜM 2. ALTERNATİF AKIM MAKİNELERİ

Günümüzde, güç elektroniği ve mikroişlemci tabanlı denetim alanında yaşanan hızlı gelişmelerle birlikte endüstrideki birçok DA motorlu sürücü uygulamalarının yerini AA sürücü uygulamaları almıştır. AA motorlu sürücüler, DA motorlu sürücülere kıyasla basit ve sağlam yapıdadır, daha ucuzdur, daha az bakım gerektirir ve daha uzun ömürlüdür (Karabacak ve diğ, 2008). AA makinelerden en çok tercih edilen makine olan ASM'nin değişken parametrelere sahip olması ve doğrusal olmayan doğası nedeniyle ASM'yi denetlemek basit değildir. Yüksek performanslı sürücülerle ASM'ye moment denetimi uygulanabilmektedir. Bu kapsamda ASM denetimi ile ilgili pek çok araştırma yapılmaktadır (Asif ve diğ, 2016; Giri, 2013; Karabacak ve diğ, 2008).

Çalışma ilkeleri düşünülecek olursa AA makineler, ASM ve senkron makineler (SM) olmak üzere iki ana başlıkta sınıflandırılabilir. ASM, SM'ye göre endüstride daha çok tercih edilse de verimlilik söz konusu olduğunda SM'ler hızlı bir şekilde ASM'lerin yerini almaya başlamışlardır. SM'nin bir türü olan SMSM, veriminin ve dinamik performansının yüksek olması sebebiyle elektrikli araçlar ve servo uygulamalarda çok tercih edilmektedir.

Her makinenin olduğu gibi ASM ve SMSM'nin de birbirine karşı üstünlükleri ve sakıncaları vardır. ASM'ye kıyasla SMSM'nin üstünlükleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

1. Aynı boyutlu SMSM ve ASM için SMSM daha yüksek momente sahiptir.
2. Aynı güç değerlerine sahip SMSM ve ASM için SMSM'nin boyutu daha düşüktür.
3. Aynı güç değerlerine sahip SMSM ve ASM için SMSM'nin ağırlığı daha düşüktür.
4. SMSM, ASM'ye göre daha verimlidir.

5. SMSM, geniş bir hız aralığında ve yüksek performans ile çalışabilmektedir.
6. SMSM'nin güç yoğunluğu daha yüksektir.

ASM'ye kıyasla SMSM'nin sakıncaları aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

1. SMSM'de evirici arızası meydana gelmesi durumunda, manyetik alanı azaltmak mümkün değildir.
2. SMSM, parametre ve dış bozuculardan kaynaklanan doğrusal olmayan dinamiklere sahiptir.
3. SMSM yüksek fiyatlara sahiptir.
4. Yüksek güç değerlerinde SMSM güç yoğunluğu üstünlüğünü kaybeder (Abu-Rub ve diğ, 2012).

Bu bölümde ASM, ISMSM, YSMSM ve SynRM modellemelerinin çıkarılması ve eksen dönüşümleri üzerine çalışmalar yapılmıştır. Denetim yöntemi, bu çıkartılan matematik modeller kullanılarak tasarlanmıştır. Bu sebeple makinelerin matematik modellerinin doğru çıkartılması önemlidir. Matematik modeller çıkartılırken uzay vektörlere, eksen dönüşümleri uygulanmış ve eksen dönüşümleri ayrıntılı olarak açıklanmıştır. Ardından matematik modeller oluşturulmuş ve açıklanmıştır. Elde edilen matematik modeller diğer bölümlerde referans olarak alınmıştır.

Makinelerin modelleri oluşturulurken analiz kolaylığı açısından ihmaller ve kabuller yapılmıştır. Bu amaçla simetrik yapıya sahip bir AA makinenin matematiksel modelinin oluşturulması için aşağıdaki varsayımlar kullanılmıştır:

1. Stator sargıları hava aralığı çevresinde sinüzoidal bir şekilde yayılmıştır.
2. Manyetik koşulların tümü doğrusal kabul edilmiştir (Manyetik doyum ihmal edilmiştir).
3. Direnç ve endüktansların frekansa ve sıcaklığa bağımlılığı ihmal edilmiştir.
4. Stator sargıları yıldız bağlı ve simetriktir, nötr noktası elektriksel olarak yalıtılmıştır.
5. Hava aralığı akı değişiminin sinüzoidal olarak değiştiği kabul edilmiştir.

6. Histerezis ve Fuko kayıpları ihmal edilmiştir.

2.1. Asenkron Makineler (ASM)

Çoğunlukla motor olarak kullanılan ASM'ler, üç fazlı AA makinelerin en önemlilerindedir. Güç kapasiteleri 1W'tan 300MW'lara kadar çıkabilmektedir (Karabacak, 2008).

ASM rotor yapısına göre sincap kafesli ve bilezikli (sargılı) ASM olarak iki çeşittir.

Sincap kafesli ASM'de stator, doğrudan güç kaynağına bağlı sargılara sahiptir. Rotor sargıları, rotor dış yüzeyinin hemen altına sabitlenmiş oluklardaki uzunlamasına çubuklardan oluşur. Çubuklar her iki taraftan dairesel halkalarla kısa devre edilmektedir. Rotor sargısı, birbirine bağlı iletken malzemedan yapılmış ayrı çubuklardan ve halkalardan oluşabileceği gibi halkaları ve çubukları uygun kalıba dökmek suretiyle yapılan tek parça bir yapı da olabilir. Ayrıca rotor devresine harici olarak erişilemez. Rotor devresinin erişilemez olması motora dayanıklılık sağlar ancak denetimini daha karmaşık hale getirir. Motor denetimi stator sargılarından çıkan elektriksel bağlantı uçları ile yapılmaktadır (Fitzgerald ve diğ, 2003).

Bilezikli ASM, sincap kafesli motora benzer, ancak farklı olarak rotor sargıları ayrı ayrı yalıtılmış sargılardan oluşur. Rotor sargılarının uçları, fırça bilezik yapısı ile dışarı çıkartılır ve motor denetimi hem rotor sargılarından çıkan bu uçlar hem de statordan çıkan uçlar üzerinden yapılabilmektedir. Rotor devresi, sincap kafesli motorda olduğu gibi kısa devre yapılmaz (Mohan, 2007).

Yapısal olarak ASM genel itibariyle duran bir stator ve dönen bir rotordan oluşur. Statorda bulunan sargılara alternatif akım uygulanmaktadır. Statora uygulanan alternatif akım, hava aralığı çevresinde dönen bir manyetik alan ve dolayısıyla bir akı oluşturur. Faraday Yasası'na göre, rotor sargıları adı verilen sargılar, stator sargılarının oluşturduğu akıdan etkilenerek alternatif bir gerilim ve akım indüklemektedir. İndüklenen akımlar, Lenz Yasası gereği rotor sargılarındaki akı değişimine karşı çıkma eğilimindedir, bu da

rotor üzerine uygulanan döndürme momentini oluşturmaktadır. Böylece rotor hareket eder (Sen, 2007).

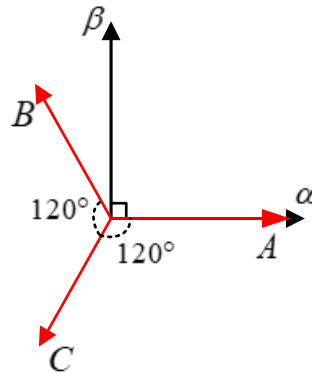
Senkron devir sayısı ($n_s = 60f/p$), rotorun erişebileceği muhtemel en büyük hız olarak ifade edilmektedir. Faraday ve Lenz yasalarına göre; rotor hızı, stator tarafından üretilen manyetik alanın hızından farklı olduğunda rotor sargılarında akım meydana gelir. Dolayısıyla bu fark meydana geldiği zaman döndürme momenti oluşmaktadır. Kayma hızı olarak adlandırılan bu hız farkı, enerji verimliliğini garanti etmek için küçük tutulmalıdır. Kaymanın farklı değerler alıyor olması, makinenin farklı koşullarda çalışacağını ortaya çıkarmaktadır (Giri, 2013). Üç fazlı ASM'nin stator sargılarına alternatif akım uygulandığında oluşan manyetik alandan dolayı harekete geçen rotorun hızı motor olarak çalışmada senkron hızdan küçüktür. Bu ASM'yi SMSM'den ayıran farklardan biridir (Manuel ve Francis, 2013).

2.1.1. Eksen dönüşümleri

Eksen dönüşümleri; Clarke ve Park dönüşümleridir. Bu dönüşümler hesaplama kolaylığı sağladığından dolayı tez içinde birçok uygulamada kullanılacaktır.

2.1.1.1. Clarke dönüşümü

Clarke dönüşümü; ABC eksenindeki üç fazlı sistemi, durağan $\alpha\beta$ eksenindeki iki fazlı bileşenlere dönüştürür. Bu bileşenler şekil 2.1.'de gösterilmektedir. Denklem (2.1)'de Clarke dönüşümü ve denklem (2.2)'de ters Clarke dönüşümü verilmiştir.



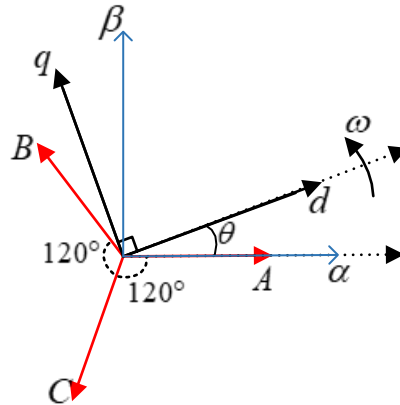
Şekil 2.1. ABC eksenindeki üç fazlı sistem bileşenleri ve $\alpha\beta$ durağan eksenindeki iki fazlı bileşenler

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

2.1.1.2. Park dönüşümü

Park dönüşümü; durağan $\alpha\beta 0$ eksen sistemini, senkron referans ekseninde dönen iki fazlı $dq0$ bileşenlerine dönüştürür. Bu bileşenler şekil 2.2.'de gösterilmektedir. Denklem (2.3)'te Park dönüşümü ve denklem (2.4)'te ters Park dönüşüm matrisleri verilmiştir. θ , d eksen referans alındığında α ve d eksen arasındaki açıdır.



Şekil 2.2. Durağan referans ekseninde $\alpha\beta$ bileşenleri ve senkron referans ekseninde dq bileşenleri

$$\begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

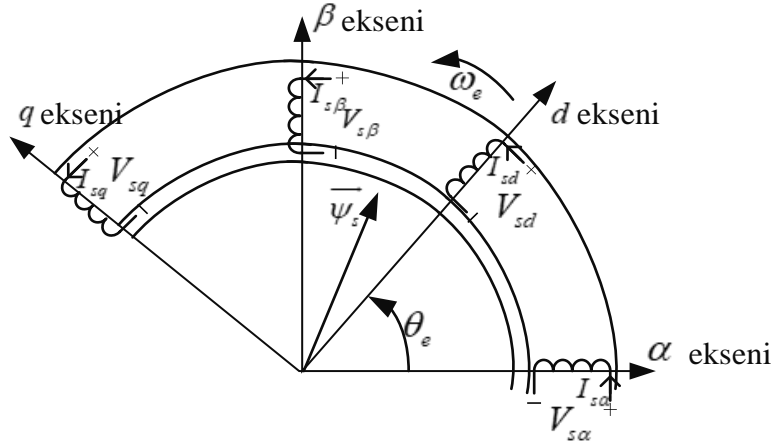
$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

2.1.2. ASM'nin senkron referans eksenlerde matematik modeli

ASM'nin kalıcı ve geçici durumdaki davranışlarını en iyi şekilde temsil edecek olan matematik modelin elde edilmesinde Kirchoff ve Newton yasalarından yararlanılır. Fiziksel bir sistemin modellenmesi ancak bazı varsayımlar doğrultusunda yapılır. Bu varsayımlarda amaç, elde edilecek olan modelin karmaşık hale gelmesini önlemek ve bu model referans alınarak sistem davranışını belirleyecek olan denetim algoritmalarının gerçekleştirilmesini kolaylaştırmaktır.

Sürücü sistemi tasarlamak için, AA makinelerin matematiksel olarak modellenmesi gerekir. AA makinelerin modellenmesinde birkaç farklı yol vardır. Bunlar faz değişkeni modeli, uzay fazör modeli ve senkron referans eksen takımındaki dq modelleridir. Bu modellerden, uzay fazör modeli ile dq modeli birbirine eşdeğerdir ve en çok kullanılan yöntemlerdendir. ASM'lerin analizinde, genel olarak senkron referans eksen (dq) modeli kullanılır. Motorun modeli elde edilirken, modelin rastgele (keyfi) bir hızda dönen bir eksen sisteminde yazılması tercih edilir. dq model olarak bilinen bu model yardımı ile katsayıları zamanla değişen diferansiyel denklemlerden kurtulmak mümkündür. Bu amaçla ilk olarak ASM'nin ABC referans ekseninden, $\omega_e = 0$ alınarak durağan eksen $\alpha\beta$ modeli elde edilir ve daha sonra rastgele bir ω_e hızı ile keyfi olarak dönen senkron referans eksenlerdeki dq modeli elde edilir.

ASM'nin stator $\alpha\beta$ ve dq eşdeğer devre sargıları ve ASM'nin rotor $\alpha\beta$ ve dq eşdeğer devre sargıları için şekil 2.3. ve şekil 2.4.'te verilmiştir.



Şekil 2.3. ASM stator $\alpha\beta$ ve dq eşdeğer devre sargıları

ASM'nin stator devresine ait ABC eksenindeki üç fazlı stator uzay vektör gerilim denklemi denklem (2.5)'te ve bu ifadenin matris biçiminde gösterimi ise denklem (2.6)'da verilmiştir.

$$\vec{V}_{sABC} = R_{sABC} \vec{I}_{sABC} + \frac{d\vec{\psi}_{sABC}}{dt} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sA} \\ R_{sB} \\ R_{sC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sA} \\ I_{sB} \\ I_{sC} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sA} \\ \psi_{sB} \\ \psi_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

ASM'nin stator devresine ait ABC eksenindeki üç fazlı stator uzay vektör akı denklemi denklem (2.7)'de ve bu ifadenin matris biçiminde gösterimi ise denklem (2.8)'de verilmiştir.

$$\vec{\psi}_{sABC} = L_{sABC} \vec{I}_{sABC} + L_{mABC} \vec{I}_{rABC} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{sA} \\ \psi_{sB} \\ \psi_{sC} \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} L_{sAA} & L_{sAB} & L_{sAC} \\ L_{sBA} & L_{sBB} & L_{sBC} \\ L_{sCA} & L_{sCB} & L_{sCC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sA} \\ I_{sB} \\ I_{sC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{mAA} & L_{mAB} & L_{mAC} \\ L_{mBA} & L_{mBB} & L_{mBC} \\ L_{mCA} & L_{mCB} & L_{mCC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rA} \\ I_{rB} \\ I_{rC} \end{bmatrix} \right) \quad (2.8)$$

Yukarıdaki denklemlere, önce denklem (2.1)'deki Clarke dönüşümü uygulanarak durağan eksen takımındaki ifadesi; ardından da denklem (2.3)'teki Park dönüşümü

uygulanarak durağan eksen takımından, senkron referans eksenlerdeki dinamik dq modeli elde edilir. Denklem (2.5)'e Clarke dönüşümü uygulanarak elde edilen durağan eksenlerdeki stator gerilim denklemi denklem (2.9)'da ve bu ifadenin matris biçiminde gösterimi denklem (2.10)'da verilmiştir.

$$V_{s\alpha\beta} = R_s I_{s\alpha\beta} + \frac{d\psi_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

ASM'nin stator devresine ait $\alpha\beta$ durağan eksenlerdeki akı uzay vektör denklemi denklem (2.11)'de verilmiştir. Denklem (2.11)'in matris biçiminde gösterimi ise denklem (2.12)'deki gibidir.

$$\vec{\psi}_{s\alpha\beta} = L_{s\alpha\beta} \vec{I}_{s\alpha\beta} + L_{m\alpha\beta} \vec{I}_{r\alpha\beta} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} L_{s\alpha\alpha} & L_{s\alpha\beta} \\ L_{s\beta\alpha} & L_{s\beta\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{m\alpha\alpha} & L_{m\alpha\beta} \\ L_{m\beta\alpha} & L_{m\beta\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (2.12)$$

Denklem (2.12), denklem (2.10)'da yerine konulursa durağan eksenlerde denklem (2.13) ve denklem (2.14)'teki stator gerilim uzay vektör ifadeleri elde edilir.

$$V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + L_s \frac{dI_{s\alpha}}{dt} + L_m \frac{dI_{r\alpha}}{dt} \quad (2.13)$$

$$V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + L_s \frac{dI_{s\beta}}{dt} + L_m \frac{dI_{r\beta}}{dt} \quad (2.14)$$

Denklem (2.15) - (2.17), denklem (2.9)'da yerine konularak Park dönüşümü uygulanır. Senkron referans eksenlerdeki stator gerilim gerilim uzay vektörünün denklemi denklem (2.18)'de verilmiştir.

$$V_{s\alpha\beta} = V_{sdq} e^{j\theta_e} \quad (2.15)$$

$$I_{s\alpha\beta} = I_{sdq} e^{j\theta_e} \quad (2.16)$$

$$\psi_{s\alpha\beta} = \psi_{sdq} e^{j\theta_e} \quad (2.17)$$

$$V_{sdq} e^{j\theta_e} = R_s I_{sdq} e^{j\theta_e} + \frac{d(\psi_{sdq} e^{j\theta_e})}{dt} \quad (2.18)$$

$\frac{d(\psi_{sdq} e^{j\theta_e})}{dt}$, nin türevi alınır ve denklem (2.18) ifadesi düzenlenirse denklem (2.19)

elde edilir.

$$V_{sdq} e^{j\theta_e} = R_s I_{sdq} e^{j\theta_e} + \frac{d(\psi_{sdq})}{dt} e^{j\theta_e} + j \frac{d\theta_e}{dt} \psi_{sdq} e^{j\theta_e} \quad (2.19)$$

ω_e

Denklem (2.19) $e^{j\theta_e}$ ile sadeleştirilirse denklem (2.20)'deki dq senkron referans ekseninde gerilim uzay vektör ifadesi elde edilmiş olur elde edilir.

$$V_{sdq} = R_s I_{sdq} + \frac{d\psi_{sdq}}{dt} + j\omega_e \psi_{sdq} \quad (2.20)$$

Denklem (2.20), $V_{sdq} = V_{sd} + jV_{sq}$ olarak gerçek ve sanal eksenlere ayrıştırılmış matris biçiminde denklem (2.21)'deki gibi ifade edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Denklem (2.21) daha açık bir şekilde denklem (2.22) ve denklem (2.23)'teki gibi ifade edilir.

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_e \psi_{sq} \quad (2.22)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_e \psi_{sd} \quad (2.23)$$

Denklem (2.24) - (2.25)'te verilen ilgili akı denklemleri, denklem (2.21)'de yerlerine konularak denklem (2.26) elde edilmektedir.

$$\psi_{sd} = L_d I_{sd} \quad (2.24)$$

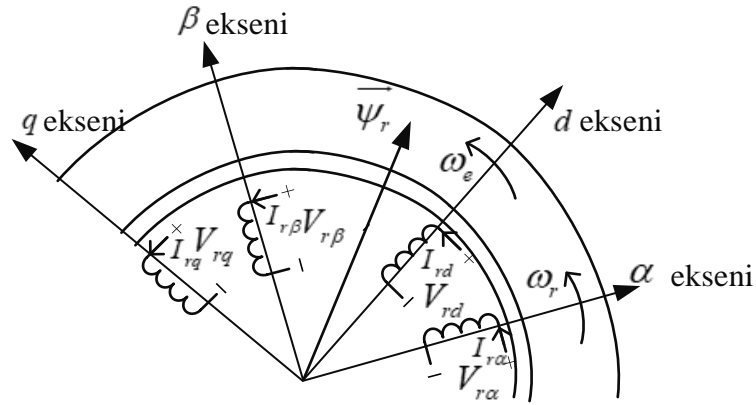
$$\psi_{sq} = L_q I_{sq} \quad (2.25)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_d I_{sd} \\ L_q I_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Denklem (2.26) daha açık bir şekilde denklem (2.27) ve denklem (2.28)'deki gibi ifade edilir.

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + L_d \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega_e L_q I_{sq} \quad (2.27)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + L_q \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_e L_d I_{sd} \quad (2.28)$$



Şekil 2.4. ASM rotor $\alpha\beta$ ve dq eşdeğer devre sargıları

ASM'nin statora indirgenmiş rotor devresine ait ABC eksenindeki üç fazlı rotor uzay vektör gerilim denklemi denklem (2.29)'da ve bu ifadenin matris biçiminde gösterimi ise denklem (2.30)'da verilmiştir.

$$\vec{V}_{rABC} = R_{rABC} \vec{I}_{rABC} + \frac{d\vec{\psi}_{rABC}}{dt} \quad (2.29)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rA} \\ V_{rB} \\ V_{rC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{rA} \\ R_{rB} \\ R_{rC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rA} \\ I_{rB} \\ I_{rC} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{rA} \\ \psi_{rB} \\ \psi_{rC} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

ASM'nin statora indirgenmiş rotor devresine ait ABC eksenindeki üç fazlı rotor uzay vektör akı denklemi denklem (2.31)'de ve bu ifadenin matris biçiminde gösterimi ise denklem (2.32)'de verilmiştir.

$$\vec{\psi}_{rABC} = L_{rABC} \vec{I}_{rABC} + L_{mABC} \vec{I}_{sABC} \quad (2.31)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{rA} \\ \psi_{rB} \\ \psi_{rC} \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} L_{rAA} & L_{rAB} & L_{rAC} \\ L_{rBA} & L_{rBB} & L_{rBC} \\ L_{rCA} & L_{rCB} & L_{rCC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rA} \\ I_{rB} \\ I_{rC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{mAA} & L_{mAB} & L_{mAC} \\ L_{mBA} & L_{mBB} & L_{mBC} \\ L_{mCA} & L_{mCB} & L_{mCC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sA} \\ I_{sB} \\ I_{sC} \end{bmatrix} \right) \quad (2.32)$$

Yukarıdaki denklemlere, önce denklem 2.1.'deki Clarke dönüşümü uygulanarak durağan eksen takımındaki ifadesi; ardından da denklem 2.3'teki Park dönüşümü uygulanarak durağan eksen takımından, dinamik dq modeli elde edilir. Denklem (2.29)'a Clarke dönüşümü uygulanarak elde edilen durağan eksenlerdeki rotor gerilim denklemi denklem (2.33)'te ve bu ifadenin matris biçiminde gösterimi denklem (2.34)'te verilmiştir.

$$V_{r\alpha\beta} = R_r I_{r\alpha\beta} + \frac{d\psi_{r\alpha\beta}}{dt} \quad (2.33)$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

ASM'nin statora indirgenmiş rotor devresine ait $\alpha\beta$ durağan eksenlerdeki akı uzay vektör denklemi denklem (2.35)'te verilmiştir. Denklem (2.35)'in matris biçiminde gösterimi ise denklem (2.36)'daki gibidir.

$$\vec{\psi}_{r\alpha\beta} = L_{r\alpha\beta} \vec{I}_{r\alpha\beta} + L_{m\alpha\beta} \vec{I}_{s\alpha\beta} \quad (2.35)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} L_{r\alpha\alpha} & L_{r\alpha\beta} \\ L_{r\beta\alpha} & L_{r\beta\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{m\alpha\alpha} & L_{m\alpha\beta} \\ L_{m\beta\alpha} & L_{m\beta\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (2.36)$$

Denklem (2.36), denklem (2.34)'teki yerine konulursa durağan eksenlerde denklem (2.37) ve denklem (2.38)'deki rotor gerilim uzay vektör ifadeleri elde edilir.

$$V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + L_r \frac{dI_{r\alpha}}{dt} + L_m \frac{dI_{s\alpha}}{dt} \quad (2.37)$$

$$V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + L_r \frac{dI_{r\beta}}{dt} + L_m \frac{dI_{s\beta}}{dt} \quad (2.38)$$

Denklem (2.39) - (2.41), denklem (2.33)'te yerine konularak Park dönüşümü uygulanır. Senkron referans eksenlerdeki rotor gerilim gerilim uzay vektörünün denklemi denklem (2.42)'de verilmiştir.

$$V_{r\alpha\beta} = V_{rdq} e^{j\theta_e - \theta_r} \quad (2.39)$$

$$I_{r\alpha\beta} = I_{rdq} e^{j\theta_e - \theta_r} \quad (2.40)$$

$$\psi_{r\alpha\beta} = \psi_{rdq} e^{j\theta_e - \theta_r} \quad (2.41)$$

$$V_{rdq} e^{j\theta_e - \theta_r} = R_r I_{rdq} e^{j\theta_e - \theta_r} + \frac{d(\psi_{rdq} e^{j\theta_e - \theta_r})}{dt} \quad (2.42)$$

$\frac{d(\psi_{rdq} e^{j\theta_e - \theta_r})}{dt}$ 'nin türevi alınır ve denklem (2.42) ifadesi düzenlenirse denklem (2.43)

elde edilir.

$$V_{rdq} e^{j\theta_e - \theta_r} = R_r I_{rdq} e^{j\theta_e - \theta_r} + \frac{d(\psi_{rdq})}{dt} e^{j\theta_e - \theta_r} + j \underbrace{\frac{d\theta_e - \theta_r}{dt}}_{\omega_e - \omega_r} \psi_{rdq} e^{j\theta_e - \theta_r} \quad (2.43)$$

Denklem (2.43) $e^{j\theta_e - \theta_r}$ ile sadeleştirilirse denklem (2.44)'teki dq senkron referans ekseninde gerilim uzay vektör ifadesi elde edilmiş olur elde edilir.

$$V_{rdq} = R_r I_{rdq} + \frac{d\psi_{rdq}}{dt} + j(\omega_e - \omega_r)\psi_{rdq} \quad (2.44)$$

Denklem (2.44), $V_{rdq} = V_{rd} + jV_{rq}$ olarak gerçek ve sanal eksenlere ayrıştırılmış matris biçiminde denklem (2.45)'deki gibi ifade edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + (\omega_e - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Denklem (2.45) daha açık bir şekilde denklem (2.46) ve denklem (2.47)'deki gibi ifade edilir.

$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_e - \omega_r)\psi_{rq} \quad (2.46)$$

$$V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_e - \omega_r)\psi_{rd} \quad (2.47)$$

Denklem (2.48) - (2.50)'de verilen ilgili akı denklemleri, denklem (2.45)'de yerlerine konularak denklem (2.51) elde edilmektedir.

$$\psi_{rd} = L_d I_{rd} \quad (2.48)$$

$$\psi_{rq} = L_q I_{rq} \quad (2.49)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m \quad (2.50)$$

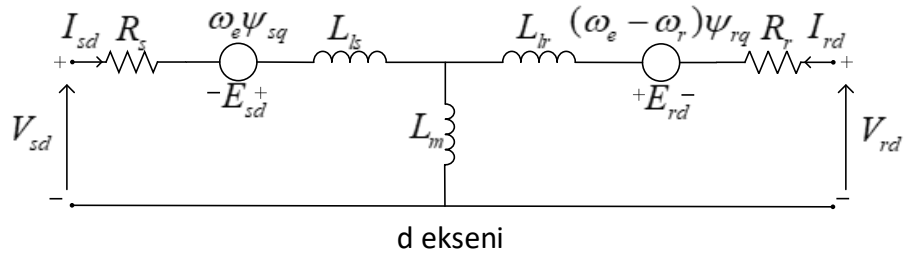
$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + (\omega_e - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_d I_{rd} \\ L_q I_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

Denklem (2.51) daha açık bir şekilde denklem (2.52) ve denklem (2.53)'teki gibi ifade edilir.

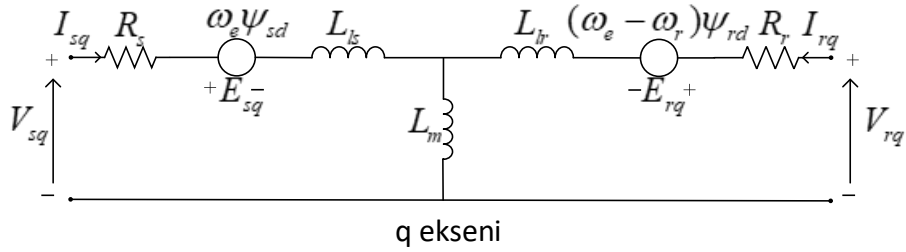
$$V_{rd} = R_r I_{rd} + L_d \frac{dI_{rd}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) L_q I_{rq} \quad (2.52)$$

$$V_{rq} = R_r I_{rq} + L_q \frac{dI_{rq}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) L_d I_{rd} \quad (2.53)$$

ASM'nin şekil 2.5.'te d ekseni eşdeğer devre modeli ve şekil 2.6.'da q ekseni eşdeğer devre modeli gösterilmiştir.



Şekil 2.5. ASM d ekseni eşdeğer devre modeli



Şekil 2.6. ASM q ekseni eşdeğer devre modeli

Elektromanyetik momentin stator akım ve akısı ile rotor akım ve akısının senkron referans eksen (dq) bileşenleri cinsinden ifadesi denklem (2.54) ve denklem (2.55)'teki gibi verilmektedir.

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{sd} I_{sq} - \psi_{sq} I_{sd}) \quad (2.54)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{rq} I_{rd} - \psi_{rd} I_{rq}) \quad (2.55)$$

ω_r rotorun açısal hızı, p kutup çifti sayısı olmak üzere rotorun açısal hızı ile elektriksel açısal hızı arasındaki bağlantı denklem (2.56) gibi yazılır.

$$\omega_r = \frac{\omega_e}{p} \quad (2.56)$$

Denklem (2.56)'da verilen ilişki dikkate alınarak ASM'nin mekanik denklemi denklem (2.57)'deki gibi ifade edilmektedir (Bose, 2002; Casadei ve diğ, 2002; Giri, 2013; Mohan, 2014).

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L - B\omega_r \quad (2.57)$$

Denklem (2.57)'de verilen J eylemsizlik momentine (kgm^2), B sürtünme momentine neden olan sürtünme katsayısına (Nms) ve T_L ise yük momentine karşılık gelir.

2.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Makineler (SMSM)

Son yıllarda sabit mıknatıs teknolojisindeki gelişmeler robotik, elektrikli ve hibrit araçlar ve havacılık sistemleri gibi pek çok alanda sabit mıknatıslı senkron motoru giderek yaygın hale getirmiştir (Meng ve Yang, 2017). SMSM işlevsel ve yapısal bazı üstünlüklere sahiptir. SMSM'nin yüksek güç yoğunluğu, yüksek verimi, yüksek moment/eylemsizlik oranı endüstriyel sürücü uygulamalarında SMSM'nin ASM'nin yerini almasına yol açmaktadır (Gupta ve Gupta, 2012).

ASM'nin aksine, SMSM rotor döner manyetik alanıyla aynı hızda döndüğü için sabit durumda senkron motorda indüklenen rotor akımı yoktur. Stator döner alanı ile sabit mıknatıslar veya rotor akımı tarafından üretilen rotor alanı arasındaki etkileşime bağlı olarak bir motor momenti üretilmektedir (Giri, 2013).

SMSM'nin duran statoruna ASM'deki gibi çok fazlı AA sargısı yerleştirilmiş, dönen rotoruna ise kutuplar yerleştirilmiştir. Rotor kutuplarında bulunan mıknatıslar rotor

yüzeyine yerleştirilmiş veya rotor içine gömülmüş olarak tasarlanmaktadır. Bunlar YSMSM ve ISMSM olarak iki sınıfa ayrılmışlardır.

ISMSM, elektrikli araç sürücü ve çekiş sistemleri gibi verimlilik, yüksek hız değişimi, yüksek hassasiyet ve yüksek moment yoğunluğu gerektiren uygulamalara verimli bir çözüm olmaktadır. Her ne kadar bu makine hacim başına yüksek moment ve geniş hız aralığında sabit güç üretmek üzere tasarlanmış olsa da tüm bu üstünlüklerin elde edilmesi, makinenin davranışını etkileyen denetim sistemine bağlıdır.

Mıknatıslar, rotorda açılan oyuklara yerleştirilir ve hava yerine manyetik malzemelerle çevrilidir. Endüktans, ISMSM'lerde akı yollarına bağlı olarak farklılaşır. Bu nedenle, d eksen endüktansı, q eksenininkinden küçüktür. $L_d < L_q$ olarak ifade edilebilir.

Mıknatıslar, rotor içine yerleştirildiğinden dolayı, ISMSM merkezkaç kuvvetlerine karşı iyi bir dirence sahiptir. Bu nedenle yüksek hızlı uygulamalar için uygundur. Bu motorların verimlilik değerleri diğer sabit mıknatıslı motorlardan daha yüksektir. En büyük sakıncalarından biri yüksek maliyetleridir. Mıknatısların rotora yerleştirilmesi ince işçilik gerektiren yüksek teknoloji ürünü bir işlemdir. Bu motorların pahalı olmasının en önemli nedeni nasir elementlerden yapılan mıknatıslara sahip olmasıdır.

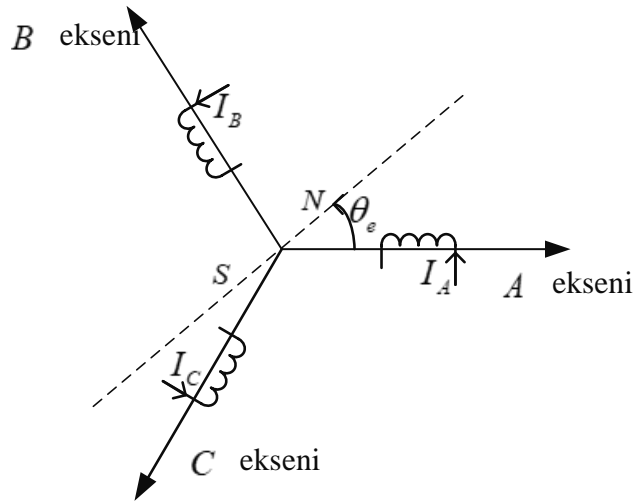
YSMSM'nin rotor yapısından dolayı d ve q eksenlerindeki endüktanslar arasındaki fark yok denecek kadar azdır. Tekdüze bir boşluk yüksekliğine sahiptir ve endüktans, sabit mıknatısın varlığından veya sabit mıknatısın mıknatıslanmasından bağımsızdır. Bu sebeple $L_d = L_q = L$ olarak ifade edilebilir.

YSMSM'nin en büyük sakıncalarından biri, mıknatısların merkezkaç kuvvetlerine karşı düşük dayanıklılığıdır. Bu nedenle mıknatısların ayrılmasını önlemek için bu motorlar düşük hızlı uygulamalarda tercih edilir (Nam, 2017; Özçira ve Bekiroglu, 2011).

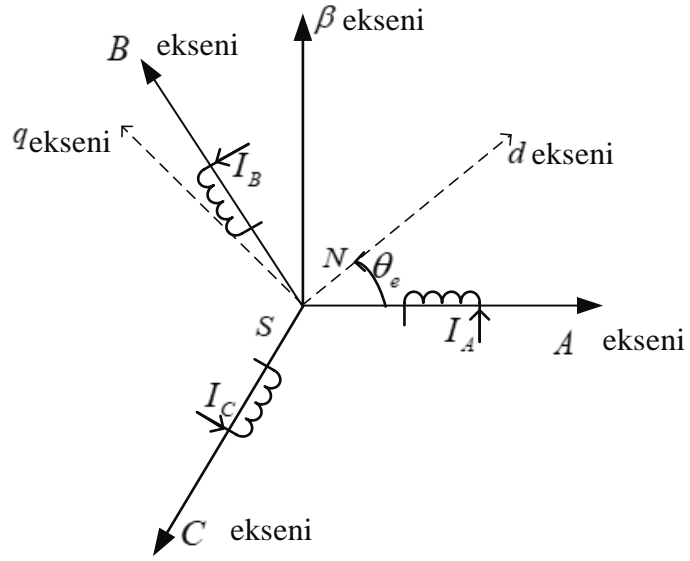
2.2.1. SMSM'nin senkron referans eksenlerde matematik modeli

ISMSM ve YSMSM için endüktans oluşumları farklılaştığı için makinelerin ayrı ayrı matematiksel denklemlerinin modellenmesi gerekir. Sistemin MATLAB/Simulink tasarımları yapılırken bu matematik modellerinden yararlanılmaktadır. Makinenin davranışını geçici ve kararlı rejimde temsil eden matematiksel model, hesaplama kolaylığı açısından durağan referans eksenlerdeki bileşenleri kullanılarak tanımlanmıştır.

Gerçek zamanlı çalışan bir SMSM sürücü sisteminde motora uygulanan üç fazlı gerilimler veya akımlar, bu gerilimlerin frekansı ve yük momentini sürekli değişmektedir. Bu değişimlerin motor ve sürücü sistemi üzerindeki etkilerini değerlendirebilmek için, bir dinamik matematiksel modele ihtiyaç duyulur. Bu amaçla ISMSM ve YSMSM'nin dinamik matematiksel modelleri çıkartılır. Dinamik model SMSM'nin senkron hızda dönen rotor referanslı d ve q eksenlerindeki eşdeğeri kullanılarak türetilir ve senkron referans (dq) model olarak adlandırılır. Modelleme yapılırken referans alınan SMSM'nin ABC eksenindeki üç fazlı sistem bileşenleri ve iki fazlı sabit ve dönen eksenler şekil 2.7.'da ve şekil 2.8.'da verilmektedir.



Şekil 2.7. SMSM ABC eksenindeki üç fazlı sistem bileşenleri



Şekil 2.8. SMSM ABC eksenindeki üç fazlı sistem bileşenleri ve iki fazlı sabit ve dönen eksenler

2.2.1.1. ISMSM'nin senkron referans eksenlerde matematik modeli

ISMSM'nin üç fazlı stator faz gerilimlerinin denklemi denklem (2.58)'deki gibidir.

$$\vec{V}_{ABC} = R_{ABC} \vec{I}_{ABC} + \frac{d\vec{\psi}_{ABC}}{dt} \quad (2.58)$$

Denklem (2.58)'in matris biçiminde gösterimi denklem (2.59)'daki gibidir.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_A \\ R_B \\ R_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

ISMSM'nin stator devresine ait ABC eksenindeki üç fazlı stator uzay vektör akı denklemi denklem (2.60)'ta ve bu ifadenin matris biçiminde gösterimi ise denklem (2.61)'de verilmiştir.

$$\vec{\psi}_{ABC} = L_{ABC} \vec{I}_{ABC} + \vec{\psi}_{mABC} \quad (2.60)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{sA} \\ \psi_{sB} \\ \psi_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sAA} & L_{sAB} & L_{sAC} \\ L_{sBA} & L_{sBB} & L_{sBC} \\ L_{sCA} & L_{sCB} & L_{sCC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sA} \\ I_{sB} \\ I_{sC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{mA} \\ \psi_{mB} \\ \psi_{mC} \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

Denklem (2.61)'in son terimi daha açık bir şekilde denklem (2.62)'deki gibi gösterilir.

$$\begin{bmatrix} \psi_{mA} \\ \psi_{mB} \\ \psi_{mC} \end{bmatrix} = \psi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad \omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad \omega_e = p\omega \quad \theta_e = p\theta \quad (2.63)$$

Denklem (2.62) - (2.63) kullanılarak denklem (2.59) daha açık bir şekilde denklem (2.64) gibi gösterilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_A & 0 & 0 \\ 0 & R_B & 0 \\ 0 & 0 & R_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \psi_m \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

Yukarıdaki denklemlere, önce denklem (2.1)'deki Clarke dönüşümü uygulanarak durağan eksen takımındaki ifadesi; ardından da denklem (2.3)'teki Park dönüşümü uygulanarak durağan eksen takımından, dinamik dq modeli elde edilir. Denklem (2.58)'e Clarke dönüşümü uygulanarak elde edilen durağan eksenlerdeki stator gerilim denklemleri denklem (2.65)'te ve bu ifadenin matris biçiminde gösterimi denklem (2.66)'da verilmiştir.

$$V_{s\alpha\beta} = R_s I_{s\alpha\beta} + \frac{d\psi_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (2.65)$$

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

Denklem (2.67) - (2.69), denklem (2.65)'te yerine konularak Park dönüşümü uygulanır. Senkron referans eksenlerdeki stator gerilim gerilim uzay vektörünün denklemi denklem (2.70)'te verilmiştir.

$$V_{s\alpha\beta} = V_{sdq} e^{j\theta_e} \quad (2.67)$$

$$I_{s\alpha\beta} = I_{sdq} e^{j\theta_e} \quad (2.68)$$

$$\psi_{s\alpha\beta} = \psi_{sdq} e^{j\theta_e} \quad (2.69)$$

$$V_{sdq} e^{j\theta_e} = R_s I_{sdq} e^{j\theta_e} + \frac{d(\psi_{sdq} e^{j\theta_e})}{dt} \quad (2.70)$$

$\frac{d(\psi_{sdq} e^{j\theta_e})}{dt}$, nin türevi alınır ve denklem (2.70) ifadesi düzenlenirse denklem (2.71) elde edilir.

$$V_{sdq} e^{j\theta_e} = R_s I_{sdq} e^{j\theta_e} + \frac{d(\psi_{sdq})}{dt} e^{j\theta_e} + j \frac{d\theta_e}{dt} \psi_{sdq} e^{j\theta_e} \quad (2.71)$$

ω_e

Denklem (2.71) $e^{j\theta_e}$ ile sadeleştirilirse denklem (2.72)'deki dq senkron referans ekseninde gerilim uzay vektör ifadesi elde edilmiş olur elde edilir.

$$V_{sdq} = R_s I_{sdq} + \frac{d\psi_{sdq}}{dt} + j\omega_e \psi_{sdq} \quad (2.72)$$

Denklem (2.72), $V_{sdq} = V_{sd} + jV_{sq}$ olarak gerçek ve sanal eksenlere ayrıştırılmış matris biçiminde denklem (2.73)'teki gibi ifade edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

Denklem (2.74) - (2.75)'te verilen ilgili akı denklemleri, denklem (2.73)'te yerlerine konularak denklem (2.76) elde edilmektedir.

$$\psi_{sd} = L_d I_{sd} + \psi_m \quad (2.74)$$

$$\psi_{sq} = L_q I_{sq} \quad (2.75)$$

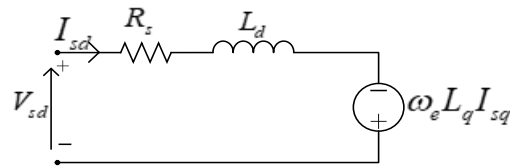
$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_d I_{sd} + \psi_m \\ L_q I_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

Denklem (2.76) daha açık bir şekilde denklem (2.77) ve denklem (2.78)'deki gibi ifade edilir.

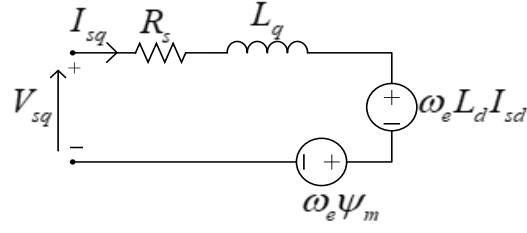
$$V_{sd} = R_s I_{sd} + L_d \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega_e L_q I_{sq} \quad (2.77)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + L_q \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_e (L_d I_{sd} + \psi_m) \quad (2.78)$$

ISMSM'nin Şekil 2.9.'da d eksenini eşdeğer devre modeli ve şekil 2.10.'da q eksenini eşdeğer devre modeli gösterilmiştir.



Şekil 2.9. ISMSM stator d eksenini eşdeğer devre modeli



Şekil 2.10. ISMSM stator q ekseni eşdeğer devre modeli

T_e motorun ürettiği elektromanyetik moment olmak üzere denklem (2.79)'da ISMSM'nin elektromanyetik moment denklemi ve denklem (2.81)'de ise mekanik denklemi verilmiştir.

$$T_e = \frac{3p}{2} \left[\psi_m I_{sq} + (L_d - L_q) I_{sq} I_{sd} \right] \quad (2.79)$$

Denklem (2.79)'da verilen ω_r , rotorun açısal hızıdır. p kutup çifti sayısı olmak üzere rotorun açısal hızı ile elektriksel açısal hızı arasındaki bağlantı denklem (2.80) gibi yazılır.

$$\omega_r = \frac{\omega_e}{p} \quad (2.80)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L - B\omega_r \quad (2.81)$$

2.2.1.2. YSMSM'nin senkron referans eksenlerde matematik modeli

YSMSM'nin üç fazlı stator faz gerilimlerinin denklemi denklem (2.82)'deki gibidir.

$$\vec{V}_{ABC} = R_{ABC} \vec{I}_{ABC} + \frac{d\vec{\psi}_{ABC}}{dt} \quad (2.82)$$

Denklem (2.82)'nin matris biçiminde gösterimi denklem (2.83)'teki gibidir.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_A \\ R_B \\ R_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

YSMSM'nin stator devresine ait ABC eksenindeki üç fazlı stator uzay vektör akı denklemini denklem (2.84)'te ve bu ifadenin matris biçiminde gösterimi ise denklem (2.85)'te verilmiştir.

$$\vec{\psi}_{ABC} = L_{ABC} \vec{I}_{ABC} + \vec{\psi}_{mABC} \quad (2.84)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{sA} \\ \psi_{sB} \\ \psi_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sAA} & L_{sAB} & L_{sAC} \\ L_{sBA} & L_{sBB} & L_{sBC} \\ L_{sCA} & L_{sCB} & L_{sCC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sA} \\ I_{sB} \\ I_{sC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{mA} \\ \psi_{mB} \\ \psi_{mC} \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

Denklem (2.85)'in son terimi daha açık bir şekilde denklem (2.86)'daki gibi gösterilir.

$$\begin{bmatrix} \psi_{mA} \\ \psi_{mB} \\ \psi_{mC} \end{bmatrix} = \psi_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.86)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad \omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad \omega_e = p\omega \quad \theta_e = p\theta \quad (2.87)$$

Denklem (2.86) - (2.87) kullanılarak denklem (2.83) daha açık bir şekilde denklem (2.88) gibi gösterilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_A & 0 & 0 \\ 0 & R_B & 0 \\ 0 & 0 & R_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \psi_m \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

Yukarıdaki denklemlere, önce denklem (2.1)'deki Clarke dönüşümü uygulanarak durağan eksen takımındaki ifadesi; ardından da denklem (2.3)'teki Park dönüşümü uygulanarak durağan eksen takımından, dinamik dq modeli elde edilir. Denklem (2.82)'ye Clarke dönüşümü uygulanarak elde edilen durağan eksenlerdeki stator gerilim denklemini denklem (2.89)'da ve bu ifadenin matris biçiminde gösterimi denklem (2.90)'da verilmiştir.

$$V_{s\alpha\beta} = R_s I_{s\alpha\beta} + \frac{d\psi_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (2.89)$$

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.90)$$

Denklem (2.91) - (2.93), denklem (2.89)'da yerine konularak Park dönüşümü uygulanır. Senkron referans eksenlerdeki stator gerilim gerilim uzay vektörünün denklemini denklem (2.94)'te verilmiştir.

$$V_{s\alpha\beta} = V_{sdq} e^{j\theta_e} \quad (2.91)$$

$$I_{s\alpha\beta} = I_{sdq} e^{j\theta_e} \quad (2.92)$$

$$\psi_{s\alpha\beta} = \psi_{sdq} e^{j\theta_e} \quad (2.93)$$

$$V_{sdq} e^{j\theta_e} = R_s I_{sdq} e^{j\theta_e} + \frac{d(\psi_{sdq} e^{j\theta_e})}{dt} \quad (2.94)$$

$$\frac{d(\psi_{sdq} e^{j\theta_e})}{dt}, \text{nin türevi alınır ve denklem (2.94) ifadesi düzenlenirse denklem (2.95)}$$

elde edilir.

$$V_{sdq} e^{j\theta_e} = R_s I_{sdq} e^{j\theta_e} + \frac{d(\psi_{sdq})}{dt} e^{j\theta_e} + j \frac{d\theta_e}{dt} \psi_{sdq} e^{j\theta_e} \quad (2.95)$$

ω_e

Denklem (2.95) $e^{j\theta_e}$ ile sadeleştirilirse denklem (2.96)'daki dq senkron referans ekseninde gerilim uzay vektör ifadesi elde edilmiş olur elde edilir.

$$V_{sdq} = R_s I_{sdq} + \frac{d\psi_{sdq}}{dt} + j\omega_e \psi_{sdq} \quad (2.96)$$

Denklem (2.96), $V_{sdq} = V_{sd} + jV_{sq}$ olarak gerçek ve sanal eksenlere ayrıştırılmış matris biçiminde denklem (2.97)'deki gibi ifade edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.97)$$

YSMSM'de $L_d = L_q = L$ olduğundan dolayı denklemler buna göre düzenlenmiştir. Denklem (2.98) - (2.99)'da verilen ilgili akı denklemleri, denklem (2.97)'de yerlerine konularak denklem (2.100) elde edilmektedir.

$$\psi_{sd} = LI_{sd} + \psi_m \quad (2.98)$$

$$\psi_{sq} = LI_{sq} \quad (2.99)$$

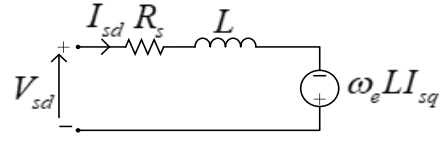
$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} LI_{sd} + \psi_m \\ LI_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.100)$$

Denklem (2.100) daha açık bir şekilde denklem (2.101) ve denklem (2.102)'deki gibi ifade edilir.

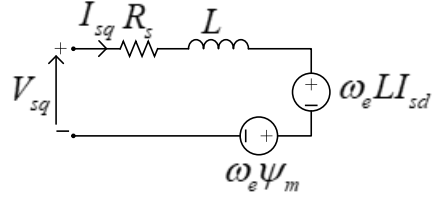
$$V_{sd} = R_s I_{sd} + L \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega_e LI_{sq} \quad (2.101)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + L \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_e (LI_{sd} + \psi_m) \quad (2.102)$$

YSMSM'nin şekil 2.11.'de d eksenini eşdeğer devre modeli ve şekil 2.12.'de q eksenini eşdeğer devre modeli gösterilmiştir.



Şekil 2.11. YSMSM stator d eksenine eşdeğer devre modeli



Şekil 2.12. YSMSM stator q eksenine eşdeğer devre modeli

T_e motorun ürettiği elektromanyetik moment olmak üzere denklem (2.103)'te YSMSM'nin elektriksel moment denklemi ve denklem (2.105)'te ise mekanik denklemi verilmiştir (Bose, 2002).

$$T_e = \frac{3p}{2} (\psi_m I_{sq}) \quad (2.103)$$

Denklem (2.105)'te verilen ω_r , rotorun açısal hızıdır. p kutup çifti sayısı olmak üzere rotorun açısal hızı ile elektriksel açısal hızı arasındaki bağlantı denklem (2.104) gibi yazılır.

$$\omega_r = \frac{\omega_e}{p} \quad (2.104)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L - B\omega_r \quad (2.105)$$

2.3. Senkron Relüktans Motor (SynRM)

SynRM; simetrik üç fazlı sinüzoidal olarak dağıtılmış stator sargılarının dengeli AA ile uyarıldığı ve relüktans rotorunun bulunduğu bir motordur. Üç fazlı stator sargıları, stator oluklarına yerleştirilmiştir. SynRM'nin stator sargılarının sarımına göre bakır kaybının

azalması ve üretim maliyetinin düşmesi sağlanabilir. Relüktans rotoru çelik katmanlardan yapılmaktadır ve herhangi bir sargıya veya mıknatısa sahip değildir (Nam, 2017).

Yapısal olarak sağlam ve basit olması, düşük maliyetli üretimi, birim hacim başına yüksek momente sahip olması, rotor sargılarının bulunmamasından kaynaklanan basit denetim şemaları ve düşük kayıplar bu motoru çok sayıda endüstriyel ve otomotiv uygulaması için çekici hale getirmektedir. Pompalar ve yüksek verimli fanlar SynRM'ye örnek olarak verilebilir.

Diğer AA makinelerle kıyaslandığında bazı üstünlüklere sahiptir. ASM'deki gibi kayma hesabı gerektirmez ve herhangi bir rotor bakır kaybına sahip değildir. Sonuç olarak, parametre duyarlılığı sorunu yoktur. Ayrıca, SMSM'deki gibi herhangi bir manyetik malzeme gerektirmez. Ayrıca SynRM, anahtarlamalı relüktans motora (ARM) kıyasla daha küçük bir moment ripple değerine sahiptir. SynRM, orta performanslı tahrik uygulamalarında ASM ve ARM'ye alternatif olarak kullanılmaktadır (Liu, 2012). Ancak, moment ripplelerinden kaynaklanan SynRM'nin titreşimi ve gürültüsü diğer AA makinelere göre daha fazladır. Bununla birlikte SynRM'nin moment yoğunluğu, güç faktörü ve verimi; yalnızca L_{sd}/L_{sq} yüksek olduğunda yüksektir (Park ve diğ, 2006).

ARM'lerden farklı olarak, SynRM sinüzoidal akım ile tahrik edilir. Üç fazlı stator akımları dengeli üç fazlı akımları taşır ve böylece dönen bir manyetik akı üretilir. Rotor, manyetik akıyla senkronize olarak döndüğünde; yük momenti üretilir. Yük momentinin üretilmesiyle rotor, dönen manyetik akıya göre geri kalmaya başlar. Böylece relüktansı en aza indirmek için elektromanyetik moment üretilmektedir. Bu moment, rotor üzerindeki yük momentine eşit ve zıt olduğunda, rotor tekrar senkron hızda dönmektedir (Liu, 2012).

YSMSM ve ISMSM, uyartım için reaktif güce ihtiyaç duymaz. ASM ve SynRM uyartım için yüksek reaktif güç çeker. YSMSM, ISMSM ve ASM rotor ve stator manyetik alanlarının etkisinden moment üretirken, SynRM sadece relüktans momenti üretir. Bu yüzden SynRM'nin yüksek güçlerde tasarımı zordur. SynRM, ASM'nin bir rakibidir.

Düşük güçlerde ASM'den üstündür, fakat yüksek güçlerde bu üstünlüğünü kaybeder (Liu, 2012; Vas, 1998).

2.3.1. SynRM'nin senkron referans eksenlerde matematik modeli

SynRM'nin üç fazlı stator faz gerilimlerinin denklemi denklem (2.106)'daki gibidir.

$$\vec{V}_{ABC} = R_{ABC} \vec{I}_{ABC} + \frac{d\vec{\psi}_{ABC}}{dt} \quad (2.106)$$

Denklem (2.106)'nın matris biçiminde gösterimi denklem (2.107)'deki gibidir.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_A \\ R_B \\ R_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \quad (2.107)$$

SynRM'nin stator devresine ait ABC eksenindeki üç fazlı stator uzay vektör akı denklemi denklem (2.108)'de ve bu ifadenin matris biçiminde gösterimi ise denklem (2.109)'da verilmiştir.

$$\vec{\psi}_{ABC} = L_{ABC} \vec{I}_{ABC} \quad (2.108)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{sA} \\ \psi_{sB} \\ \psi_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sAA} & L_{sAB} & L_{sAC} \\ L_{sBA} & L_{sBB} & L_{sBC} \\ L_{sCA} & L_{sCB} & L_{sCC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sA} \\ I_{sB} \\ I_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.109)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad \omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad \omega_e = p\omega \quad \theta_e = p\theta \quad (2.110)$$

Denklem (2.108) - (2.110) kullanılarak denklem (2.107) daha açık bir şekilde denklem (2.111) gibi gösterilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_A & 0 & 0 \\ 0 & R_B & 0 \\ 0 & 0 & R_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \right) \quad (2.111)$$

Yukarıdaki denklemlere, önce denklem (2.1)'deki Clarke dönüşümü uygulanarak durağan eksen takımındaki ifadesi; ardından da denklem (2.3)'teki Park dönüşümü uygulanarak durağan eksen takımından, dinamik dq modeli elde edilir. Denklem (2.106)'ya Clarke dönüşümü uygulanarak elde edilen durağan eksenlerdeki stator gerilim denklemi denklem (2.112)'de ve bu ifadenin matris biçiminde gösterimi denklem (2.113)'te verilmiştir.

$$V_{s\alpha\beta} = R_s I_{s\alpha\beta} + \frac{d\psi_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (2.112)$$

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.113)$$

Denklem (2.114) - (2.116), denklem (2.112)'de yerine konularak Park dönüşümü uygulanır. Senkron referans eksenlerdeki stator gerilim gerilim uzay vektörünün denklemi denklem (2.117)'de verilmiştir.

$$V_{s\alpha\beta} = V_{sdq} e^{j\theta_e} \quad (2.114)$$

$$I_{s\alpha\beta} = I_{sdq} e^{j\theta_e} \quad (2.115)$$

$$\psi_{s\alpha\beta} = \psi_{sdq} e^{j\theta_e} \quad (2.116)$$

$$V_{sdq} e^{j\theta_e} = R_s I_{sdq} e^{j\theta_e} + \frac{d(\psi_{sdq} e^{j\theta_e})}{dt} \quad (2.117)$$

$\frac{d(\psi_{sdq} e^{j\theta_e})}{dt}$, nin türevi alınır ve denklem (2.117) ifadesi düzenlenirse denklem (2.118) elde edilir.

$$V_{sdq} e^{j\theta_e} = R_s I_{sdq} e^{j\theta_e} + \frac{d(\psi_{sdq})}{dt} e^{j\theta_e} + j \frac{d\theta_e}{dt} \psi_{sdq} e^{j\theta_e} \quad (2.118)$$

Denklem (2.118) $e^{j\theta_e}$ ile sadeleştirilirse denklem (2.119)'daki dq senkron referans ekseninde gerilim uzay vektör ifadesi elde edilmiş olur elde edilir.

$$V_{sdq} = R_s I_{sdq} + \frac{d\psi_{sdq}}{dt} + j\omega_e \psi_{sdq} \quad (2.119)$$

Denklem (2.119), $V_{sdq} = V_{sd} + jV_{sq}$ olarak gerçek ve sanal eksenlere ayrıştırılmış matris biçiminde Denklem (2.120)'deki gibi ifade edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.120)$$

SynRM'de sabit mıknatıs olmadığından dolayı matematik modeller oluşturulurken $\psi_m \cong 0$ olarak alınmıştır. Denklem (2.121) – (2.122), denklem (2.120)'deki yerine konulduğunda denklem (2.123) elde edilir.

$$\psi_{sd} = L_d I_{sd} \quad (2.121)$$

$$\psi_{sq} = L_q I_{sq} \quad (2.122)$$

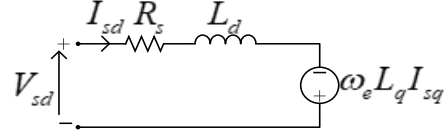
$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_d I_{sd} \\ L_q I_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.123)$$

Denklem (2.123) daha açık bir şekilde denklem (2.124) ve denklem (2.125)'teki gibi ifade edilir.

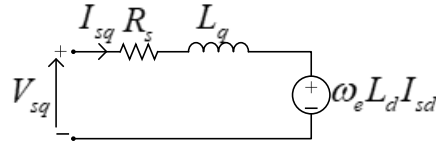
$$V_{sd} = R_s I_{sd} + L_d \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega_e L_q I_{sq} \quad (2.124)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + L_q \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_e L_d I_{sd} \quad (2.125)$$

SynRM'nin şekil 2.13.'te d eksenine eşdeğer devre modeli ve şekil 2.14.'te q eksenine eşdeğer devre modeli gösterilmiştir.



Şekil 2.13. SynRM stator d eksenine eşdeğer devre modeli



Şekil 2.14. SynRM stator q eksenine eşdeğer devre modeli

T_e motorun ürettiği elektromanyetik moment olmak üzere denklem (2.126)'da SynRM'nin elektromanyetik moment denklemi ve denklem (2.127)'de ise mekanik denklemi verilmiştir (Bose, 2002; Liu, 2012).

$$T_e = \frac{3p}{2} [(L_d - L_q) I_{sq} I_{sd}] \quad (2.126)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L - B\omega_r \quad (2.127)$$

BÖLÜM 3. DOĞRUDAN MOMENT DENETİMİ

1970'lerin başında AYD'nin tanıtılmasının ardından, 1980'lerin sonunda yüksek performanslı sürücüler için Histerezis tabanlı DMD ileri sürülmüştür. 1990'ların ortasında histerezis DMD tabanlı ASM sürücüsü, ABB tarafından ticari olarak üretilmeye başlanmıştır (Plunkett, 1977; Takahashi ve Noguchi, 1986; Tiitinen ve Surandra, 1996).

Her denetim yönteminde olduğu gibi histerezis anahtarlama tabanlı DMD de üstünlüklere ve sakıncalara sahiptir. Sistemi daha sağlam ve kolay uygulanabilir hale getirmesi ve parametre değişimlerine karşı oldukça dayanıklı olması yöntemin bir üstünlüğüdür. İyi bir dinamik moment cevabına sahiptir. Düşük hızlarda akı ve momenti, sektörün değişmesi sırasında akı ve moment bozulmasını, değişken evirici anahtarlama frekansını, histerezis denetmcilerinin yüksek örnekleme frekansını ve yüksek moment ripplelarını denetlemek zordur. Moment rippleları, sensörsüz motor sürücülerinde hatalara sebep olan gürültü ve titreşim üretir. Buna bağlı olarak akım rippleları, elektromanyetik girişim (EMG) oluşturur. DMD'deki yüksek akı ve moment ripplelarının nedeni, sınırlı sayıdaki mevcut gerilim vektörleriyle birlikte histerezis karşılaştırıcılarının varlığıdır. Histerezis anahtarlama tabanlı DMD'de daha fazla sayıda gerilim vektörü kullanılırsa, daha uygun motor denetimi elde edilebilir. Eviricideki en uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesiyle stator akısını ve elektromanyetik momenti doğrudan denetlemek mümkündür. En uygun gerilim vektörünün seçilmesinin amacı; akı ve moment hatalarının ilgili akı ve moment histerezis bantları içinde sınırlandırılması, hızlı moment cevabının elde edilmesi ve evirici anahtarlama frekansının mümkün olan en düşük seviyede tutulmasıdır. Bu histerezis DMD'nin amacıdır. Fakat bu yaklaşım düşük veya orta güç uygulamaları için güç ve denetim devresinin karmaşıklığı nedeniyle yeterli gelmemektedir (Habetler ve Divan, 1991).

Bir diğ er yöntem olan UVDGA-DMD'nin amacı ise, eviriciyi sabit anahtarlama frekansıyla sürmek için bir referans stator gerilim vektörü belirlemektir. Böylece evirici her örnekleme zamanında üretilen herhangi bir yön ve büyüklükte gerilim vektörü ile UVDGA yöntemi uygulanarak anahtarlancaktır. Bu, stator akısındaki değişikliklerin herhangi bir yön ve büyüklükte olacağı ve dolayısıyla momentteki değişikliklerin daha yumuşak olacağı anlamına gelir (Manuel ve Francis, 2013).

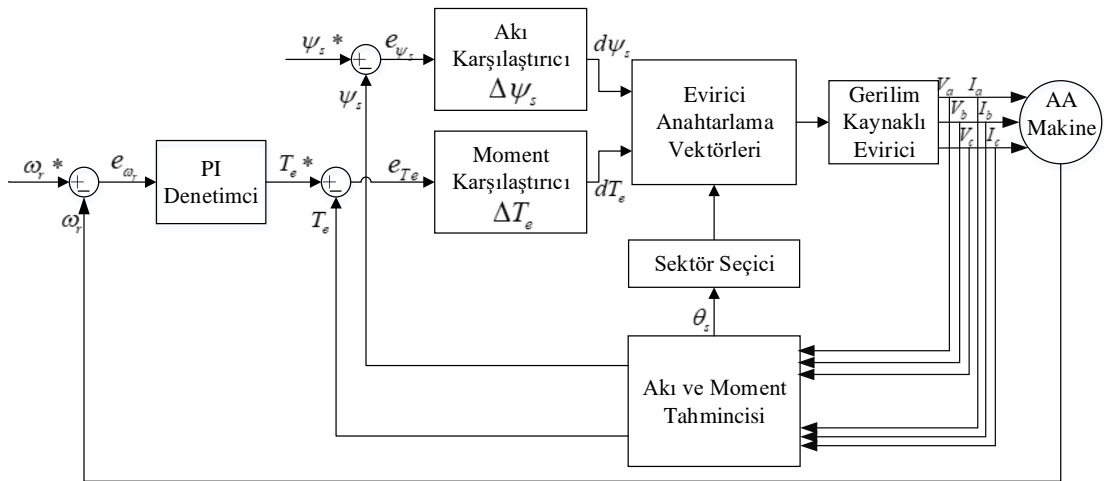
Histerezis DMD uygulanırken, üç fazlı iki seviyeli evirici çıkışındaki gerilim ve akım değerleri ölçülmektedir. Bu ölçüm sonuçları akı ve moment tahmincisinden geçirilerek stator akısı ve elektromanyetik moment değerleri tahmin edilmektedir. Bu değerler, temel denetim değişkenleri olarak kullanılmaktadır. AA makinenin stator akı ve elektromanyetik moment çıkışları istenen referans değerler ile karşılaştırılmaktadır. Histerezis denetim için iki seviyeli akı ve üç seviyeli moment karşılaştırıcısı kullanılmakta ve karşılaştırıcı çıkışlarına bağlı olarak evirici anahtarlama için gerekli sinyaller oluşturulmaktadır. UVDGA-DMD uygulanırken ise PI denetimciler kullanılmaktadır. Tahmincinin akı ve moment çıkışları yine istenen referans değerler ile karşılaştırılmaktadır. Elde edilen hata değerleri PI denetimcilerle en az hale getirilmektedir. Akı hatasından, d eksenindeki gerilim uzay vektörü; moment hatasından ise q eksenindeki uzay vektörü elde edilerek referans gerilim değeri hesaplanmaktadır. Anahtarlama zamanı ve sırası belirlenerek evirici anahtarlama gerçekleştirilmektedir (Kang ve Sul, 2001).

Bu bölümde DMD tanımı ve prensipleri, DMD yöntemlerinden histerezis anahtarlama tabanlı DMD ve UVDGA-DMD ayrıntılı olarak açıklanmıştır. AA makineleri için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'de akı ve moment tahmin denklemleri verilmiş, akı ve moment karşılaştırıcılarının ve bant aralığı seçiminin önemi açıklanmış, sektör belirleme ve karşılaştırıcı çıkışlarının anahtarlama seçim tablosundaki etkisi üzerinde durulmuştur. Moment ripplelarını en aza indirmek için bir diğ er çözüm olan UVDGA-DMD için UVDGA yöntemine dayalı DMD ile denetlenen AA motor tahrik sisteminin teorisi ve tasarımı açıklanmıştır.

3.1. Histerezis Tabanlı Doğrudan Moment Denetimi

Histerezis tabanlı DMD yapısı; özel bir bant aralığına sahip iki karşılaştırıcı, evirici anahtarlama seçim tablosu, üç fazlı iki seviyeli GKE ve akı ve moment tahmincisinden oluşmaktadır. Bu yapı şekil 3.1.'de görülmektedir.

Histerezis anahtarlama tabanlı DMD'de; elektromanyetik moment ve akı, en uygun evirici anahtarlama seçimine bağlı olarak birbirinden bağımsız denetlenmektedir. Bu sebeple yüksek başarıma sahiptir ve doğrudan denetlemeye sahip olduğundan dolayı hızlı cevap verebilmektedir. Sektör belirlemedeki etkisinden dolayı stator akı vektörünün açısı θ_s 'in doğruluğu, başarıyı doğrudan etkilemektedir. Akı ve moment denetimi için histerezis bantlarının değerleri, histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin performansında kilit bir rol oynar. Çok büyük değerler kullanılıyorsa, düşük anahtarlama frekansı ile sonuçlanırken düşük performans olacaktır. Bunun yerine, eğer çok küçük değerler kullanılırsa, performans önemli ölçüde artar. Buda anahtarlama frekansının artmasına sebep olur ve yarı iletken cihazların getirdiği sınır aşılabılır. Elektromanyetik moment ve akı hatalarını, histerezis bant aralığında sınırlandırmak için en uygun evirici anahtarlama seçimi yapılmalıdır (Rodriguez ve diğ, 2004).



Şekil 3.1. AA makine için kullanılan histerezis anahtarlama tabanlı DMD yapısı

Makine girişlerindeki stator akım ve gerilim değerlerinin ölçümü ile stator akısının $\alpha\beta$ bileşenleri ve motor moment değerleri tahmini olarak hesaplanır. Bu değerler, referans

değerler ile karşılaştırılır. Tahmini değerler ve referans değerler arasındaki hatalar, karşılaştırıcılara verilir. Histerezis anahtarlama tabanlı DMD’de moment ve akı karşılaştırıcıları, akı veya moment hatalarının önceden tanımlanmış aralıkların dışına düşüp düşmediğine bağlı olarak akı ve / veya moment artışının veya azalmasının gerekli olup olmadığını belirleyen iki seviyeli ve üç seviyeli histerezis denetimleridir. Histerezis DMD’de akım denetimsi kullanılmamaktadır. Anahtarlama vektörünün seçimi, geçici durumlarda üretilen hataların genliği ve uygulanan stator faz gerilim seviyesinin denetimine gerek olmaksızın bu iki karşılaştırıcının çıkışına bağlıdır. Histerezis denetimci çıkışlarından elde edilen değerler ve sektör bilgisi ile DGA sinyalleri oluşturularak GKE anahtarlanır. Evirici güç anahtarları, histerezis DMD algoritmasına bağlı olarak denetlenmektedir. Evirici çıkışı, motorun stator uçlarına bağlanmaktadır (Chikh ve Saâd, 2012; Vas, 1998).

3.1.1. Stator akı ve moment tahmini

3.1.1.1. ASM stator akı ve moment tahmini

Stator girişindeki akım ve stator faz gerilim değerlerinin ölçümü, akı ve moment tahminleri için kullanılmaktadır. Histerezis DMD ile denetlenen ASM sürücülerinde stator akı vektörünün tam konumu gerekli değildir. Yalnızca; vektörün, hangi sektörde bulunduğunu bilmek gereklidir. Denklem (3.1) ve denklem (3.2)’de durağan $\alpha\beta$ ekseninde ASM stator gerilim vektör denklemleri verilmiştir.

$$V_{s\alpha} = R_{s\alpha} I_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \quad (3.1)$$

$$V_{s\beta} = R_{s\beta} I_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \quad (3.2)$$

Sektörün belirlenmesi, denklem (3.3) - (3.5)’ten elde edilen stator akı $\alpha\beta$ bileşenlerinin denklemleri kullanılarak belirlenir.

$$\psi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_{s\alpha} I_{s\alpha}) dt \quad (3.3)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_{s\beta} I_{s\beta}) dt \quad (3.4)$$

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (3.5)$$

Simülasyonlarda stator akı vektörünü içeren sektörü belirlemek için denklem (3.6)'da verilen θ_s açısı kullanılmaktadır (Abu-Rub ve diğ, 2012; Vas, 1998).

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}}\right) \quad (3.6)$$

Denklem (3.7)'de ASM'nin moment denklemi verilmiştir (Celik ve Kurum, 2013).

$$T_e = \frac{3}{2} p(\psi_{s\alpha} I_{s\beta} - \psi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (3.7)$$

3.1.1.2. ISMSM stator akı ve moment tahmini

Denklem (3.8) ve denklem (3.9)'da $\alpha\beta$ ekseninde ISMSM stator gerilim vektör denklemleri verilmiştir.

$$V_{s\alpha} = R_{s\alpha} I_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \quad (3.8)$$

$$V_{s\beta} = R_{s\beta} I_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \quad (3.9)$$

Stator akı vektörünü içeren sektör, denklem (3.10) - (3.13)'ten elde edilen stator akı $\alpha\beta$ bileşenlerinin cebirsel ifadeleri kullanılarak belirlenir.

$$\psi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_{s\alpha} I_{s\alpha}) dt \quad (3.10)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_{s\beta} I_{s\beta}) dt \quad (3.11)$$

$$\psi_{s\alpha} = L_{\alpha} I_{s\alpha} + \psi_m \quad (3.12)$$

$$\psi_{s\beta} = L_{\beta} I_{s\beta} \quad (3.13)$$

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (3.14)$$

Simülasyonlarda stator akı vektörünü içeren sektörü belirlemek için denklem (3.15)'te verilen θ_s açısı kullanılmaktadır (Abu-Rub ve diğ, 2012; Chikh ve diğ, 2012; Vas, 1998).

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}}\right) \quad (3.15)$$

Denklem (3.16)'da ISMSM'nin moment denklemi verilmiştir.

$$T_e = \frac{3}{2} p(\psi_m I_{\beta} + \psi_{s\alpha} I_{s\beta} - \psi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (3.16)$$

3.1.1.3. YSMSM stator akı ve moment tahmini

Denklem (3.17) ve denklem (3.18)'de $\alpha\beta$ ekseninde YSMSM stator gerilim vektör denklemleri verilmiştir.

$$V_{s\alpha} = R_{s\alpha} I_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \quad (3.17)$$

$$V_{s\beta} = R_{s\beta} I_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \quad (3.18)$$

Stator akı vektörünü içeren sektör, denklem (3.19) - (3.23)'ten elde edilen stator akı $\alpha\beta$ bileşenlerinin cebirsel ifadeleri kullanılarak belirlenir.

$$\psi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_{s\alpha} I_{s\alpha}) dt \quad (3.19)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_{s\beta} I_{s\beta}) dt \quad (3.20)$$

$$\psi_{s\alpha} = LI_{s\alpha} + \psi_m \quad (3.21)$$

$$\psi_{s\beta} = LI_{s\beta} \quad (3.22)$$

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (3.23)$$

Simülasyonlarda stator akı vektörünü içeren sektörü belirlemek için denklem (3.24)'te verilen θ_s açısı kullanılmaktadır (Abu-Rub ve diğ., 2012; Vas, 1998).

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}}\right) \quad (3.24)$$

Denklem (3.25)'te YSMMSM'nin moment denklemi verilmiştir.

$$T_e = \frac{3}{2} p(\psi_m I_\beta + \psi_{s\alpha} I_{s\beta} - \psi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (3.25)$$

3.1.1.4. SynRM stator akı ve moment tahmini

SynRM'de sabit mıknatıs olmadığından dolayı matematik modeller oluşturulurken $\psi_m \cong 0$ olarak alınmıştır. Denklem (3.26) ve denklem (3.27)'de $\alpha\beta$ ekseninde ISMSM stator gerilim vektör denklemleri verilmiştir.

$$V_{s\alpha} = R_{s\alpha} I_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \quad (3.26)$$

$$V_{s\beta} = R_{s\beta} I_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \quad (3.27)$$

Stator akı vektörünü içeren sektör, denklem (3.28) - (3.30)'dan elde edilen stator akı $\alpha\beta$ bileşenlerinin cebirsel ifadeleri kullanılarak belirlenir.

$$\psi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_{s\alpha} I_{s\alpha}) dt \quad (3.28)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_{s\beta} I_{s\beta}) dt \quad (3.29)$$

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (3.30)$$

Simülasyonlarda stator akı vektörünü içeren sektörü belirlemek için denklem (3.31)'de verilen θ_s açısı kullanılmaktadır (Abu-Rub ve diğ, 2012; Vas, 1998).

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}}\right) \quad (3.31)$$

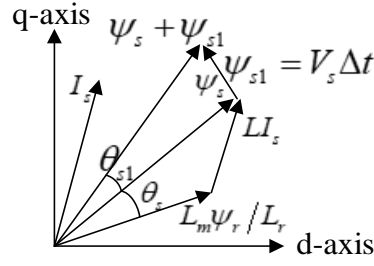
Denklem (3.32)'de SynRM'nin moment denklemi verilmiştir.

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{s\alpha} I_{s\beta} - \psi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (3.32)$$

3.1.2. Akı ve moment histerezis karşılaştırıcıları ve denetimde kullanımı

Histerezis DMD; $\Delta\psi_s$ ve ΔT_e histerezis bantları içindeki akıyı ve momenti takip etmek için tahmini stator akısına ve elektromanyetik momente ihtiyaç duymaktadır. Akı ve moment tahmincisi, ölçülen gerilimleri ve akımları giriş olarak kullanarak, sektör seçimi için θ_s açısının yanı sıra elektromanyetik momenti ve stator akısını tahmin eder. Referans moment ve akı değerleri, ilgili tahmini değerlerle karşılaştırılır ve bir hata değeri elde edilir. Bu hatalar değerleri (e_{T_e} ve e_{ψ_s}) histerezis karşılaştırıcılarının girişi olarak kullanılmaktadır. Histerezis karşılaştırıcılara girilen tolerans bant genişlikleri ($\Delta\psi_s$ ve ΔT_e), akı ve moment hatalarını izin verilen değer aralıklarında tutar.

Stator akısı ψ_s , stator gerilim vektörü ile birlikte hareket eder. Şekil 3.2.'de gösterildiği gibi Δt süresi boyunca bir V_s gerilim vektörü uygulanırsa, akı vektörü artışı $\psi_{s1} = \vec{V}_s \Delta t$ ilişkisi ile verilir.



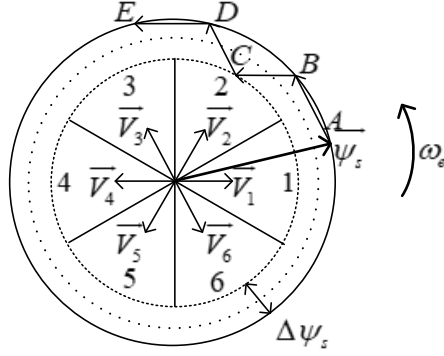
Şekil 3.2. \vec{V}_s Gerilim vektörünün katkıda bulunduğu akı artış vektörü

Rotor akısı sabit kaldığında; $\psi_{s1} = \vec{V}_s \Delta t$ olacak şekilde uygun stator gerilim vektörü seçilmektedir. Bu AA motor tahriki için histerezis DMD'nin esasıdır. En uygun gerilim vektörünün seçiminin ardından; akı değeri, θ_s açısı ayarlanarak hızlı bir şekilde değiştirilebilir. Makine girişindeki gerilimlerin ve akımların ölçümüyle, 60'şar derecelik sektörlerdeki θ_s açısı hakkında tahmini bilgiye ulaşılmaktadır. θ_s açısına bağlı olarak ψ_s vektörünün bulunduğu sektör tablo 3.1.'deki gibi tespit edilir. ψ_s vektörü şekil 3.3.'teki gibi altı sektörü kapsayan bir histerezis bandı içinde dairesel bir yörüngede döner.

Tablo 3.1. θ_s açısına bağlı olarak ψ_s vektörünün bulunduğu sektör

θ_s 'nin bulunduğu aralık	Sektör
$-30^\circ \leq \theta_s \leq 30^\circ$	1
$30^\circ \leq \theta_s \leq 90^\circ$	2
$90^\circ \leq \theta_s \leq 150^\circ$	3
$150^\circ \leq \theta_s \leq -150^\circ$	4
$-150^\circ \leq \theta_s \leq -90^\circ$	5
$-90^\circ \leq \theta_s \leq -30^\circ$	6

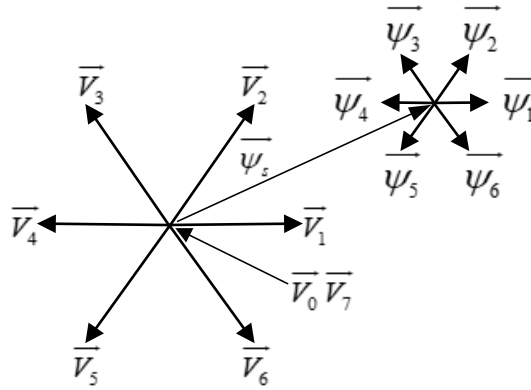
Gerilim vektörünün katkıda bulunduğu akı artış vektörü şekil 3.3.'te gösterilmektedir.



- A-B arası akı vektörü artışı $\overline{V}_3 \cdot \Delta t_1$
- B-C arası akı vektörü artışı $\overline{V}_4 \cdot \Delta t_2$
- C-D arası akı vektörü artışı $\overline{V}_3 \cdot \Delta t_3$
- D-E arası akı vektörü artışı $\overline{V}_4 \cdot \Delta t_4$

Şekil 3.3. Gerilim vektörünün katkıda bulunduğu akı artış vektörleri

Şekil 3.4.'te gösterildiği gibi, stator akısı; stator gerilim vektörü (V_1, V_2, V_3, V_4, V_5 veya V_6) ile üretilen artan bir akı ($\psi_{s1}, \psi_{s2}, \psi_{s3}, \psi_{s4}, \psi_{s5}$ veya ψ_{s6}) ile değiştirilmektedir. V_0 ve V_7 , stator akısında herhangi bir değişiklik oluşturmamaktadır. Eğer azalan bir stator akısı gerekliyse, gerilim vektörü merkeze doğru yönlendirilecek şekilde seçilmelidir; eğer artan bir stator akısı gerekliyse, gerilim vektörü merkezden dışa doğru seçilmelidir.

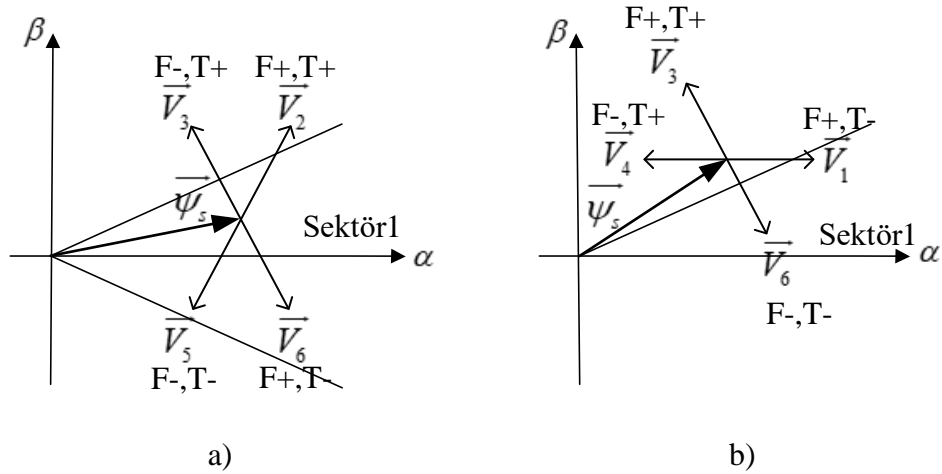


Şekil 3.4. Stator gerilim vektörleri ve üretilen akı vektörleri

Örneğin, şekil 3.3.'te gösterildiği gibi, başlangıçta stator akı vektörü Sektör1'deki A konumunda bulunur ve saat yönünün tersine dönmektedir. Stator akısı, histerezis bandının üst sınırında olduğu zaman; stator gerilim vektörü V_3 , stator akısı vektörünü

Sektör 2'deki B pozisyonuna hızlı bir şekilde hareket ettirmek üzere seçilir. Stator akısı tekrar üst sınıra ulaştığında stator gerilim vektörü V_4 , C pozisyonuna hareket ettirmek için seçilir. Stator akı vektörü, hızlı bir şekilde $V_4\Delta t_2$ ile değişir. Ancak, rotor akı vektörünün değişimi büyük zaman sabitinden dolayı çok yavaştır (Chikh ve diğ., 2012; Mohan, 2014).

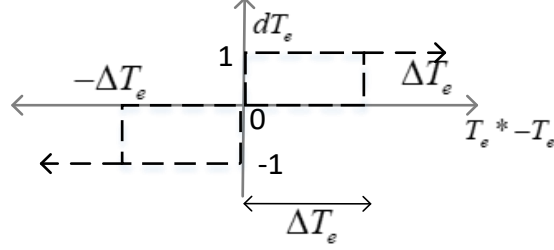
Şekil 3.5.a.'da, stator akı vektörünün Sektör1'de olduğu durumlarda moment ve akıyı (moment artışı, moment düşüşü, akı güçlendirme ve akı zayıflaması) denetlemek için çeşitli stator gerilim vektörlerinin seçimi gösterilmektedir. Şekil 3.5.a.-3.5.b.'deki durum, stator akı vektörünün saatin tersi yönde dönme yönü ve ilk iki sektördeki stator akı vektörünün başlangıç konumu içindir. Diğer sektörler için benzer şekiller oluşturulabilir (Abu-Rub ve diğ., 2012; Chau, 2015).



Şekil 3.5. Stator akısı ve momentinde gerekli değişiklikler için uygun gerilim vektörünün seçimi: (a) Stator akısı Sektör1'deyken ve (b) Stator akısı Sektör2'deyken (F: akı, T: moment)

Genel olarak, bir moment artışı gerekirse, stator akı vektörünü dönme yönünde ilerletmek için gerilim vektörü uygulanır; moment düşüşü gerekirse, gerilim vektörü dönme yönünün tersi yönünde uygulanmaktadır. Eğer sıfır momenti gerekliyse, hangi vektörün anahtarlama sayısını en aza indirebileceğine bağlı olarak sıfır gerilim vektörü (V_0 veya V_7) uygulanacaktır. Denklem (3.33)'te verilen moment karşılaştırıcısının çıktısı (dT_e) 1 ise bir moment artışı gerekli olur, 0 ise momentte değişiklik yapılmaz ve -1 ise momentin

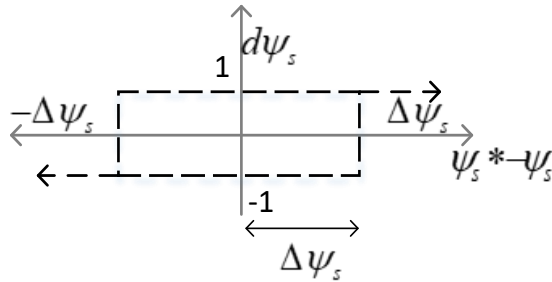
azaltılması gerekir. Moment hatasına bağlı karşılaştırıcı çıktısı şekil 3.6.'daki gibi gösterilebilir.



Şekil 3.6. Moment karşılaştırıcı çıkışı

$$dT_e = \begin{cases} 1, & T_e \leq T_e^* - \Delta T_e \\ 0, & T_e \cong T_e^* \\ -1, & T_e \geq T_e^* + \Delta T_e \end{cases} \quad (3.33)$$

Denklem (3.34)'te verilen akı karşılaştırıcısının çıktısı ($d\psi_s$) 1 ise stator akı artışı gereklidir ve -1 ise stator akısının azalması gerekir. Akı hatasına bağlı karşılaştırıcı çıktısı şekil 3.7.'de gösterildiği gibi ifade edilebilir (Chikh ve diğ, 2012; Vas, 1998).



Şekil 3.7. Akı karşılaştırıcı çıkışı

$$d\psi_s = \begin{cases} 1, & \psi_s \leq \psi_s^* - \Delta \psi_s \\ -1, & \psi_s \geq \psi_s^* + \Delta \psi_s \end{cases} \quad (3.34)$$

Karşılaştırıcı çıkışları en uygun anahtarlama şemasının girişleri olarak kullanılmaktadır. Akı ve moment karşılaştırıcılarının çıkışına ve θ_s açısına bağlı olarak ψ_s vektörünün bulunduğu sektöre göre en uygun gerilim uzay vektörü seçilmektedir. Evirici için en

uygun anahtarlama tablo 3.2. referans alınarak üretilmektedir (Casadei ve diğ, 2002; Chikh ve diğ, 2012).

Tablo 3.2. Histerezis anahtarlama tabanlı DMD anahtarlama

$d\psi_s$	dT_e	Sektör1	Sektör2	Sektör3	Sektör4	Sektör5	Sektör6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
-1	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Evirici anahtar seçim tablosunda izin verilen evirici anahtarlama kombinasyonları dikkate alındığında, eviricinin sekiz durumu vardır. Anahtarlama durumlarını ifade eden gerilim vektörlerinin, ikisi sıfır gerilim vektörü olmak üzere sekiz gerilim vektörü tablo 3.3.'te verilmiştir (Sutikno ve diğ, 2011; Vas, 1998).

Tablo 3.3. Gerilim vektörlerine göre anahtarlama durumları

V_0	111
V_1	100
V_2	110
V_3	010
V_4	011
V_5	001
V_6	101
V_7	000

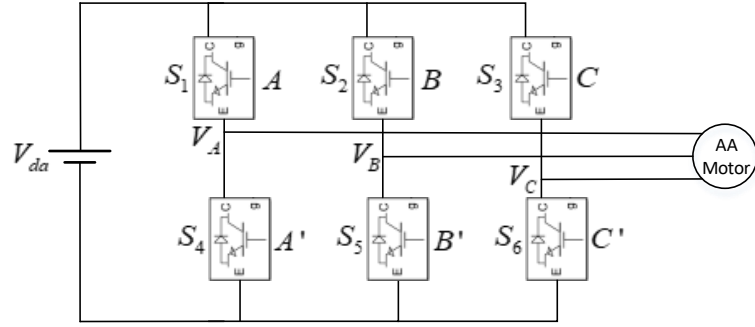
PI denetimli kapalı çevrim hız denetim şeması şekil 3.8.'de verilmektedir. PI deneticisi, hız referansı ve hız geri beslemesi arasındaki hatayı giriş olarak kabul eden bir hız deneticisidir. Denetimci, hız kalıcı durum hatasını sıfırlamaktadır. Rotor hızının değeri,

denetimi için üç fazlı GKE için en önemli DGA yöntemi haline gelmiştir. UVDGA'nın uygulanması için eviricinin çıkış gerilimlerinin uzay vektör temsili gerçekleştirilmektedir. Uzay vektör, bir dönen vektör olarak üç fazlı nicelikleri temsil eder, bu nedenle her bir faz ayrı ayrı düşünülemez. Üç faz sadece bir nicelik olarak kabul edilir. Uzay vektör gösterimi, sadece sabit durum koşulları için geçerli olan fazör gösteriminin aksine hem geçici hem de sabit durum koşulları için geçerlidir.

UVDGA-DMD'de, akı ve momentin gerçek değerini belirlemek için akı ve moment tahmincisi kullanılmaktadır. Tahminci tarafından hesaplanan rotor akı genliği ve moment, referans akı ve moment değerleri ile karşılaştırılarak akı ve moment hataları hesaplanır. Histerezis DMD'deki histerezis denetimcilerinin yerine iki PI denetimci kullanılarak akı ve moment hatası düzenlenmektedir. Akı ve moment denetimcilerinin çıkışı (PI denetimci çıkışları), senkron referans eksenlerdeki (dq) gerilim referans (V_s^*) değerinin belirlenmesinde kullanılır. Akının PI denetimcisinin çıkışı V_d 'yi, momentin PI denetimcisinin çıkışı V_q 'yu üretir. Bu DA gerilimleri daha sonra durağan referans eksene ($\alpha\beta$) dönüştürülür. $V_{\alpha\beta}$ oluşturulduktan sonra sabit anahtarlama frekansına sahip UVDGA uygulanarak evirici anahtarlanmaktadır.

Gerilim vektörlerinin anahtarlama süresini belirlemek için ve anahtarlama sırası için sayısal hesaplama kullanılır. Sektör bilgisi ve referans V_s^* değeri, UVDGA üretiminde kullanılmaktadır. UVDGA ise üç fazlı iki seviyeli GKE'nin anahtarlanmasını sağlar. UVDGA, adından da anlaşılacağı gibi, her bir anahtar için iletim ve kesim süresini elde etmek için uzay vektörü kavramını ve geometrik özelliklerini kullanır. UVDGA-DMD'nin modeli temel olarak; sektör belirlemeyi, referans gerilim genliğinin hesabını ve bu gerilimin konumunun belirlenmesini, uzay vektörler için anahtarlama zamanı hesabını ve anahtarlama sırası belirlemeyi içermektedir.

AA motorun girişindeki gerilim dalgalarını üretmek için kullanılan bir üç fazlı iki seviyeli GKE'nin yapısı şekil 3.10.'da gösterilmiştir.



Şekil 3.10. Üç fazlı iki seviyeli evirici

UVDGA ile anahtarlanan evirici, çıkış gerilimlerini ve akımlarını oluştururken sinüzoidal DGA'ya kıyasla besleme geriliminin daha verimli bir şekilde kullanılmasını sağlar. Ayrıca UVDGA, daha az harmonik bozulma üreten üç fazlı (üç bacaklı) bir eviricinin altı anahtarının (IGBT) sıralı anahtarlamasını ifade eder. Her seferinde şekil 3.10.'daki evirici üzerindeki bir faza ait alt veya üstteki anahtarlardan biri tetiklenir. Böylece üç fazlı iki seviyeli eviricinin üç üst güç anahtarının iletim ve kesim durumları için 2^3 durum ortaya çıkar. Bu durumlar şekil 3.11.'de gösterilmektedir. Bu sekiz durumdan altısı sıfır olmayan bir çıkış gerilimi üretmektedir ve bu altı durum aktif anahtarlama durumları olarak bilinir. Geri kalan iki durum sıfır çıkış gerilimi üretir ve sıfır anahtarlama durumları olarak bilinir.

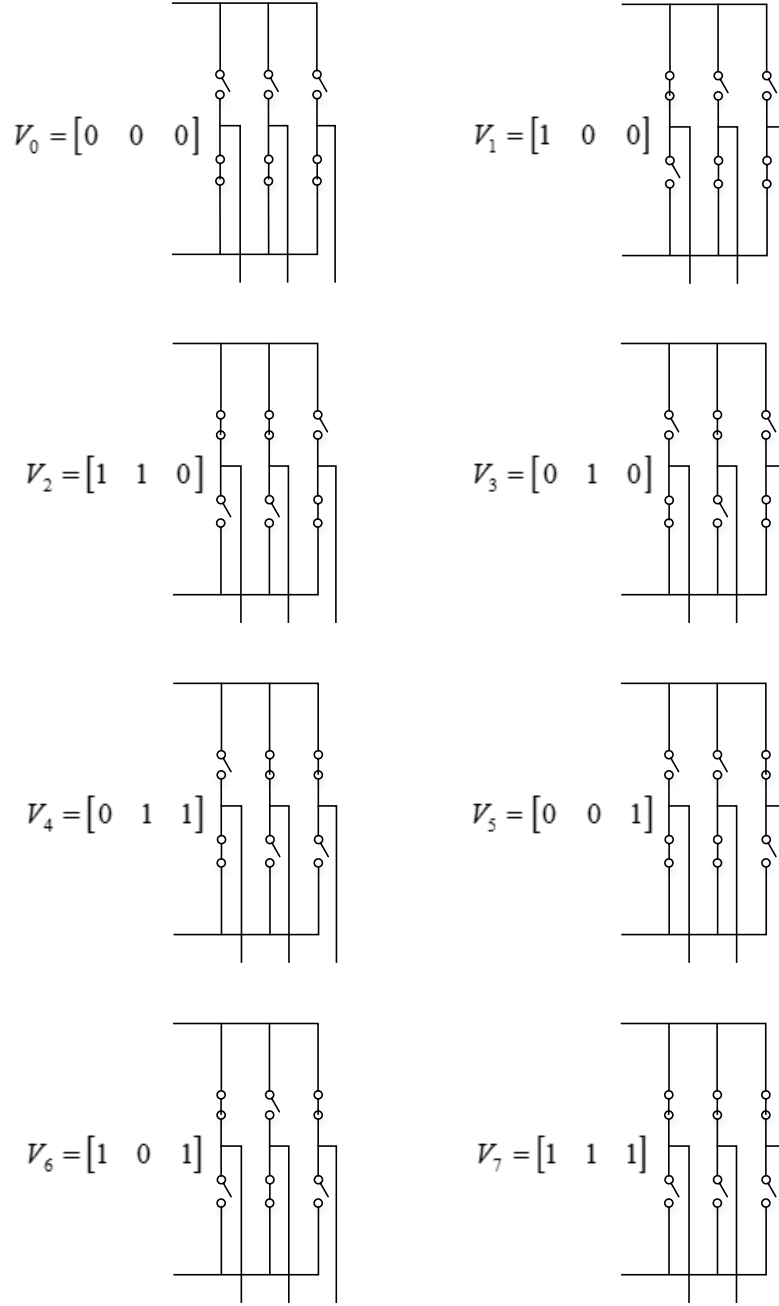
Herhangi bir üst anahtar açıkken alttaki açık anahtarlar kapatılmaktadır ((A , B veya C 1 olduğunda; A' , B' veya C' 0 olmaktadır veya A , B veya C 0 olduğunda; A' , B' veya C' 1 olmaktadır). Bu nedenle, üst güç anahtarları S_1 , S_2 ve S_3 'ün açık ve kapalı durumları çıkış gerilimini belirlemek için kullanılabilir. S_1 'den S_6 'ya kadar olan güç anahtarları; A , A' , B , B' , C ve C' değişkenleri anahtarlanarak denetlenmekte ve böylece evirici çıkışı şekillendirilmektedir.

A , B veya C 1 olduğunda evirici fazı kaynak geriliminin pozitif ucuna bağlanmaktadır, yani aktif anahtarlama durumları için güç akışı, eviricinin girişinden (DC bağlantı tarafından) eviricinin çıkışına (yük tarafına) doğrudur. A , B veya C 0 olduğunda evirici fazı kaynak geriliminin negatif ucuna bağlanmaktadır, yani sıfır

anahtarlama durumu için girişten (DC bağlantısından) yüke doğru güç aktarımı yoktur. Bu durum kısaca denklem (3.35)'teki gibi ifade edilebilir.

$$A, B, C = \begin{cases} 1 & +V_{da} \\ 0 & -V_{da} \end{cases} \quad (3.35)$$

Uzay vektörleri; referans gerilim vektörü \vec{V}_s^* , evirici çıkış geriliminin temel frekansının hızında dönerken sabittir. Referans gerilim, doğrusal bir genlik ayar aralığında dairesel bir yörüngeyi izler ve çıkış sinüzoidaldir. Bu durumda uzay gerilim vektörü sabit genlikte ve sabit açisal hızda olacaktır. Referans yörünge aşırı genlik ayarı bölgesinde değişecek ve evirici altı kademeli durumda çalışırken; yörünge, altıgen bir sınır olacaktır. Uzay vektörleri bir araya geldiklerinde altıgen oluşturur. Altıgen, 360° 'de her biri 60° 'lik bir sektörden oluşan altı farklı sektörden (bir sinüzoidal dalga döngüsü, altıgenin bir dönüşüne karşılık gelir) oluşur. Uzay vektörleri 1, 2, 3, 4, 5, 6 aktif durum vektörleri ve 0, 7 sıfır durum vektörleri olarak adlandırılır ve şekil 3.11.'de gösterilmektedir. Hem \vec{V}_0 (000) hem de \vec{V}_7 (111) sıfır gerilim uzay vektörü olarak adlandırılır ve $(2V_{da} / 3)$ büyüklüğünde olan) diğer altı vektöre aktif vektör denir. Sıfır durum vektörleri, anahtarlama frekansını en aza indirmek için kullanılırlar.

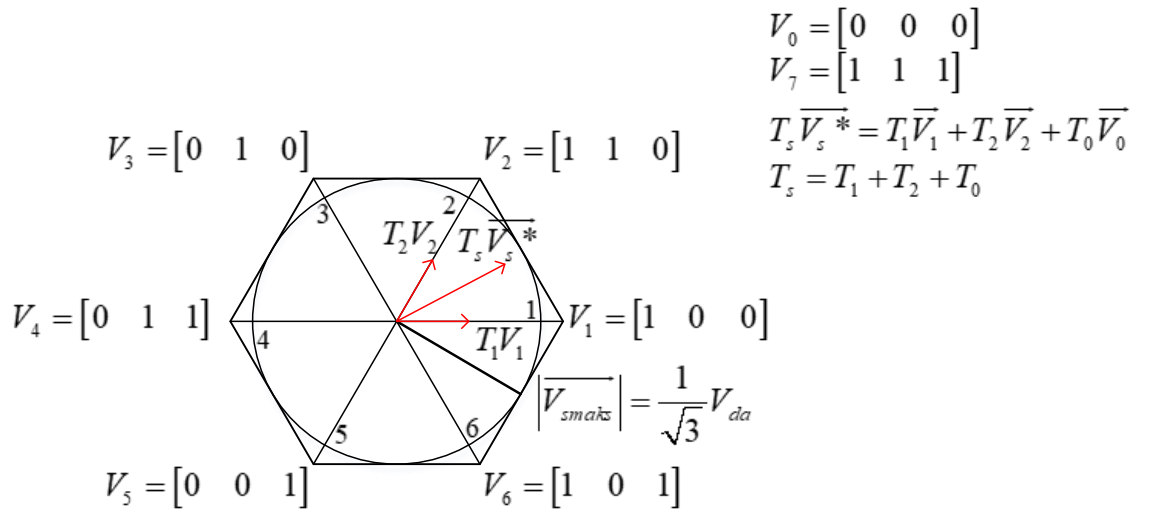


Şekil 3.11. Eviricinin gerilim vektörleri ve anahtarlama durumları

3.2.1.1. Referans gerilim ve konumunun belirlenmesi

UVDGA yöntemi, altı sektörün her birindeki uzay vektörün anahtarlama zamanını ayarlayarak bir referans vektörü oluşturmak için kullanılır. UVDGA'nin uygulanmasında referans gerilim uzay vektörü \vec{V}_s^* , ona en yakın iki komşu aktif vektör ve sıfır vektör (ya \vec{V}_0 ya da \vec{V}_7) kullanılarak üretilmektedir. Sektör1'i örnek olarak alırsak şekil 3.12.,

anahtarlama gerilim vektörlerini ve T_1 ile T_2 'nin, aynı bölgedeki iki komşu sıfır olmayan (aktif) gerilim vektörünün çalışma zamanlarını ifade ettiği sektörleri göstermektedir. $\overline{V_s^*}$, T_s kadarlık bir örnekleme süresi içinde $\overline{V_1}$ ve $\overline{V_2}$ aktif vektörlerinin zaman ortalaması ile ayarlanabilir. Aktif vektörlerin seçimi, referansın bulunduğu sektör numarasına bağlıdır. Bu nedenle, referans gerilimin konumunu belirlemek önemlidir. Referans vektör belirlendikten sonra, UVDGA uygulaması için kullanılacak vektörler tanımlanmaktadır.



Şekil 3.12. UVDGA prensibi

Anlık stator faz gerilimleri açısından, üç fazlı referans gerilim uzay vektörü denklem (3.36)'daki gibi tanımlanmaktadır.

$$\overline{V_s^*}(t) = \frac{2}{3} \left(V_{AN}(t)e^{j0} + V_{BN}(t)e^{j2\pi/3} + V_{CN}(t)e^{j4\pi/3} \right) \quad (3.36)$$

V_{AN} , V_{BN} ve V_{CN} 'nin anlık dengelenmiş gerilim vektörleri olduğu kabul edilirse bu vektörlerin toplamlarının sıfır olma durumu denklem (3.37)'de verilmiştir.

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0 \quad (3.37)$$

Anahtarlama vektörü $[S_1 \ S_2 \ S_3]$ ve hat gerilim vektörü $[V_{AB} \ V_{BC} \ V_{CA}]$ arasındaki ilişki denklem (3.38)'deki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = V_{da} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Ayrıca, anahtarlama vektörü $[S_1 \ S_2 \ S_3]$ ve faz gerilimi vektörü $[V_{AN} \ V_{BN} \ V_{CN}]$ arasındaki ilişki de denklem (3.39)'daki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{V_{da}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Denklem (3.38)'de verilen hat gerilim vektörleri için örnek olarak V_1 anahtarlama vektörü, $[S_1 \ S_2 \ S_3]$ 'ün 100 olduğu durum için ele alınırsa denklem (3.40) – (3.42) elde edilir.

$$V_{AB} = V_{da} \quad (3.40)$$

$$V_{BC} = 0 \quad (3.41)$$

$$V_{CA} = -V_{da} \quad (3.42)$$

Denklem (3.39)'da verilen faz gerilim vektörleri için örnek olarak V_1 anahtarlama vektörü, $[S_1 \ S_2 \ S_3]$ 'ün 100 olduğu durum için ele alınırsa denklem (3.43) – (3.45) elde edilir.

$$V_{AN} = \frac{2}{3} V_{da} \quad (3.43)$$

$$V_{BC} = -\frac{1}{3}V_{da} \quad (3.44)$$

$$V_{CA} = -\frac{1}{3}V_{da} \quad (3.45)$$

Denklem (3.38)'de verilen hat gerilim vektörleri ve denklem (3.39)'da verilen faz gerilim vektörleri kullanılarak V_{da} cinsinden bütün anahtarlama vektörleri hesaplanıp tablo 3.4. oluşturulmuştur.

Tablo 3.4. Sekiz durum için sektör, anahtarlama vektörü, anahtar durumları, faz gerilimleri ve hat gerilimleri

Sektör	Anahtarlama Vektörü	Anahtar Durumları			Faz Gerilimleri			Hat gerilimleri		
		S_4	S_5	S_6	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
0 0°	$V_0(000)$	S_4	S_5	S_6	0	0	0	0	0	0
1 $0^\circ \leq \theta_s \leq 60^\circ$	$V_1(100)$	S_1	S_5	S_6	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
2 $60^\circ \leq \theta_s \leq 120^\circ$	$V_2(110)$	S_1	S_2	S_6	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
3 $120^\circ \leq \theta_s \leq 180^\circ$	$V_3(010)$	S_4	S_2	S_6	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
4 $180^\circ \leq \theta_s \leq -120^\circ$	$V_4(011)$	S_4	S_2	S_3	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
5 $-120^\circ \leq \theta_s \leq -60^\circ$	$V_5(001)$	S_4	S_5	S_3	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
6 $-60^\circ \leq \theta_s \leq 0^\circ$	$V_6(101)$	S_1	S_5	S_3	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
7 0°	$V_7(111)$	S_1	S_2	S_3	0	0	0	0	0	0

ABC eksenindeki üç fazlı gerilim vektörleri, denklem (3.46)'da verilen Clarke dönüşümü kullanılarak iki boyutlu $\alpha\beta$ dikey eksenlerinde tanımlanır. Denklem (3.47)'den referans gerilim vektörünün genliği elde edilir ve denklem (3.48)'dan stator akı vektörünün açısı elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

$$|\overline{V_s^*}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (3.47)$$

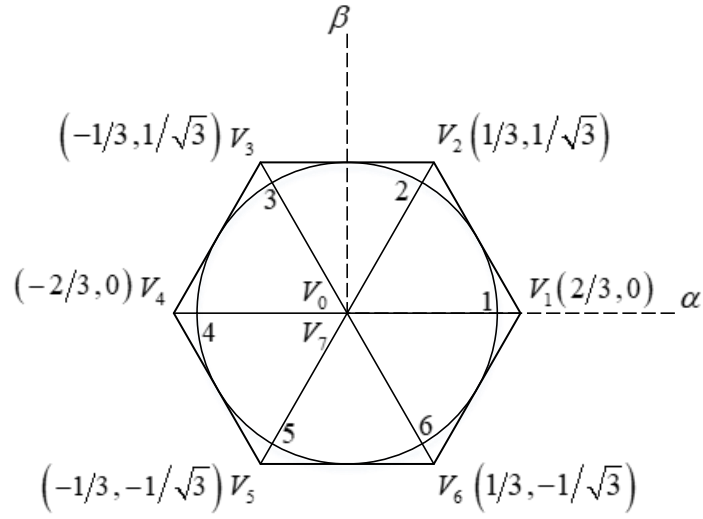
$$\theta_s = \arctan\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) = \omega_e t = 2\pi ft \quad (3.48)$$

Denklem (3.48)'de verilen f , evirici çıkışı temel dalga frekansını ifade eder.

Tablo 3.5. Gerilim vektörlerinin V_α , V_β ve θ_s karşılıkları

Gerilim Vektörleri	V_α	V_β	θ_s
V_0	0	0	0°
V_1	2/3	0	0°
V_2	1/3	1/√3	60°
V_3	-1/3	1/√3	120°
V_4	-2/3	0	180°
V_5	-1/3	-1/√3	240°
V_6	1/3	-1/√3	300°
V_7	0	0	0°

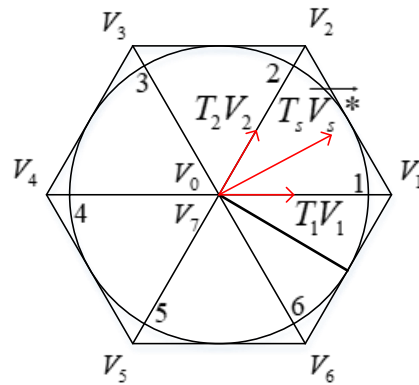
Üç fazlı eviricinin anahtarlama gerilim vektörlerinin $\alpha\beta$ dikey eksenlerindeki gösterimi şekil 3.13.'de ve tablo 3.5.'te verilmektedir.



Şekil 3.13. Eviricinin anahtarlama vektörlerinin $\alpha\beta$ eksenlerindeki gösterimi

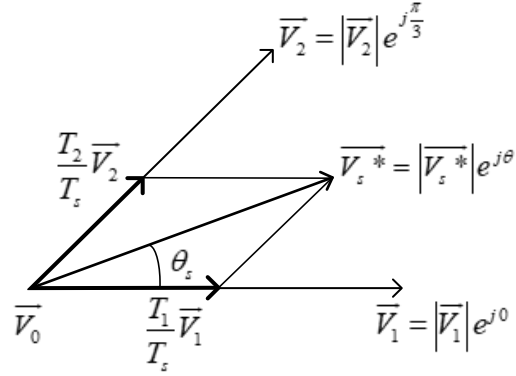
3.2.1.2. Anahtarlama zamanlarının hesaplanması

Kullanılacak vektörleri belirledikten sonra, ‘anahtarlama zamanı’ olarak adlandırılan her vektörün uygulama zamanı bulunacaktır. Eviricinin çıkış gerilim frekansı, referans geriliminin hızı ile aynıdır ve çıkış geriliminin genliği referans geriliminin büyüklüğü ile aynıdır. $|\overline{V}_s^*|$ ve θ_s hesabının ardından referans vektörün bulunduğu sektör tespit edilebilir. Sektör tespit edildikten sonra hangi anahtarların ne kadar süre anahtarlanaacağı tespit edilir. Bu işlem esnasında şekil 3.14.’te de gösterilen iki adet sıfır durum ve iki adet aktif durum vektöründen yararlanır. Anahtarlama süreleri; dengeli bir üç fazlı gerilim kullanılıyorsa, \overline{V}_s^* , sinüzoidal sinyalin frekansı olan ω_e elektriksel açısal hızına ve f evirici çıkışı temel dalga frekansına sahip dönen bir vektördür.



Şekil 3.14. Sektör1’de \overline{V}_s^* ’i oluşturan aktif ve sıfır vektörler

Şekil 3.15.'te gösterildiği gibi üç anahtarlama vektörünü (iki aktif vektörü ve bir sıfır vektörünü) bir örnekleme süresi içinde simetrik olarak dağıtır. Böyle bir sıralama, sabit anahtarlama frekansı ve daha iyi harmonik azaltma performansı oluşturur.



Şekil 3.15. Sektör 1'deki gerilim vektörü

Denklemlerde farklı uzay vektörlerinin uygulama zamanı 'eşit gerilim saniye prensibi' kullanılarak hesaplanır. Bu prensibe göre referans gerilimin anahtarlama aralığı boyunca sabit kaldığı varsayımıyla denklem (3.47)'de ifade edilen referans gerilim vektörü ile denklem (3.49)'da ifade edilen örnekleme (anahtarlama (T_s)) zamanın çarpımı, denklem (3.50)'deki gibi uygulanan gerilim vektörleri ile onların uygulanma zamanlarının çarpımlarının toplamına eşit olmalıdır. Denklem (3.51)'de, Sektör 1 içinde olduğu varsayılan referans gerilim vektörü, sırasıyla T_0 , T_1 ve T_2 anahtarlama süreleri için uygulanan \vec{V}_1 , \vec{V}_2 aktif vektörler ve \vec{V}_0 , \vec{V}_7 sıfır vektörler kullanılarak üretilebilir. T_1 ve T_2 , sırasıyla \vec{V}_1 ve \vec{V}_2 aktif vektörlerinin seçildiği durum için geçen sürelerdir. \vec{V}_s^* vektörü ile en yakın iki aktif vektör arasındaki ilişki üçgenin geometrik özelliklerinin uygulanmasıyla elde edilir (Abu-Rub ve diğ., 2012).

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 \quad (3.49)$$

$$T_s \vec{V}_s^* = T_1 \vec{V}_1 + T_2 \vec{V}_2 + T_0 (\vec{V}_0 + \vec{V}_7) \quad (3.50)$$

$$\int_0^{T_s} |\vec{V}_s^*| dt = \int_0^{T_1} |\vec{V}_1| dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} |\vec{V}_2| dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} |\vec{V}_0 + \vec{V}_7| dt \quad (3.51)$$

Denklem (3.52) – (3.54)'te Sektör1 için uzay gerilim vektörleri verilmiştir.

$$\vec{V}_s^* = |\vec{V}_s^*| e^{j\theta} \quad (3.52)$$

$$\vec{V}_1 = |\vec{V}_1| e^{j0} = \frac{2}{3} V_{da} e^{j0} \quad (3.53)$$

$$\vec{V}_2 = |\vec{V}_2| e^{j\frac{\pi}{3}} = \frac{2}{3} V_{da} e^{j\frac{\pi}{3}} \quad (3.54)$$

Denklem (3.52) – (3.54), denklem (3.50)'de yerine konulursa denklem (3.55) ve denklem (3.56) elde edilir.

$$T_s |\vec{V}_s^*| e^{j\theta} = T_1 |\vec{V}_1| e^{j0} + T_2 |\vec{V}_2| e^{j\frac{\pi}{3}} \quad (3.55)$$

$$T_s |\vec{V}_s^*| \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = T_1 |\vec{V}_1| \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 |\vec{V}_2| \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3} \\ \sin \frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

Denklem (3.56), denklem (3.57) ve denklem (3.58)'deki gibi düzenlenirse ve gerekli sadeleştirmeler yapılırsa denklem (3.59) elde edilir.

$$T_s |\vec{V}_s^*| \cos(\theta) = T_1 |\vec{V}_1| + T_2 |\vec{V}_2| \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (3.57)$$

$$T_s |\vec{V}_s^*| \sin(\theta) = T_2 |\vec{V}_2| \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (3.58)$$

$$\frac{T_s |\vec{V}_s^*|}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} = \frac{T_1 |\vec{V}_1|}{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)} = \frac{T_2 |\vec{V}_2|}{\sin(\theta)} \quad (3.59)$$

Aktif vektörlerin genliği denklem (3.60)'taki gibi ifade edilmektedir. Denklem (3.60), denklem (3.59)'daki yerine konulur ve gerekli düzenlemeler yapılırsa Sektör1 deki her bir aktif vektörün doluluk oranı olan denklem (3.61) ve denklem (3.62) elde edilir.

$$|\vec{V}_i| = \frac{2}{3}V_{da} \quad i = 1, 2, \dots, 6 \quad (3.60)$$

$$\frac{T_1}{T_s} = \frac{|\vec{V}_s^*| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)}{\frac{2}{3}V_{da} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} = \frac{|\vec{V}_s^*|}{\frac{V_{da}}{\sqrt{3}}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (3.61)$$

$$\frac{T_2}{T_s} = \frac{|\vec{V}_s^*| \sin(\theta)}{\frac{2}{3}V_{da} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} = \frac{|\vec{V}_s^*|}{\frac{V_{da}}{\sqrt{3}}} \sin(\theta) \quad (3.62)$$

Denklem (3.63) – (3.65), uygulama zamanları olan T_1 , T_2 , T_0 ve T_7 sürelerini ifade eder.

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}|\vec{V}_s^*|}{V_{da}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) T_s \quad (3.63)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}|\vec{V}_s^*|}{V_{da}} \sin(\theta) T_s \quad (3.64)$$

$$T_0 + T_7 = T_s - T_1 - T_2 \quad (3.65)$$

Altı sektör ($k = 1, 2, \dots, 6$) ve $0 \leq \theta \leq 60$ için genelleme yapıldığında anahtarlama süreleri denklem (3.66) – (3.68)'deki gibi olur.

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}|\vec{V}_s^*|}{V_{da}} \sin\left(k \frac{\pi}{3} - \theta\right) T_s \quad (3.66)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}|\vec{V}_s^*|}{V_{da}} \sin\left(\theta - (k-1) \frac{\pi}{3}\right) T_s \quad (3.67)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (3.68)$$

Ayrıca $\overrightarrow{V_s^*}$ konumuna bağlı olarak aktif vektörlerin uygulama zamanlarının tablo 3.6.'daki gibi olduğu sonucuna varılmaktadır.

Tablo 3.6. $\overrightarrow{V_s^*}$ konumu ve anahtarlama zamanı

$\overrightarrow{V_s^*}$ konumu	$\theta = 0$	$0 < \theta < \frac{\pi}{6}$	$\theta = \frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3} < \theta < \frac{\pi}{2}$	$\theta = \frac{\pi}{3}$
Anahtarlama zamanı	$T_1 > 0$ $T_2 = 0$	$T_1 > T_2$	$T_1 = T_2$	$T_1 < T_2$	$T_1 = 0$ $T_2 > 0$

Anahtarlama durumlarına karşılık gelen anahtarlama zamanları tablo 3.7.'deki gibidir (Adam, 2007; Karabacak ve diğ., 2008; Manuel ve Francis, 2013; Üser, 2012; Wang ve diğ., 2015).

Tablo 3.7. Anahtarlama zamanı

Sektör	Durum	Anahtarlama zamanı
1	1	$T_1 + T_2 + T_0$
	0	$T_2 + T_0$
	0	T_0
2	1	$T_2 + T_0$
	1	$T_2 + T_3 + T_0$
	0	T_0
3	0	T_0
	1	$T_3 + T_4 + T_0$
	0	$T_4 + T_0$
4	0	T_0
	1	$T_4 + T_0$
	1	$T_4 + T_5 + T_0$
5	0	$T_6 + T_0$
	0	T_0
	1	$T_5 + T_6 + T_0$
6	1	$T_1 + T_6 + T_0$
	0	T_0
	1	$T_6 + T_0$

3.2.1.3. Anahtarlama sırası

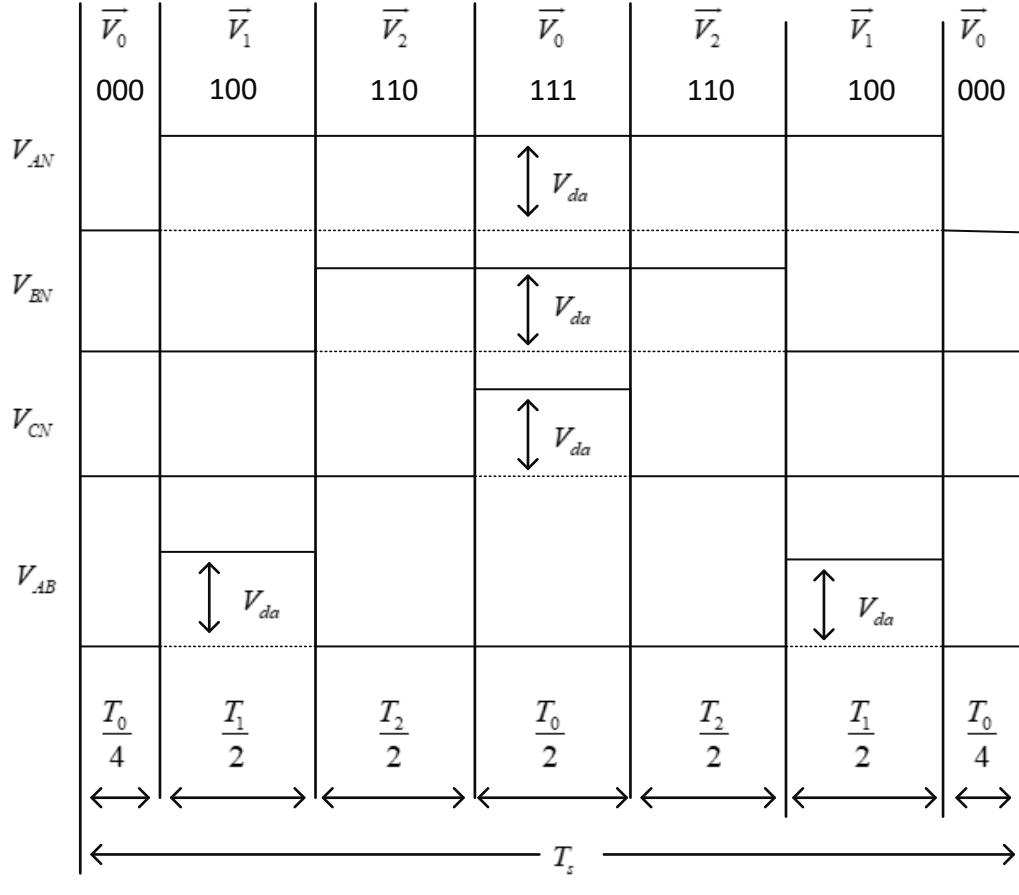
Referans konum belirlendikten ve anahtarlama zamanı hesaplandıktan sonra, anahtarlama sırası belirlenmelidir. UVDGA sıfır vektör ile başlar ve biter. T_0 , sıfır vektörler için geçen süre olmak üzere simetrik yapıdan dolayı \vec{V}_0 ve \vec{V}_7 gerilim vektörleri için ikiye bölünmektedir. Anahtarlama sırasının \vec{V}_0 sıfır vektörü ile başladığı ve ilk yarı için sıfır vektörü \vec{V}_7 ile sona erdiği ve grafiğin ikinci yarısı ile simetrik olduğu görülmektedir. Bu durum, bir şekil 3.16.'daki gibi bir tabloya aktarılacak olursa grafiğin merkezinden başlayan simetrik bir şekil oluşturur.

Anahtarlama kaybını azaltmak, UVDGA'dan sabit bir anahtarlama frekansı elde etmek ve en uygun harmonik performansa ulaşabilmek için bazı şartların sağlanması gereklidir:

- a) Şekil 3.10.'da gösterilen S_1 ve S_4 , S_3 ve S_6 , S_2 ve S_5 anahtarları; her anahtarlama periyodunda sadece bir kez durumunu değiştirmelidir. Bir anahtarlama durumundan diğerine geçiş esnasında aynı evirici bacağındaki iki anahtardan, biri iletimde diğeri kesimde olmalıdır. Bu, yarım anahtarlama periyodundaki iki komşu aktif durum vektörünü takip eden sıfır durum vektörü uygulanarak elde edilir.
- b) \vec{V}_s^* için uzay vektör diyagramındaki bir sektörden diğerine geçiş, hiç anahtarlama gerektirmez veya minimum sayıda anahtarlama gerektirir. Bu da anahtarlama periyodunun sonraki yarısı, ilk yarısındakinin ayna görüntüsü olması ile sağlanmaktadır.

Şekil 3.16., \vec{V}_1 , \vec{V}_2 ve \vec{V}_0 (veya \vec{V}_7) tarafından Sektör1'de üretilen \vec{V}_s^* için yedi parçalı anahtarlama sırasını ve evirici çıkış geriliminin dalga formlarını göstermektedir. Anahtarlama periyodu T_s 'in tamamı, yedi parçaya bölünmektedir. Anahtarlama sıralaması gerçekleştirilirken uygulanan prensipler aşağıdaki gibidir.

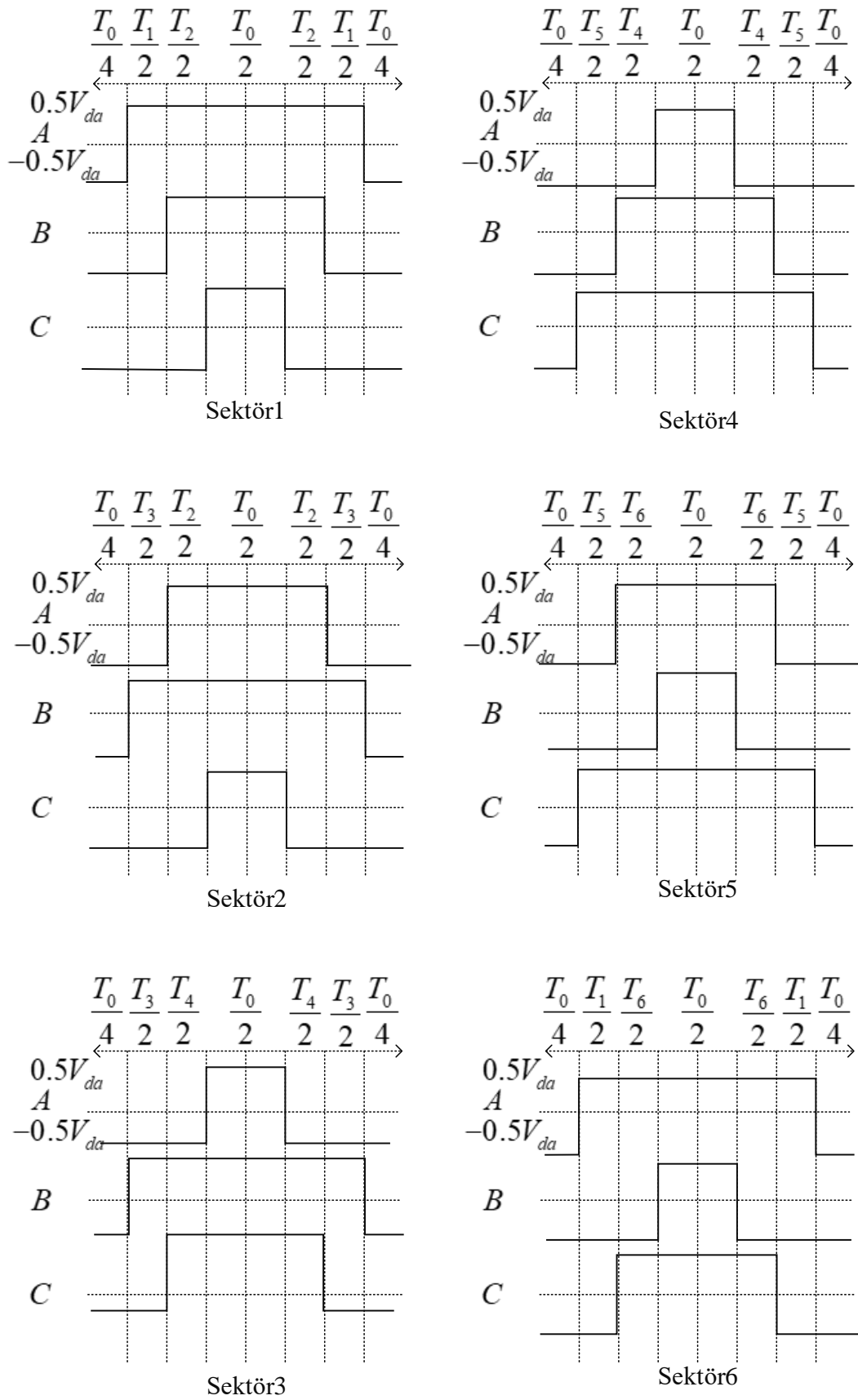
1. Yedi parça için anahtarlama süreleri toplamı örnekleme periyoduna eşittir ($T_s = T_1 + T_2 + T_0$).
2. Tek numaralı bir sektördeki vektör düzeni $\vec{V}_0, \vec{V}_k, \vec{V}_{k+1}, \vec{V}_7, \vec{V}_{k+1}, \vec{V}_k, \vec{V}_0$ iken, çift numaralı bir sektörde aktif vektörlerin yerleri değiştirilmektedir. Ve yeni vektör düzeni $\vec{V}_0, \vec{V}_{k+1}, \vec{V}_k, \vec{V}_7, \vec{V}_k, \vec{V}_{k+1}, \vec{V}_0$ olmaktadır. Bir sektörden diğerine geçişte, hiç anahtarlama gerektirmemesi veya minimum sayıda anahtarlama gerektirmesi gereksinimi durumu bu madde karşılanmaktadır. Örneğin; \vec{V}_0 (000) durumundan \vec{V}_1 (100) durumuna geçilirken (sadece iki anahtarın konum değiştirmesiyle) S_1 açılıp S_4 kapatılarak gerçekleştirilir. Şekil 3.17. incelendiğinde bu gereksinimi karşılayabilmek amacıyla anahtarlama parçalarının yerleri değiştirilmiştir ($k = 1, 2, \dots, 6$ kadar sektör numarası olmak üzere).
3. \vec{V}_7 (veya \vec{V}_0) için anahtarlama durumları, her bir anahtarlama periyodundaki anahtarlama sayısını azaltmak için kullanılır. Anahtarlama periyodunun ortasındaki $T_0/2$ için anahtar durumu (111) seçili iken, her iki taraftaki $T_0/4$ için, (000) durumu kullanılmaktadır. Yani öncelikli olarak sıfır vektörü (000), toplam sıfır vektör süresinin $1/4$ 'ü boyunca uygulanmaktadır, aktif vektörlerin uygulama sürelerinin yarısı boyunca aktif vektörler uygulanır ve ardından tekrar sıfır vektör (111) sıfır vektör zamanının $1/4$ 'ü boyunca uygulanmaktadır. Bu durum daha sonra anahtarlama periyodunun bir sonraki yarısında tekrarlanmaktadır. Simetrik UVDGA bu şekilde elde edilmektedir. 1 ile 6 arasındaki sektörler için bir anahtarlama periyodundaki anahtarlama sırası şekil 3.17.'da ve tablo 3.8.'de gösterilmektedir (Abu-Rub ve diğ., 2012; Quang ve Dittrich, 2008).
4. Eviricideki güç anahtarlarının her biri, her anahtarlama periyodunda bir kez iletimde veya kesimde kalır. Bu da evirici güç anahtarlarının anahtarlama frekansı ve örnekleme frekansının birbirine eşit olmasını sağlar.



Şekil 3.16. Sektör1’de bulunan \bar{V}_s^* için 7 parçalı anahtarlama sırası

Tablo 3.8. Bütün sektörler için yedi parçadaki anahtarlama sırası

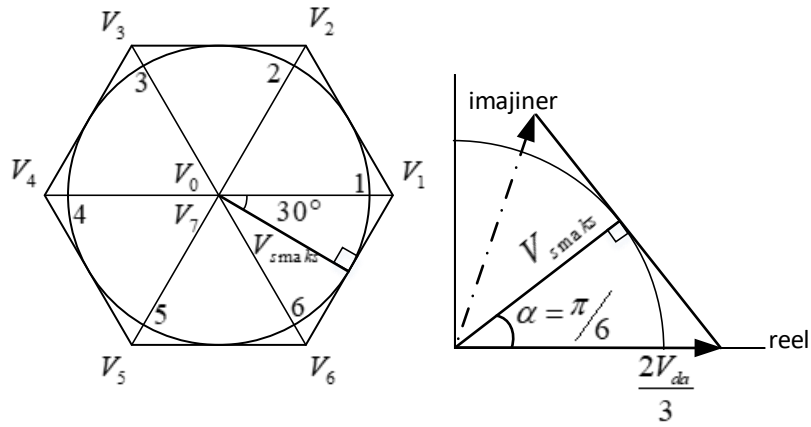
Sektör	1	2	3	4	5	6	7
1	\bar{V}_0 000	\bar{V}_1 100	\bar{V}_2 110	\bar{V}_0 111	\bar{V}_2 110	\bar{V}_1 100	\bar{V}_0 000
2	\bar{V}_0 000	\bar{V}_3 010	\bar{V}_2 110	\bar{V}_0 111	\bar{V}_2 110	\bar{V}_3 010	\bar{V}_0 000
3	\bar{V}_0 000	\bar{V}_3 010	\bar{V}_4 011	\bar{V}_0 111	\bar{V}_4 011	\bar{V}_3 010	\bar{V}_0 000
4	\bar{V}_0 000	\bar{V}_5 001	\bar{V}_4 011	\bar{V}_0 111	\bar{V}_4 011	\bar{V}_5 001	\bar{V}_0 000
5	\bar{V}_0 000	\bar{V}_5 001	\bar{V}_6 101	\bar{V}_0 111	\bar{V}_6 101	\bar{V}_5 001	\bar{V}_0 000
6	\bar{V}_0 000	\bar{V}_1 100	\bar{V}_6 101	\bar{V}_0 111	\bar{V}_6 101	\bar{V}_1 100	\bar{V}_0 000



Şekil 3.17. Sektör1'den Sektör6'ya kadar UVDGA anahtarlama durumu

3.2.1.4. $\overline{V_s^*}$ stator gerilim uzay vektörünün genlik sınırı

Farklı açılardaki ortalama stator gerilim uzay vektörünün genliği üzerinde bir sınır mevcuttur. UVDGA yöntemini kullanarak elde edilen maksimum genlik ayar katsayısı veya maksimum çıkış gerilimi, altıgen içine yerleştirilebilecek en büyük dairenin yarıçapı kadardır. Bu daire, aktif uzay vektörlerini birleştiren çizgilerin orta noktalarına teğettir. Böylece maksimum temel çıkış gerilimi şekil 3.18.'deki dik açılı üçgenden hesaplanır.



Şekil 3.18. $\overline{V_{smaks}^*}$ gerilim vektör genliği

Ortalama stator gerilim vektörü aktif vektörler boyunca uzanıyorsa, genlik $\frac{2}{3}V_{da}$ 'ya eşittir. Aktif vektörler arasında ise ortalama gerilim vektör genliği şekil 3.18.'de gösterilen altıgen sınır üzerindedir. Ancak, akımdaki bozulmayı önlemek için çıkış geriliminin maksimum genliği, altıgen içindeki daire ile sınırlı olmalıdır. Bu, dengeli bir sinüzoidal kararlı durumda, gerilim vektörü $\overline{V_s^*}$ 'in sabit genliği ile senkron hızda dönmesi gerçeğinden çıkarılabilir. Dolayısıyla $\overline{V_s^*}$ 'in alabileceği maksimum genlik ifadesi denklem (3.69) gibidir.

$$V_{smax} = \frac{2}{3}V_{da} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{da} \quad (3.69)$$

Faz gerilimi ve hat gerilimi üzerindeki ilgili sınırlar sırasıyla denklem (3.70) ve denklem (3.71)'de verilmiştir.

$$V_{AN_{\max}} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{da} = 0,577V_{da} \quad (3.70)$$

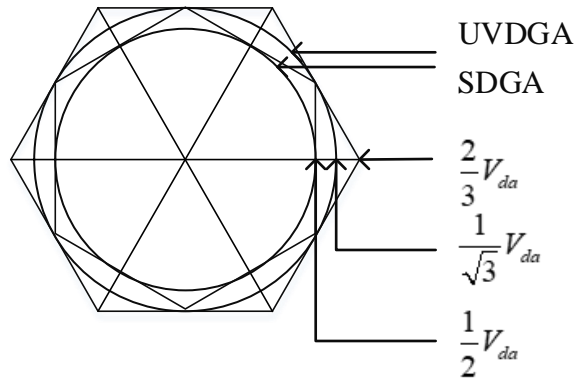
$$V_{ABetkin} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{da} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 0,707V_{da} \quad (3.71)$$

Doğrusal aralıktaki sinüzoidal darbe genişliği ayarı maksimum çıkış gerilimleri denklem (3.72) ve denklem (3.73)'te ifade edilmiştir (Karabacak, 2008).

$$V_{AN_{maks}} = 0,5V_{da} \quad (3.72)$$

$$V_{ABetkin} = 0,5V_{da} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 0,612V_{da} \quad (3.73)$$

Denklem (3.70) - (3.73)'te verilmiş olan bu gerilimlerin UVDGA ve SDGA için kullanımları şekil 3.19.'da verilmiştir. Denklem (3.70) - (3.73)'te verilen denklemlerin karşılaştırılmasıyla, bu bölümde tartışılan UVDGA'nın DA bara gerilimini SDGA'den daha iyi kullandığı sonucuna ulaşılır. İlgili oranlama yapıldığında UVDGA'nın mevcut çıkış gerilimi %15,5 kadar daha yüksek olduğu görülmektedir $((0,707 - 0,612) \times 100 / 0,612)$. Bu da UVDGA'nın daha verimli olduğunu gösterir (Abu-Rub ve diğ., 2013; Karabacak, 2008; Karabacak ve diğ., 2012; Mohan, 2014; Wang ve diğ., 2015).



Şekil 3.19. UVDGA ve SDGA'nın gerilim genliklerinin karşılıkları

Anahtarlama zamanı denklemleri denklem (3.74)-(3.76)'daki gibi yeniden düzenlendiğinde genlik ayar katsayısı m_a denklem (3.77)'de gösterildiği gibi ifade edilebilmektedir.

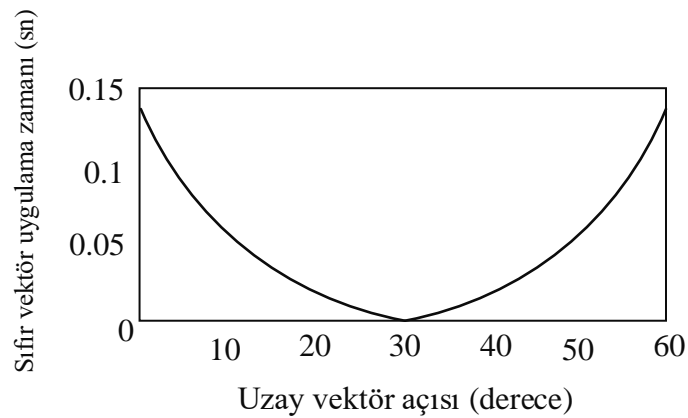
$$T_1 = T_s m_a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (3.74)$$

$$T_2 = T_s m_a \sin \theta \quad (3.75)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (3.76)$$

$$m_a = \frac{\sqrt{3}|V_s^*|}{V_{da}} \quad (3.77)$$

V_{smaks} , denklem (3.77) yerine yazıldığında maksimum genlik ayarı katsayısı elde edilir ve $m_{amaks} = 1$ olur. UVDGA için kararlı doğrusal durumda çalışma ayar katsayısı $0 \leq m_a \leq 1$ aralığındadır. $m_a > 1$ olursa, çıkış doğrusal genlik ayarı bölgesinin aşar ve aşırı genlik ayarı bölgesine geçer. Bu durumda, sıfır uzay vektörünün uygulama zamanı negatif hale geldiğinden, herhangi bir fiziksel anlam ifade etmemektedir. Denklem (3.74) - (3.76) dikkate alındığında ve $|V_s^*| = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{da}$, $V_{da} = 1pu$ ve $T_s = 1sn$ olduğu varsayılarak sıfır uzay vektörünün Sektör1'de uygulama süresi hesaplandığında şekil 3.20. elde edilir.



Şekil 3.20. Sektör1 doğrusal genlik ayarı bölgesinde sıfır vektör uygulama zamanı

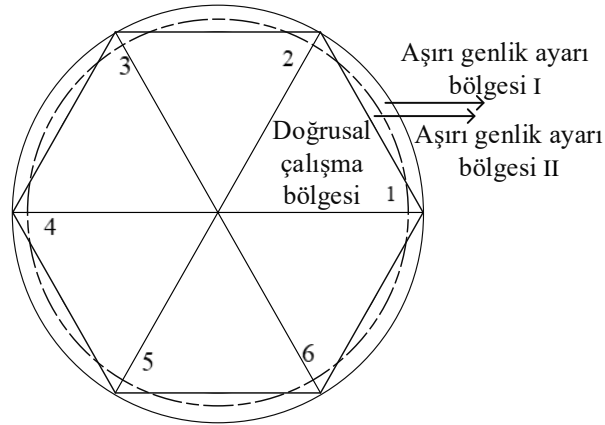
Sıfır vektör uygulama zamanının 30 derecede sektörün ortasında sıfıra dokunduğu görülmektedir. Referans gerilim vektörünün uzunluğunun daha da artırılması, uygulama zamanının negatif bir değer almasına yol açacaktır. Bu, diğer sektörler için de geçerlidir. Bu nedenle, limiti aşan referans gerilim vektörleri için sıfır gerilim vektörleri bu şekilde kullanılamaz.

Referans gerilim vektörü, bu $|V_s^*| = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{da}$ sınır değerinden fazla olduğunda, evirici

$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{da} < |V_s^*| < \frac{2}{\pi}V_{da}$ aralığı için aşırı genlik ayarı bölgesine hareket eder. Referans

gerilim vektörü $|V_s^*| = \frac{2}{\pi}V_{da}$ olduğunda, evirici kare dalga durumunda çalışır. Aşırı

genlik ayarı bölgesi, şekil 3.21.'deki gibi aşırı genlik ayarı bölgesi I ve aşırı genlik ayarı bölgesi II olmak üzere iki alt genlik ayar bölgesine ayrılmıştır.



Şekil 3.21. Doğrusal çalışma ve aşırı genlik ayarı bölgeleri

Sonuç olarak denklem (3.78) - (3.83) elde edilir.

$$|V_s^*| = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{da} \text{ iken } m_a = 1 \quad (3.78)$$

$$V_{AN\max} = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{da} = 0,577V_{da} \quad (3.79)$$

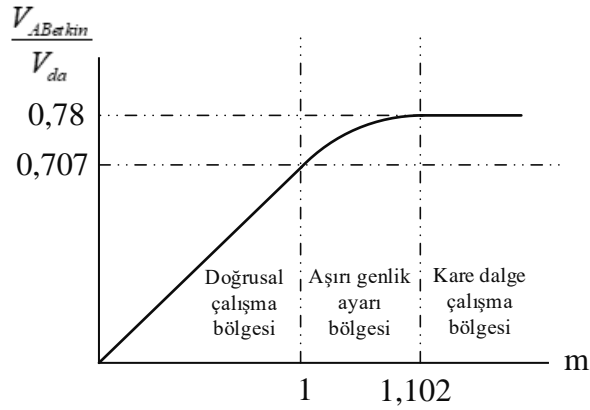
$$V_{ABetkin} = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{da} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 0,707V_{da} \quad (3.80)$$

$$|V_s^*| = \frac{2}{\pi} V_{da} \text{ iken } m_a = 1,102 \quad (3.81)$$

$$V_{AN} = \frac{2}{\pi} V_{da} = 0,637V_{da} \quad (3.82)$$

$$V_{ABetkin} = \frac{2}{\pi} V_{da} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 0,78V_{da} \quad (3.83)$$

Denklem (3.78) - (3.83), bir grafiğe aktarıldığında UVDGA için genlik ayar katsayısına bağlı olarak evirici çıkış gerilim değişimi şekil 3.22.'deki gibi gösterilebilir (Abu-Rub ve diğ., 2012; Bose, 2002; Karabacak, 2012; Wang ve diğ., 2015; Wu ve Narimani, 2016; Żelechowski, 2005).



Şekil 3.22. UVDGA için genlik ayar katsayısına bağlı olarak evirici çıkış gerilim değişimi

BÖLÜM 4. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI VE SONUÇ

Histerezis anahtarlama tabanlı DMD yönteminin ve UVDGA-DMD yönteminin AA makinelerine uygulanması için MATLAB/Simulink'te benzetim çalışması yapılmıştır. Yapılan benzetim çalışmaları ile histerezis tabanlı DMD ve UVDGA-DMD uygulanmış AA makinelerin rotor hızının, elektromanyetik momentinin, stator akımlarının ve stator akısının simülasyon sonuçları incelenmiştir. Ardından AA makinelerin $\psi_{s\alpha} - \psi_{s\beta}$ akı uzay vektör yörüngeleri oluşturulmuştur ve histerezis DMD ve UVDGA-DMD için elde edilen uzay vektör yörüngeleri karşılaştırılmıştır.

4.1. Histerezis Anahtarlama Tabanlı DMD Simülasyon Sonuçları

Çalışmalarda akı histerezis bant genişliği $\Delta\psi_s = 0,01$ ve moment histerezis bant genişliği $\Delta T_e = 0,5$ olarak alınmıştır. MATLAB/Simulink'te yapılan benzetim çalışmalarındaki simülasyon süresi 3 saniye ve örnekleme zamanı 10^{-6} saniye olarak alınmıştır. Eviricinin DA giriş gerilimi 1500V olarak uygulanmıştır. AA makinelerin kapalı çevrim hız denetimi ile $t=0$ s anında 50 rad/s, $t=1$ s anında 100 rad/s'lik ani yükselen bir hız referansı uygulanmıştır. Hızın PI katsayısı $K_p = 2$ ve $K_I = 20$ olarak alınmış ve bu PI çıkışını motorun kaldırabileceği moment büyüklüğüne sınırlandırmak amacıyla doyum 40 ile sınırlandırılmıştır. Yük momentinin $T_L = 0Nm$ olduğu ve $T_L = 10Nm$ olduğu durumlar ayrı ayrı incelenmiştir. Ayrıca boşta çalışmadan yüklü çalışmaya geçişte AA makinelerin durumu gözlemek için $T_L = 0Nm$ 'den $T_L = 10Nm$ 'ye ani yük artışı uygulanmıştır ve simülasyon sonuçları gözlemlenmiştir. Yüksüz çalışmadan yüklü çalışmaya geçişte AA makinelerin kapalı çevrim hız denetimi ile $t=0$ s anında 50 rad/s, $t=1,5$ s anında 100 rad/s'lik ani yükselen bir hız referansı

uygulanmıştır. $T_L = 0Nm$ 'den $T_L = 10Nm$ 'ye basamak şeklindeki yük değişimi ise $t=1$ s anında uygulanmıştır.

4.1.1. Histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin ASM'ye uygulanması

Simülasyon çalışmalarında 50 HP 460 Volt 60 Hz 1780 rpm ASM kullanılmıştır. Simülasyonlarda kullanılan ASM parametreleri aşağıdaki gibidir.

$$R_s = 0,09961\Omega$$

$$R_r = 0,05837\Omega$$

$$L_s = 0,867mH$$

$$L_r = 0,867mH$$

$$L_m = 30,39mH$$

$$J = 0.04kgm^2$$

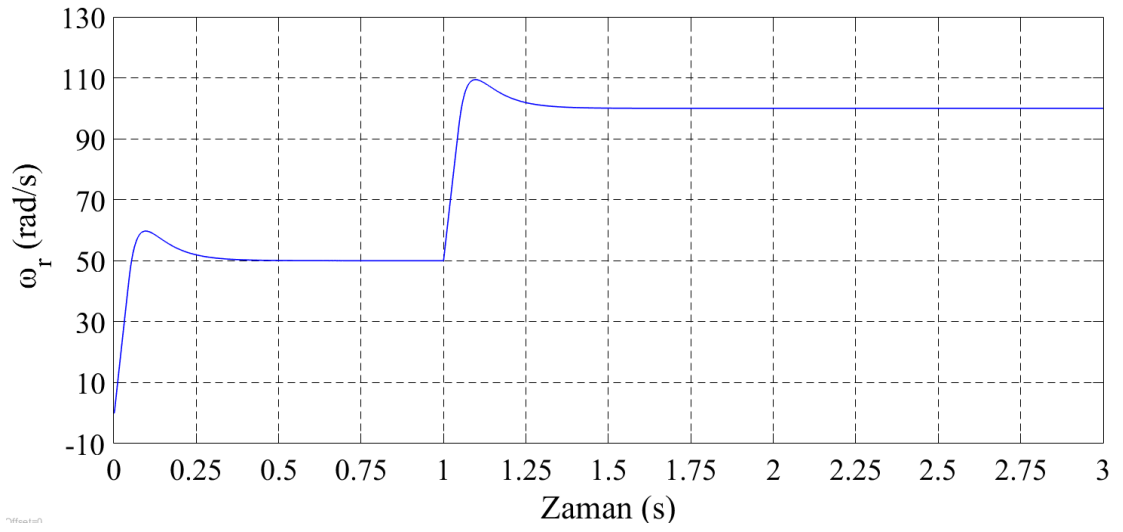
$$B = 0,02187Nms$$

$$p = 2$$

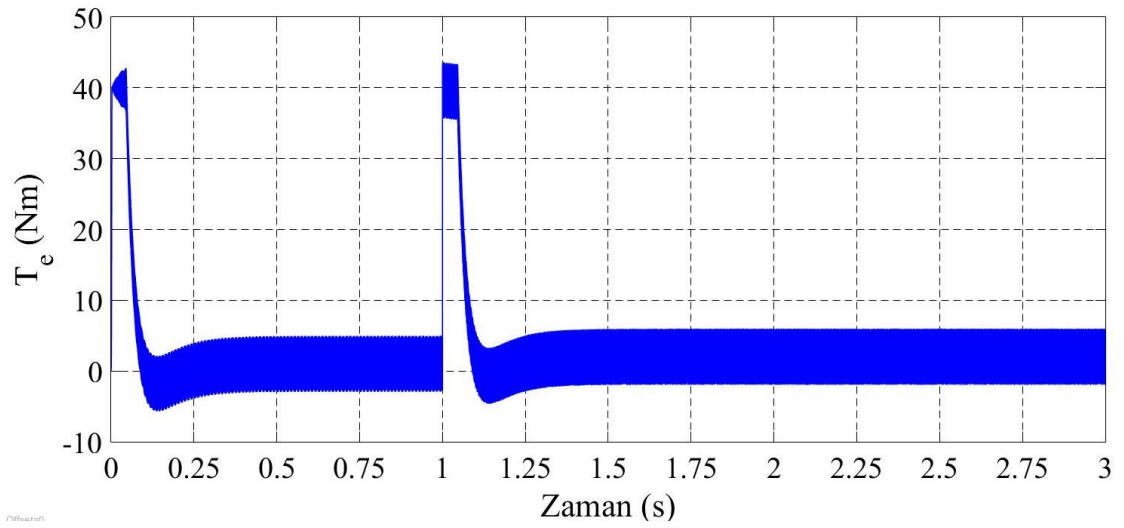
Stator akı referansı, $\psi_s^* = 0,8Weber$ olarak alınmıştır.

4.1.1.1. Yüksüz çalışma için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin ASM'ye uygulanması

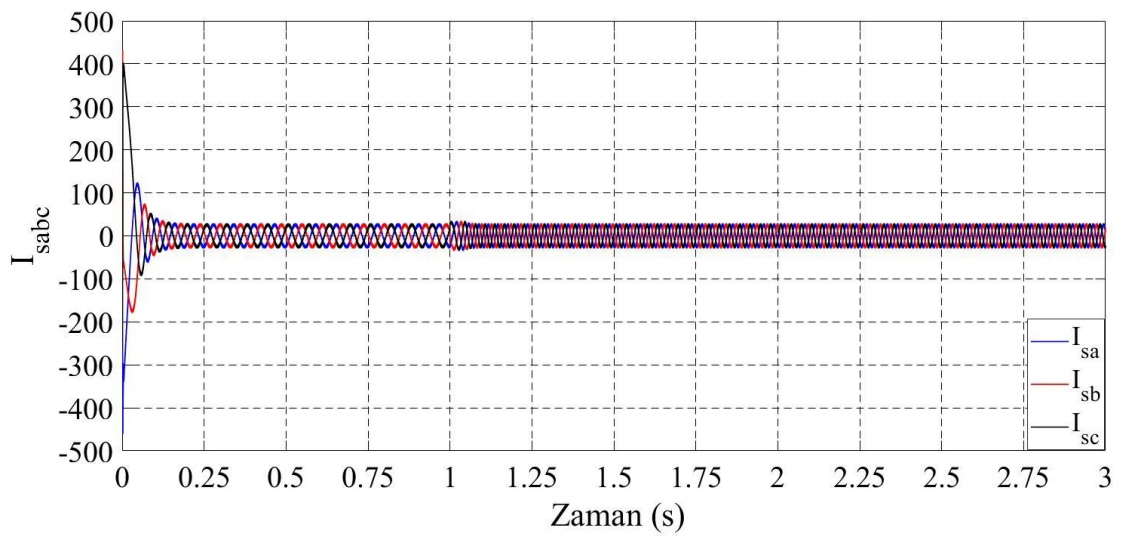
Yüksüz çalışma durumunda ASM'ye histerezis tabanlı DMD uygulanmaktadır. ASM'nin hızının referans değeri 50 rad/s'den 100 rad/s'ye ani olarak çıkartılmıştır. Yüksüz çalışma ($T_L = 0Nm$) ve ani hız artışı için ASM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.1.'de gösterilmiştir.



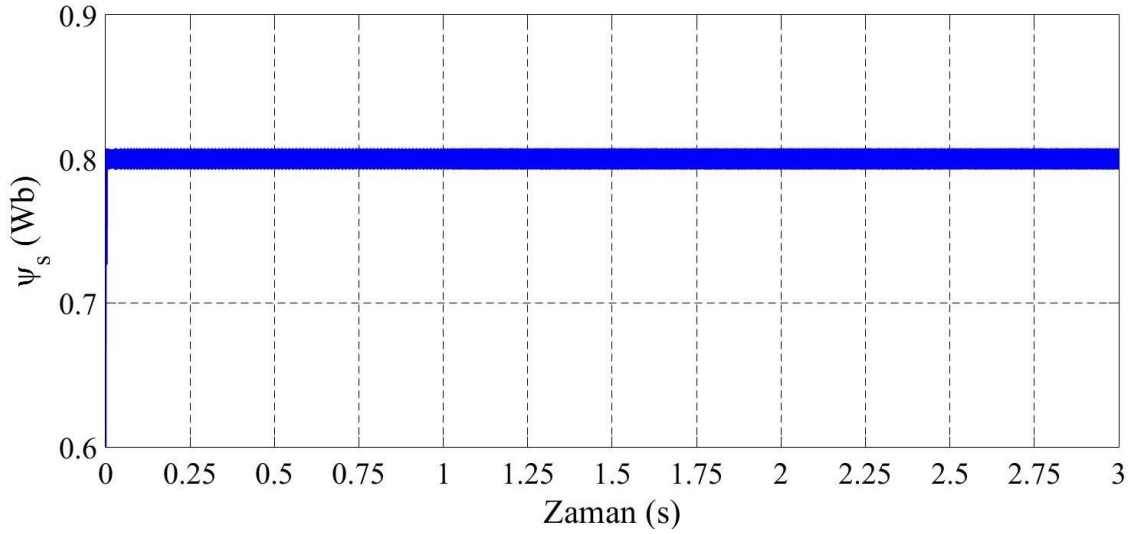
a)



b)



c)

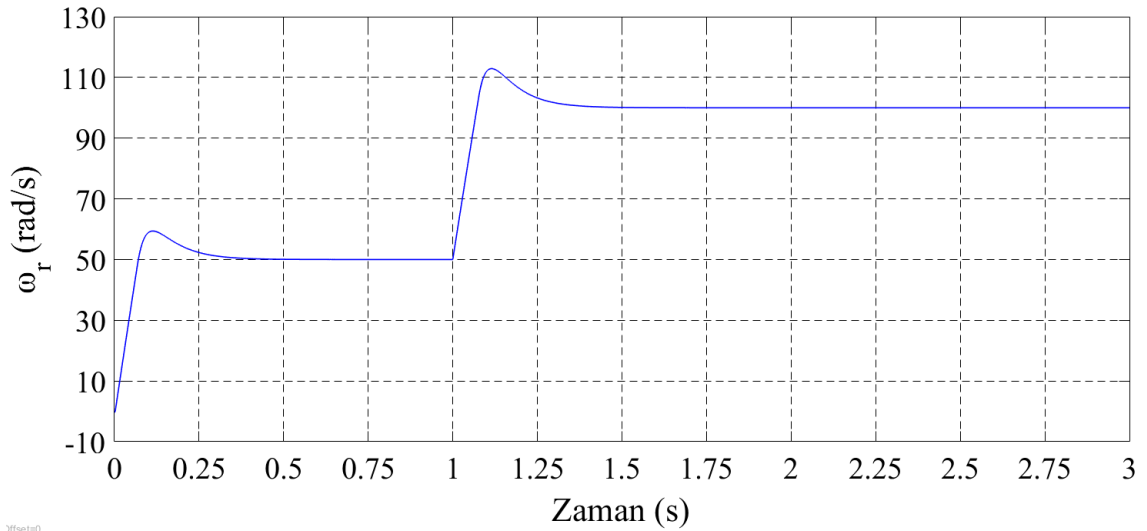


d)

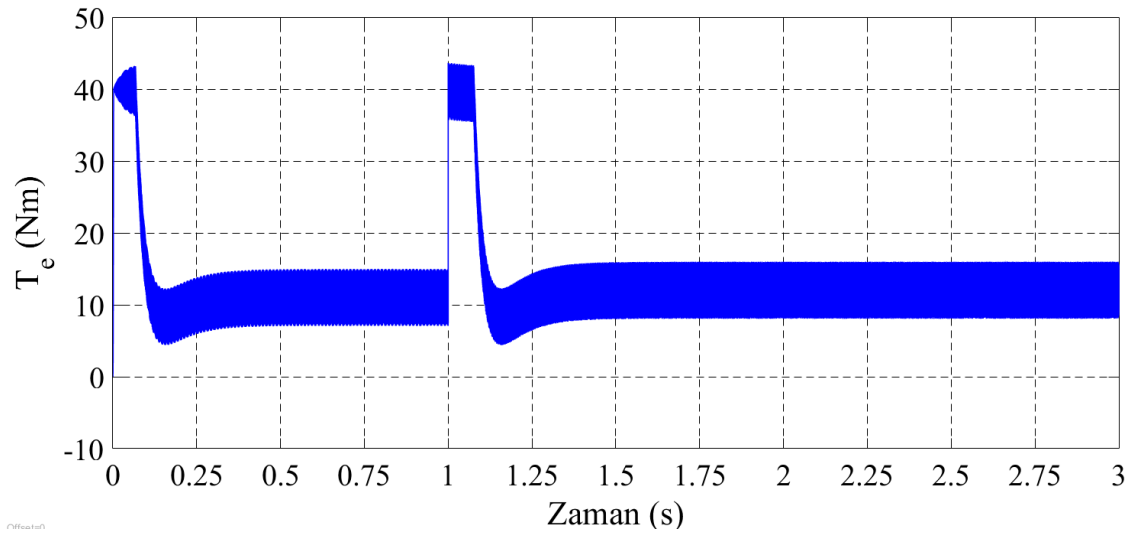
Şekil 4.1. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış ASM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 0Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.1.1.2. Yüklü çalışma için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin ASM'ye uygulanması

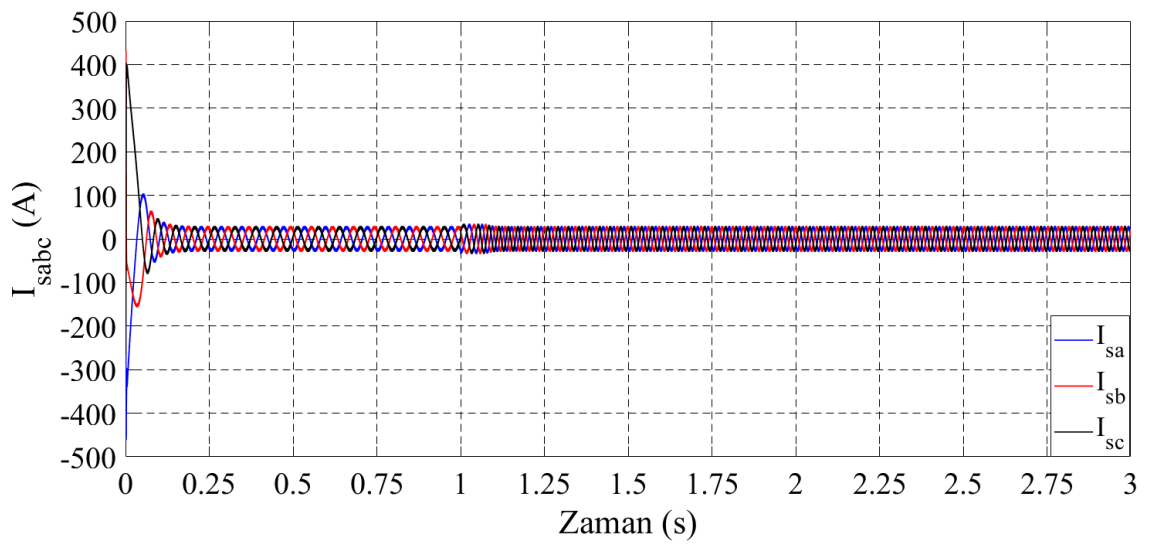
Yüklü çalışma durumunda ($T_L = 10Nm$) ASM'ye histerezis tabanlı DMD uygulanmaktadır. ASM'nin hızının referans değeri 50 rad/s'den 100 rad/s'ye ani olarak çıkartılmıştır. Yüklü çalışma ve ani hız artışı için ASM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.2.'de gösterilmiştir.



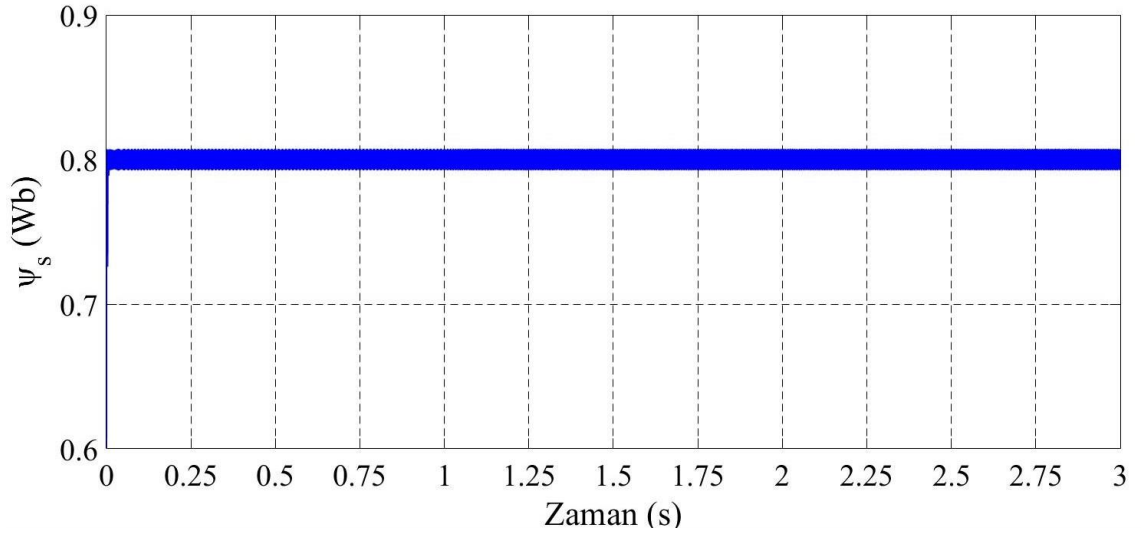
a)



b)



c)

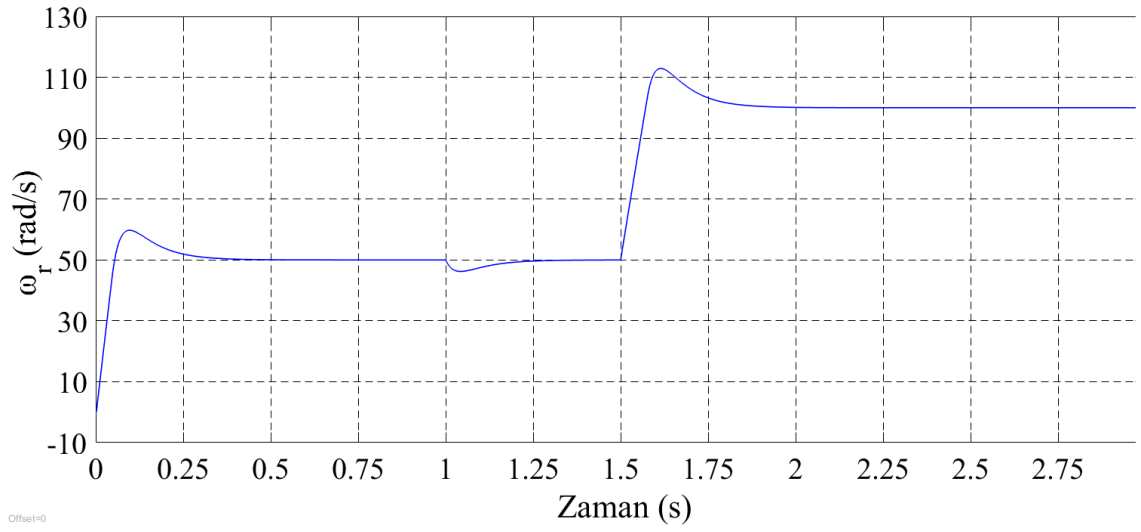


d)

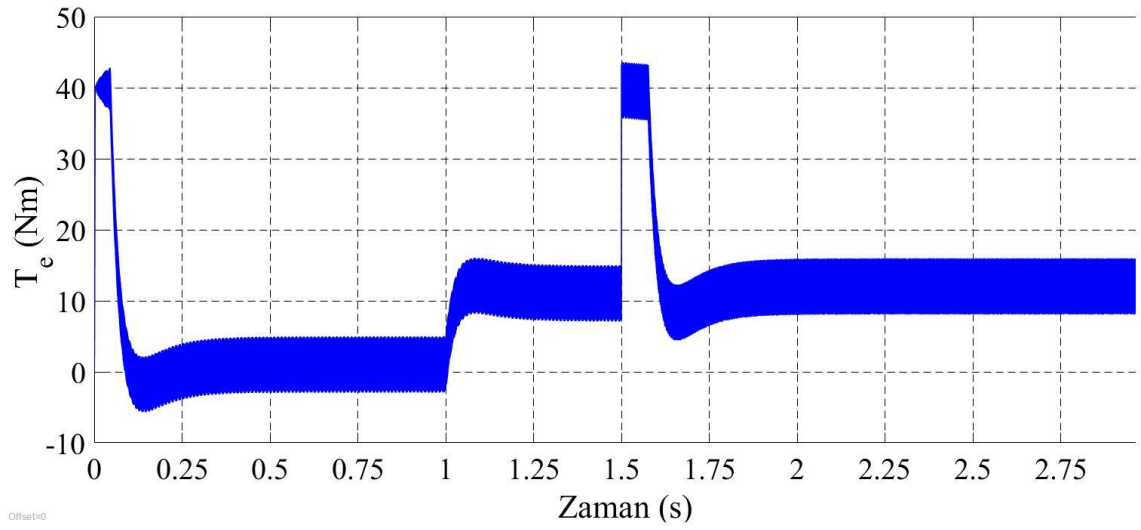
Şekil 4.2. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış ASM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 10Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.1.1.3. Basamak şeklindeki yük değişimi için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin ASM'ye uygulanması

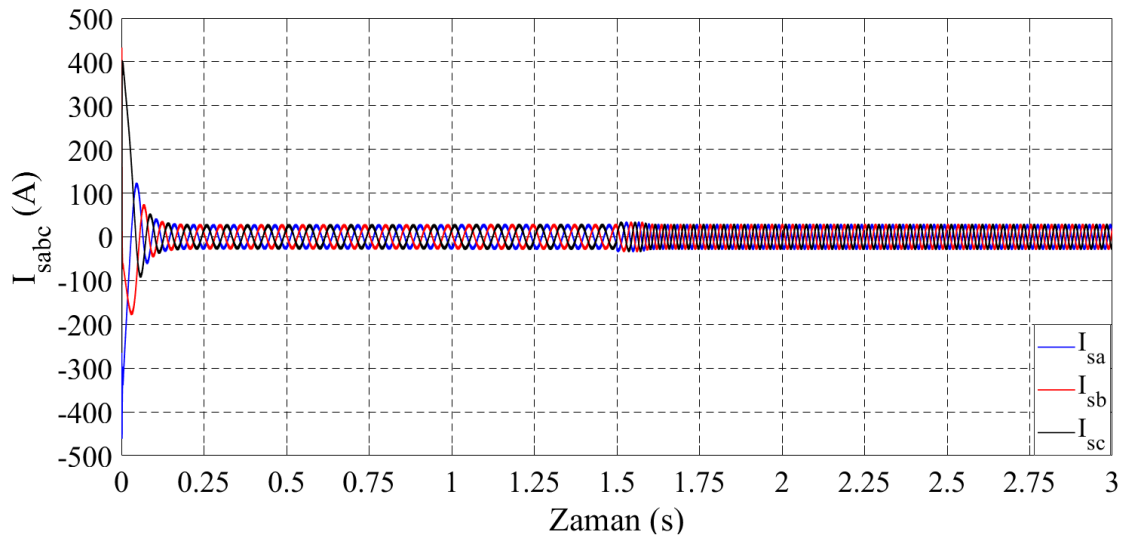
Yüksüz çalışma durumundan ($T_L = 0Nm$), yüklü çalışma durumuna ($T_L = 10Nm$) basamak şeklinde bir değişim gösteren ASM'ye histerezis tabanlı DMD uygulanmaktadır. Yük değişimi $t=1$ s anında uygulanmaktadır. ASM'nin hızının referans değeri $t=1,5$ s anında 50 rad/s'den 100 rad/s'ye basamak şeklinde çıkartılmıştır. Basamak şeklindeki yük momenti ve hız artışı için ASM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.3.'te gösterilmiştir.



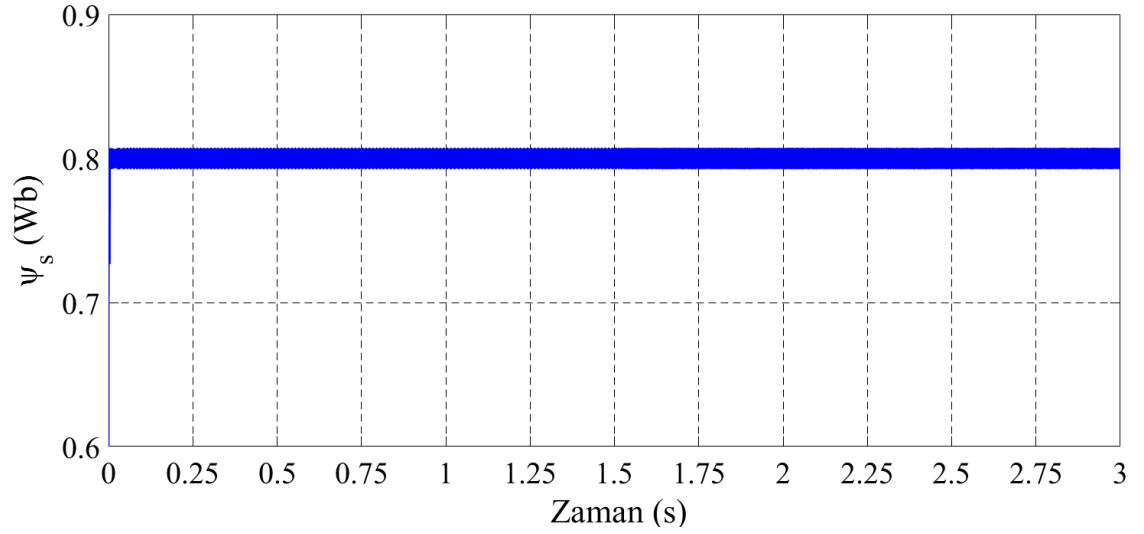
a)



b)



c)



Şekil 4.3. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış ASM'nin basamak hız ve yük momenti için benzetim sonuçları a) Rotor açılma hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.1.2. Histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin ISMSM'ye uygulanması

Simülasyon çalışmalarında 111 Nm 560 Volt 3000 rpm ISMSM kullanılmıştır. Simülasyonlarda kullanılan ISMSM parametreleri aşağıdaki gibidir.

$$R_s = 0,05\Omega$$

$$L_{sd} = 0,6033mH$$

$$L_{sq} = 0,6668mH$$

$$\psi_m = 0,192Weber$$

$$J = 0.011kgm^2$$

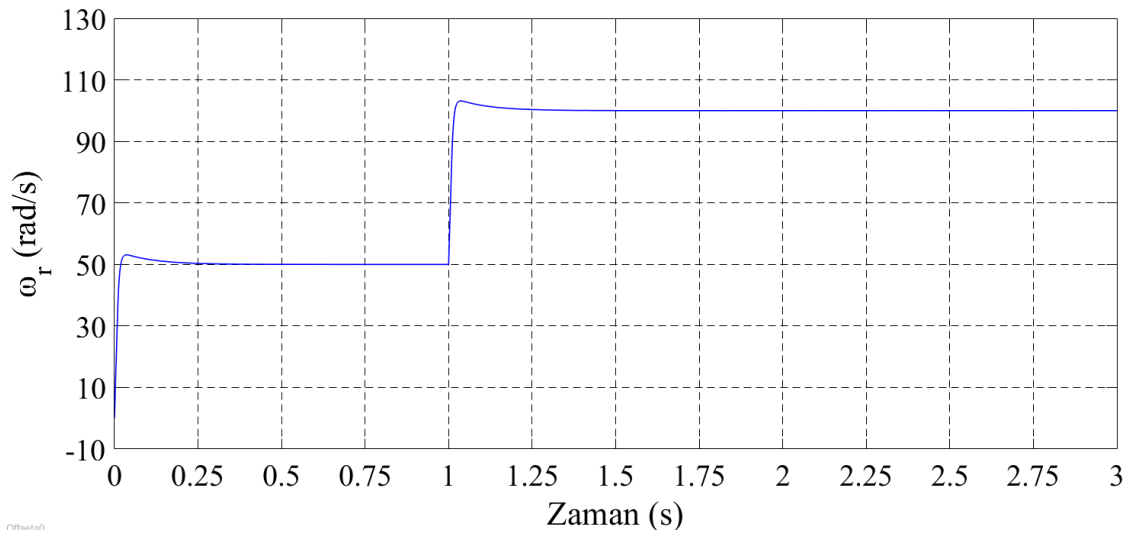
$$B = 0,001889Nms$$

$$p = 4$$

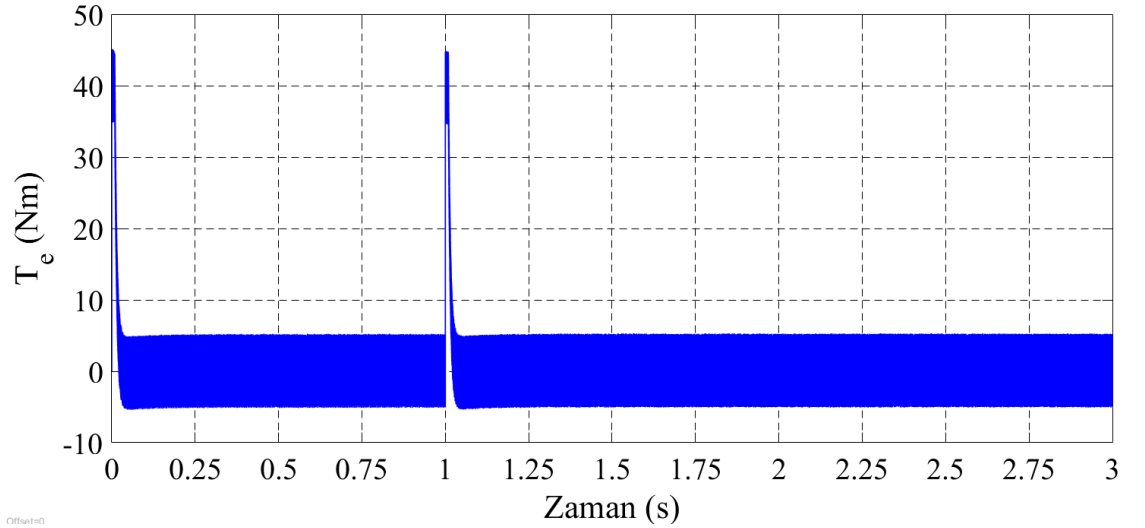
Stator akı referansı, $\psi_s^* = 0,192Weber$ olarak alınmıştır.

4.1.2.1. Yüksüz çalışma için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin ISMSM'ye uygulanması

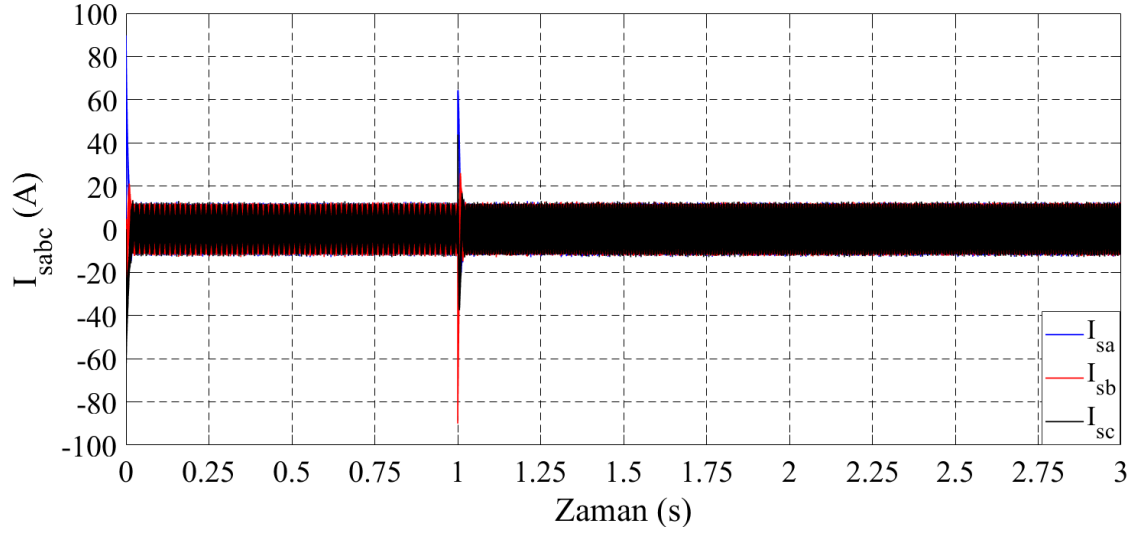
Yüksüz çalışma durumunda ISMSM'ye histerezis tabanlı DMD uygulanmaktadır. ISMSM'nin hızının referans değeri 50 rad/s'den 100 rad/s'ye ani olarak çıkartılmıştır. Yüksüz çalışma ($T_L = 0Nm$) ve ani hız artışı için ISMSM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.4.'te gösterilmiştir.



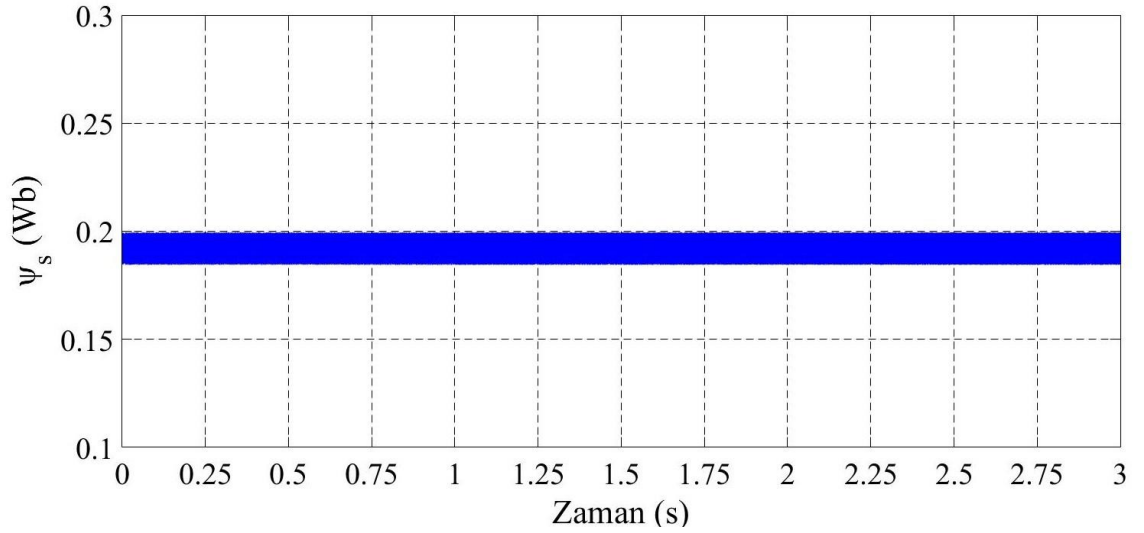
a)



b)



c)

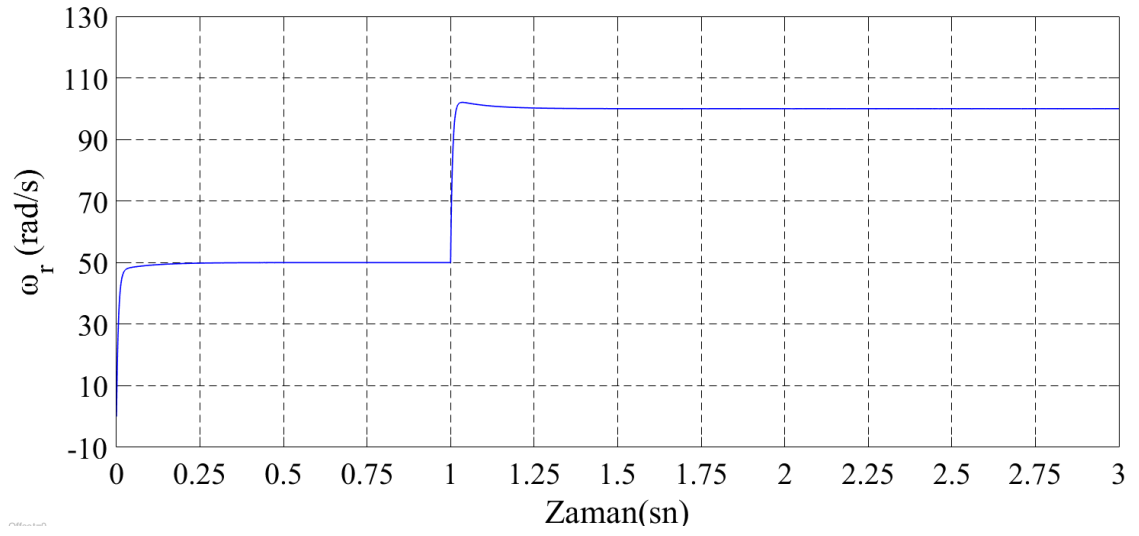


d)

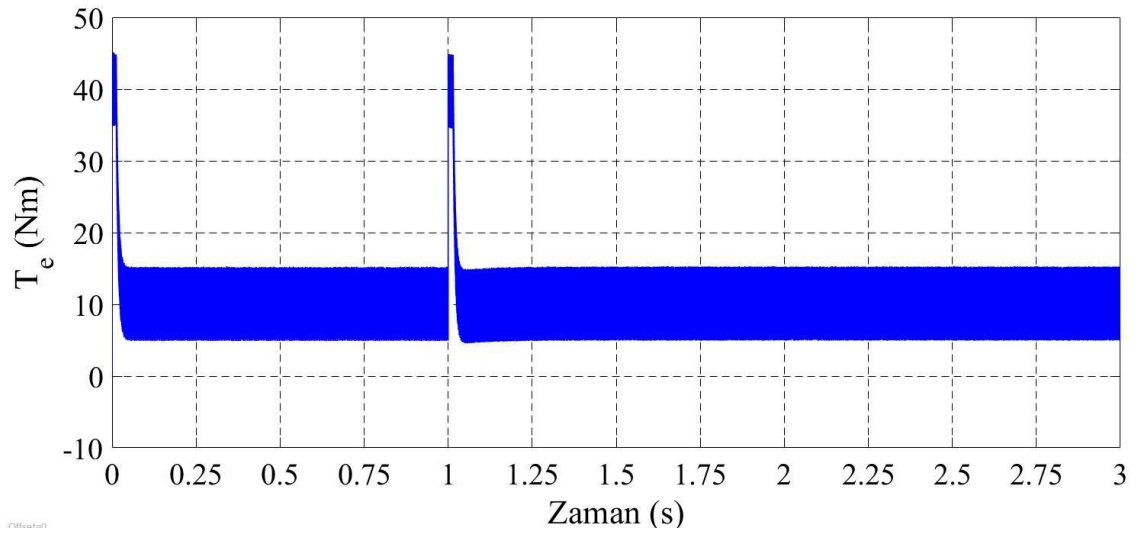
Şekil 4.4. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış ISMSM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 0Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.1.2.2. Yüklü çalışma için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin ISMSM'ye uygulanması

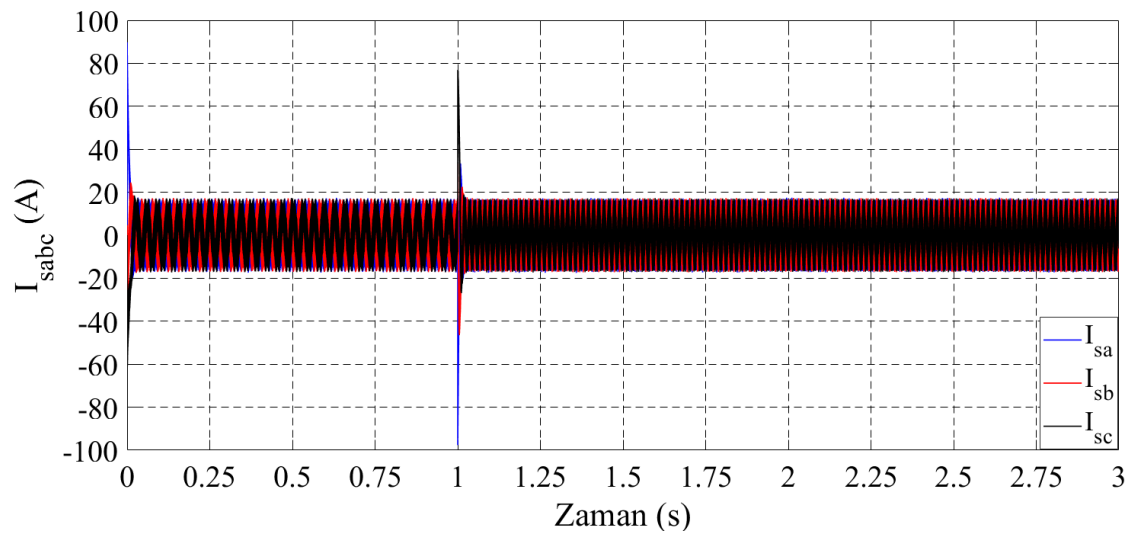
Yüklü çalışma durumunda ($T_L = 10Nm$) ISMSM'ye histerezis tabanlı DMD uygulanmaktadır. ISMSM'nin hızının referans değeri 50 rad/s'den 100 rad/s'ye ani olarak çıkartılmıştır. Yüklü çalışma ve ani hız artışı için ISMSM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.5.'te gösterilmiştir.



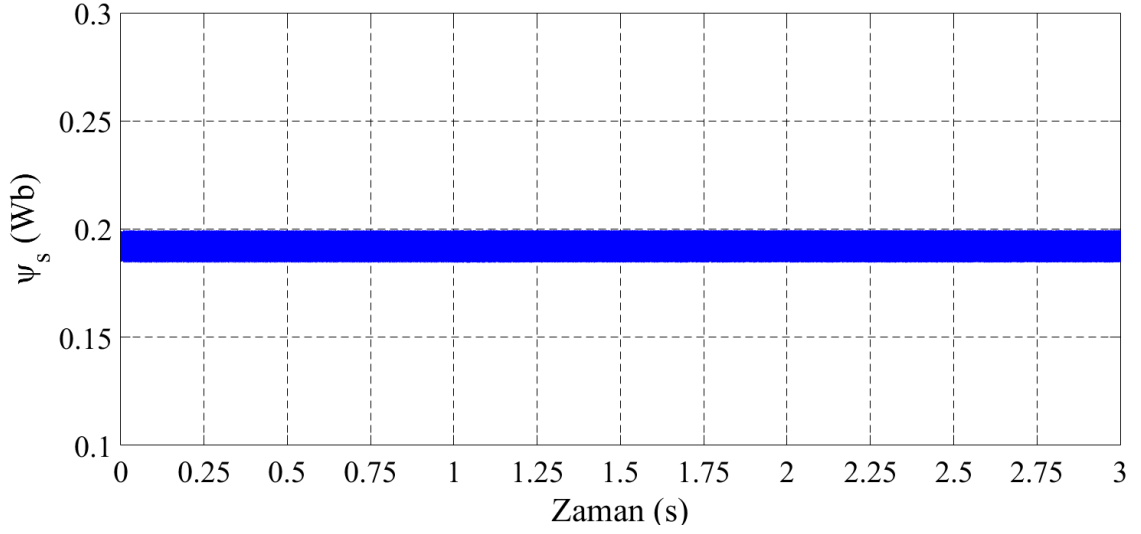
a)



b)



c)

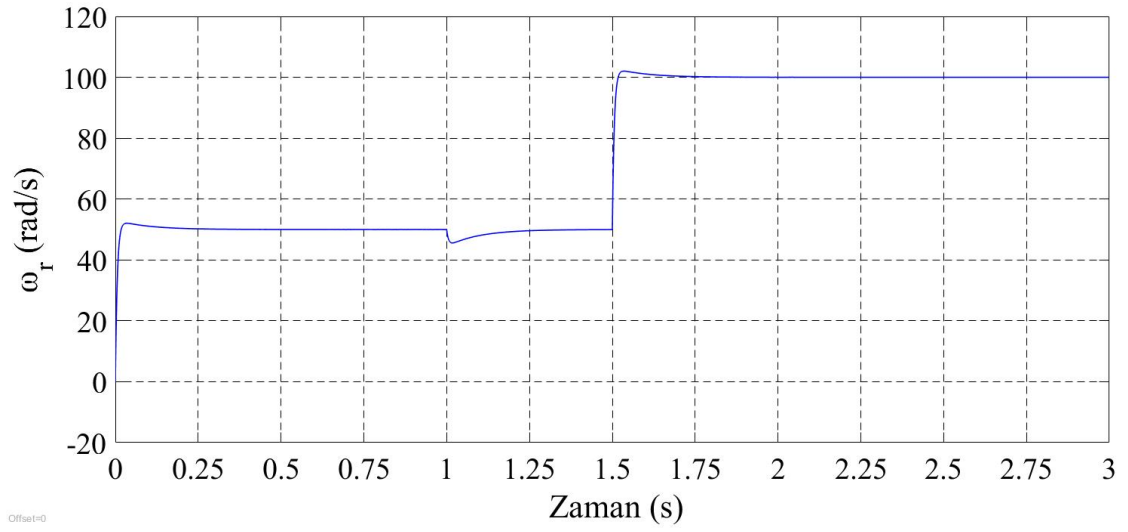


d)

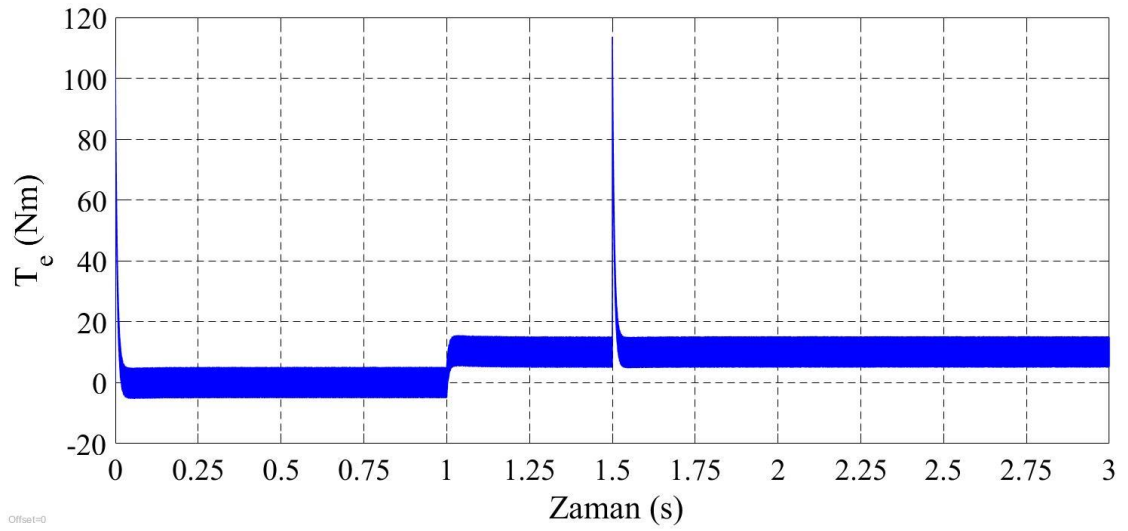
Şekil 4.5. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış ISMSM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 10Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.1.2.3. Basamak şeklindeki yük değişimi için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin ISMSM'ye uygulanması

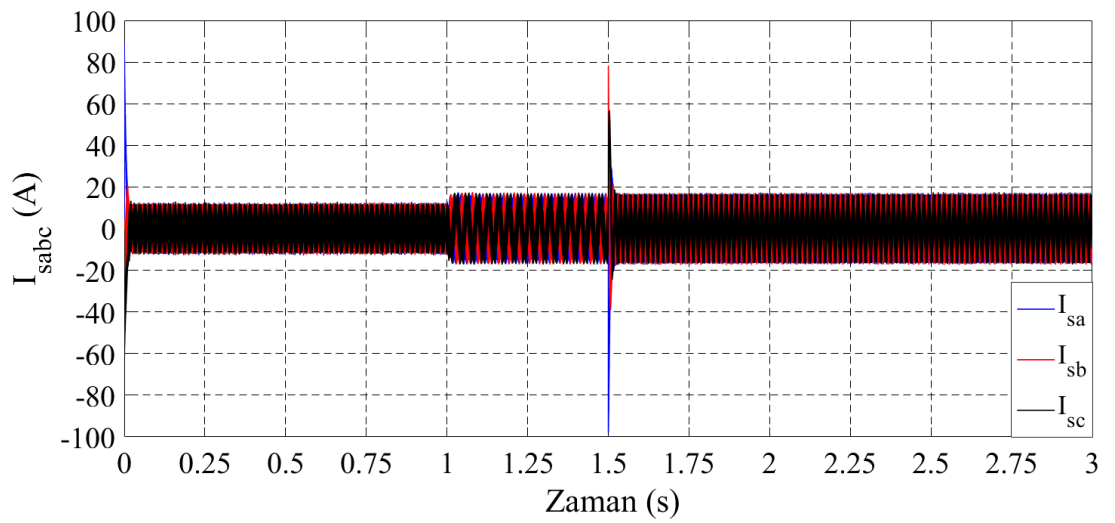
Yüksüz çalışma durumundan ($T_L = 0Nm$), yüklü çalışma durumuna ($T_L = 10Nm$) basamak şeklinde bir değişim gösteren ISMSM'ye histerezis tabanlı DMD uygulanmaktadır. Yük değişimi $t=1$ s anında uygulanmaktadır. ISMSM'nin hızının referans değeri $t=1,5$ s anında 50 rad/s'den 100 rad/s'ye basamak şeklinde çıkartılmıştır. Basamak şeklindeki yük momentini ve hız artışı için ISMSM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.6.'da gösterilmiştir.



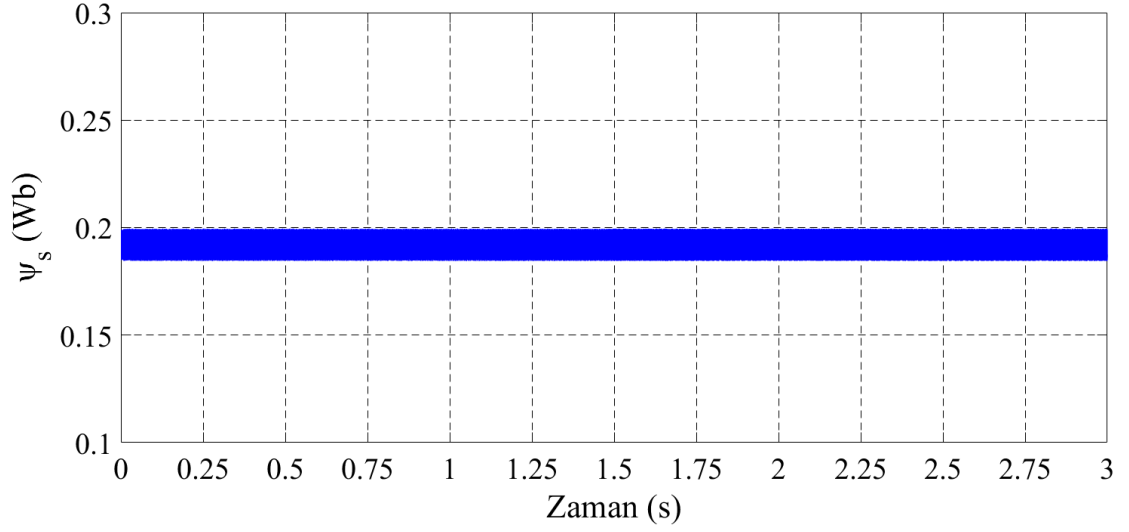
a)



b)



c)



d)

Şekil 4.6. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış ISMSM'nin basamak hız ve yük momentini için benzetim sonuçları a) Rotor açısal hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.1.3. Histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin YSMSM'ye uygulanması

Simülasyon çalışmalarında 111 Nm 560 Volt 3000 rpm YSMSM kullanılmıştır. Simülasyonlarda kullanılan YSMSM parametreleri aşağıdaki gibidir.

$$R_s = 0,05\Omega$$

$$L = 0,6033mH$$

$$\psi_m = 0,192Weber$$

$$J = 0.011kgm^2$$

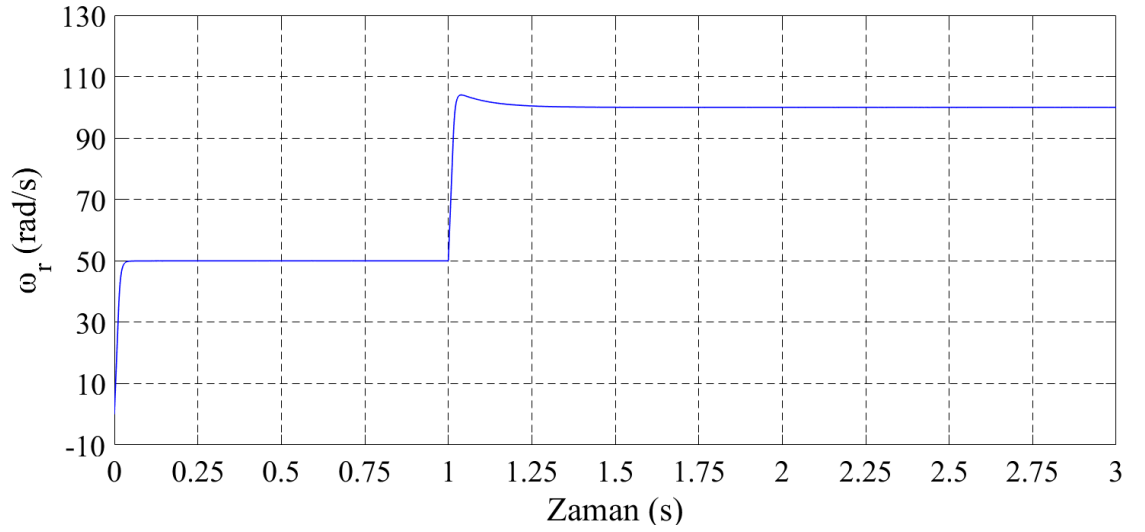
$$B = 0,001889Nms$$

$$p = 4$$

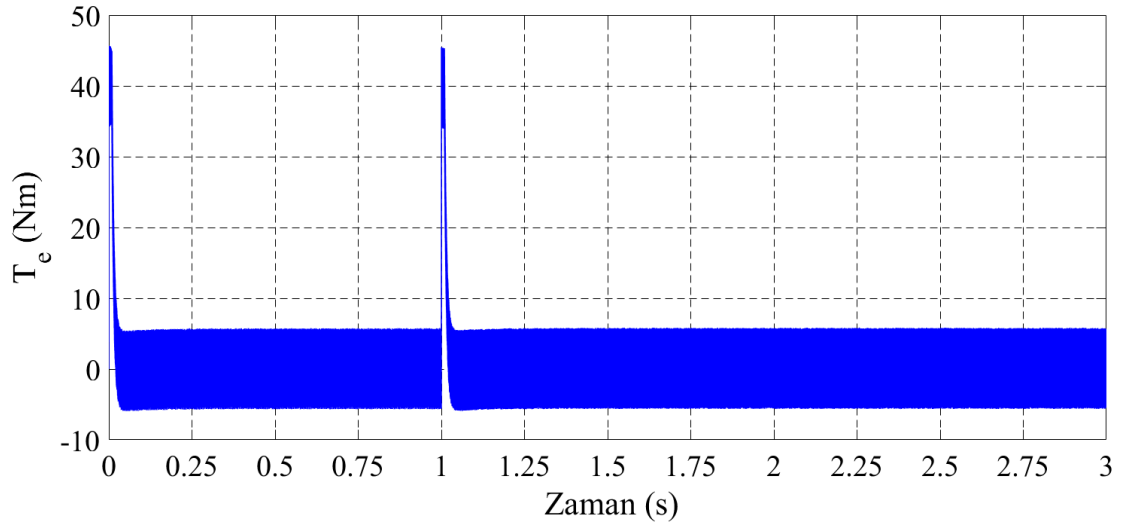
Stator akı referansı, $\psi_s^* = 0,192Weber$ olarak alınmıştır.

4.1.3.1. Yüksüz çalışma için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin YSMSM'ye uygulanması

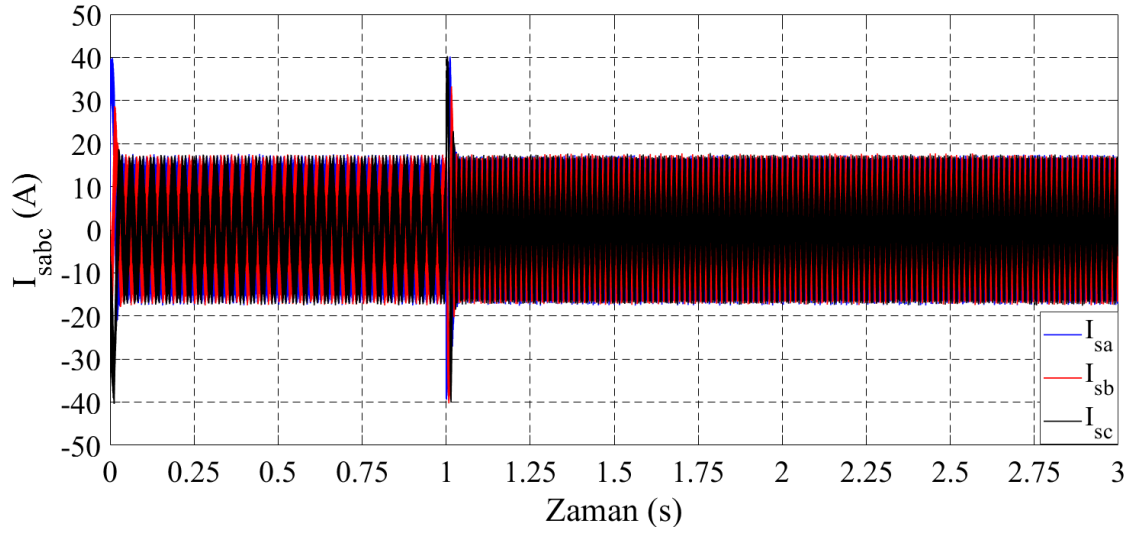
Yüksüz çalışma ($T_L = 0Nm$) durumunda YSMSM'ye histerezis tabanlı DMD uygulanmaktadır. YSMSM'nin hızının referans değeri 50 rad/s'den 100 rad/s'ye ani olarak çıkartılmıştır. Yüksüz çalışma ve ani hız artışı için YSMSM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.7.'de gösterilmiştir.



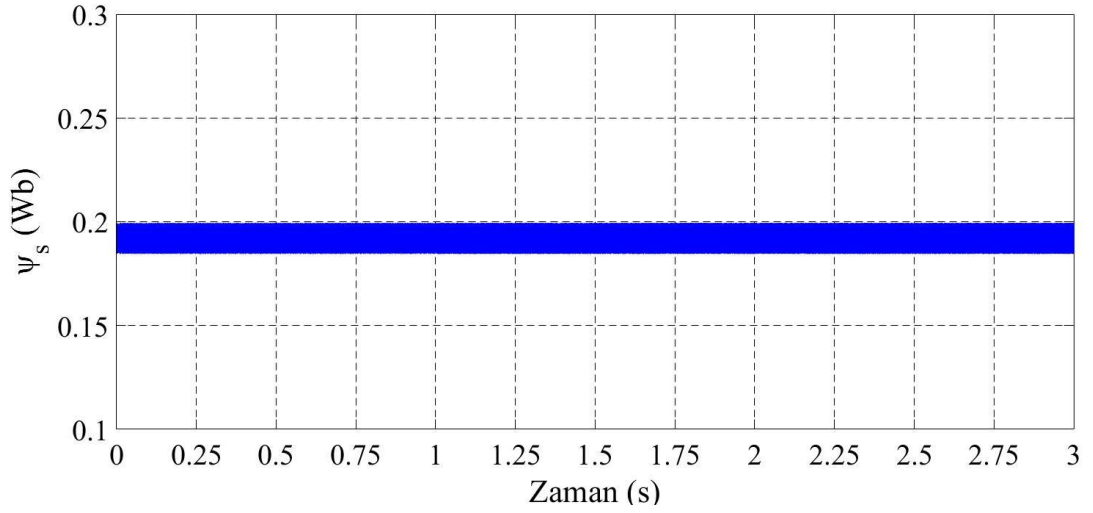
a)



b)



c)

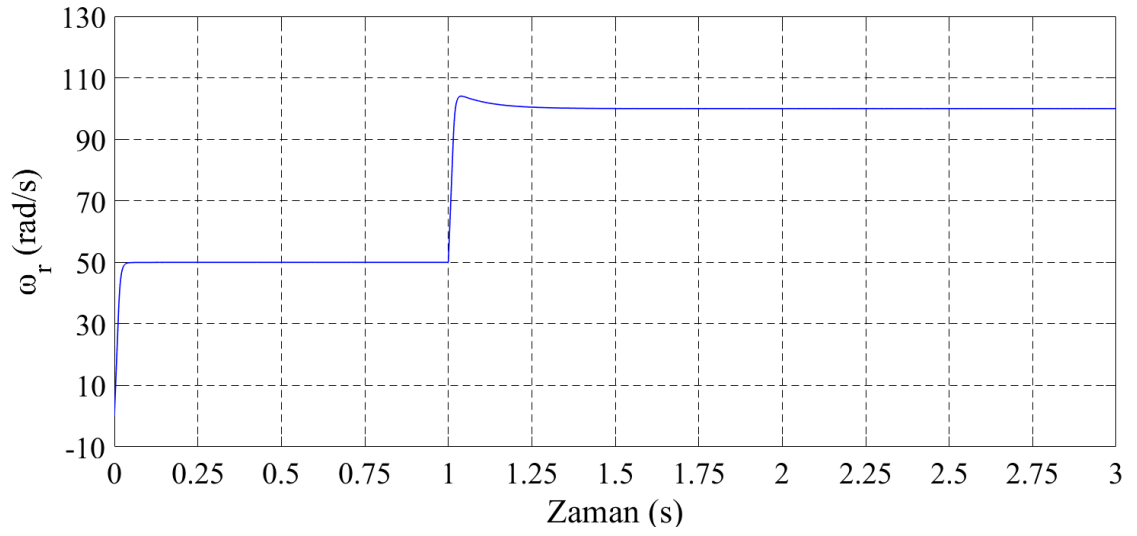


d)

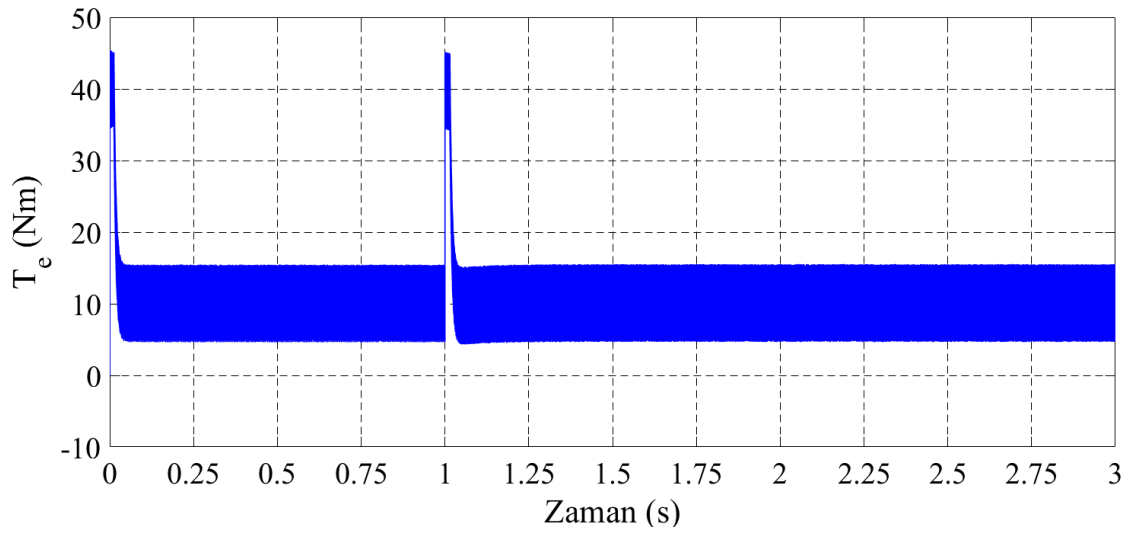
Şekil 4.7. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış YSMSM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 0Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.1.3.2. Yüklü çalışma için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin YSMSM'ye uygulanması

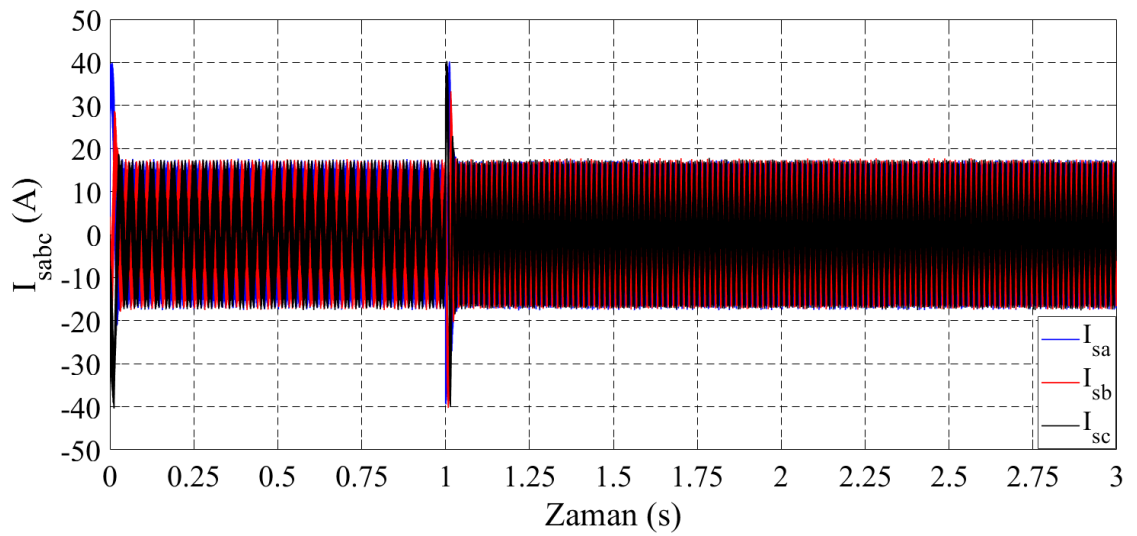
Yüklü çalışma durumunda ($T_L = 10Nm$) YSMSM'ye histerezis tabanlı DMD uygulanmaktadır. YSMSM'nin hızının referans değeri 50 rad/s'den 100 rad/s'ye ani olarak çıkartılmıştır. Yüklü çalışma ve ani hız artışı için YSMSM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.8.'de gösterilmiştir.



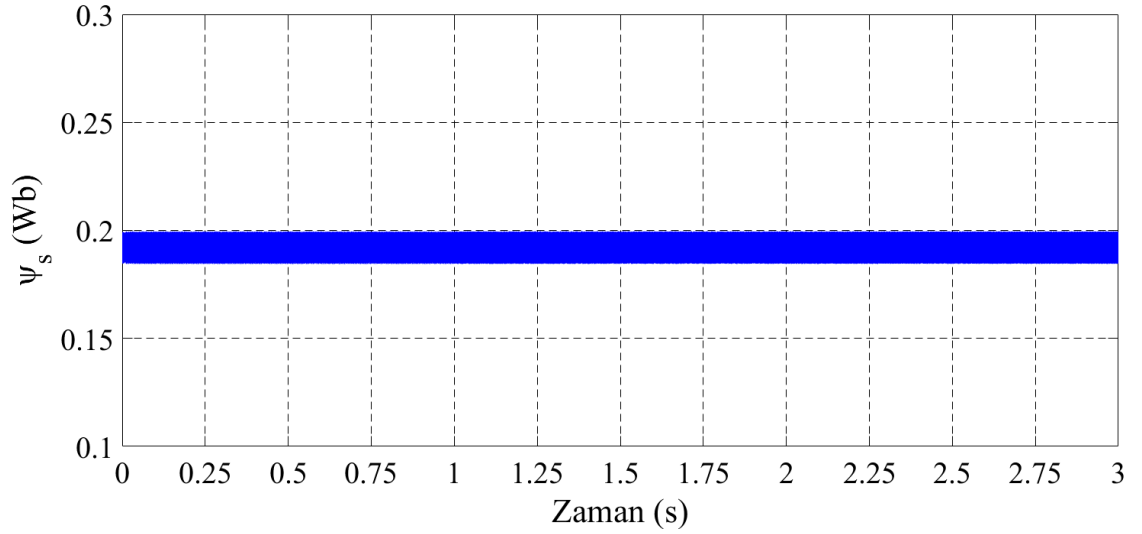
a)



b)



c)

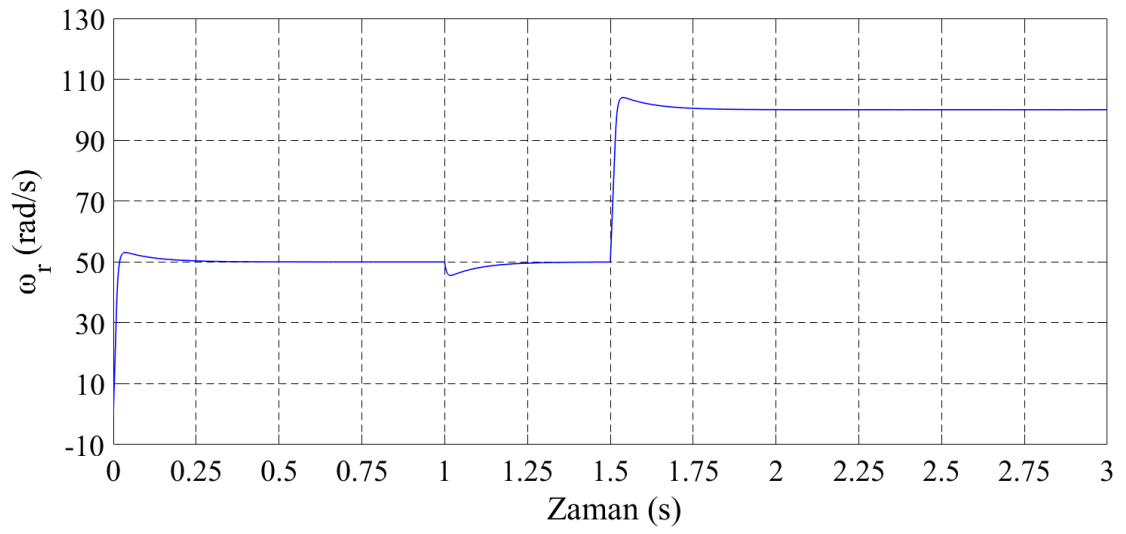


d)

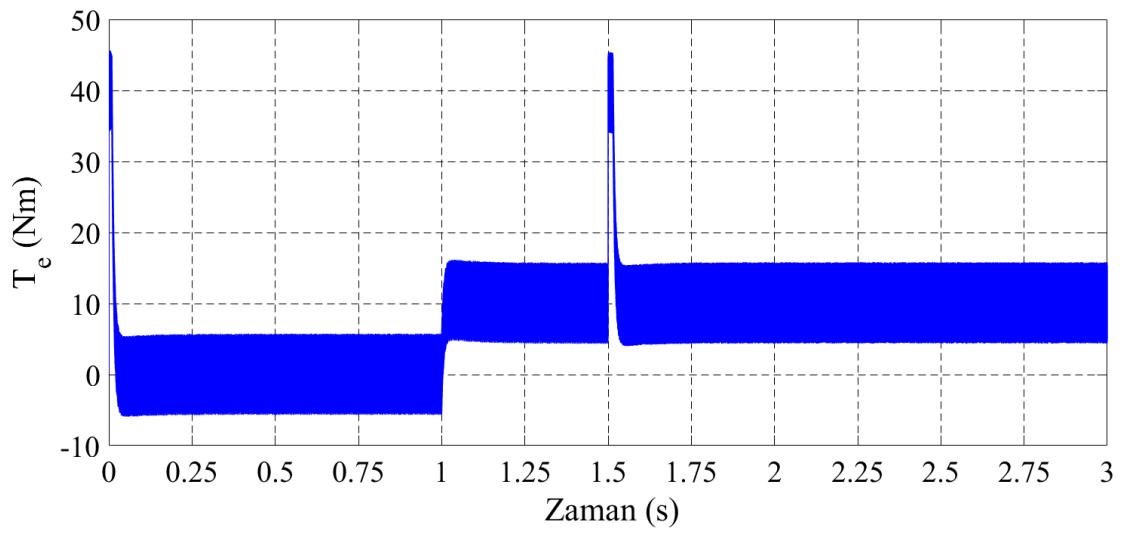
Şekil 4.8. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış YSMSM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 10Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.1.3.3. Basamak şeklindeki yük değişimi için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin YSMSM'ye uygulanması

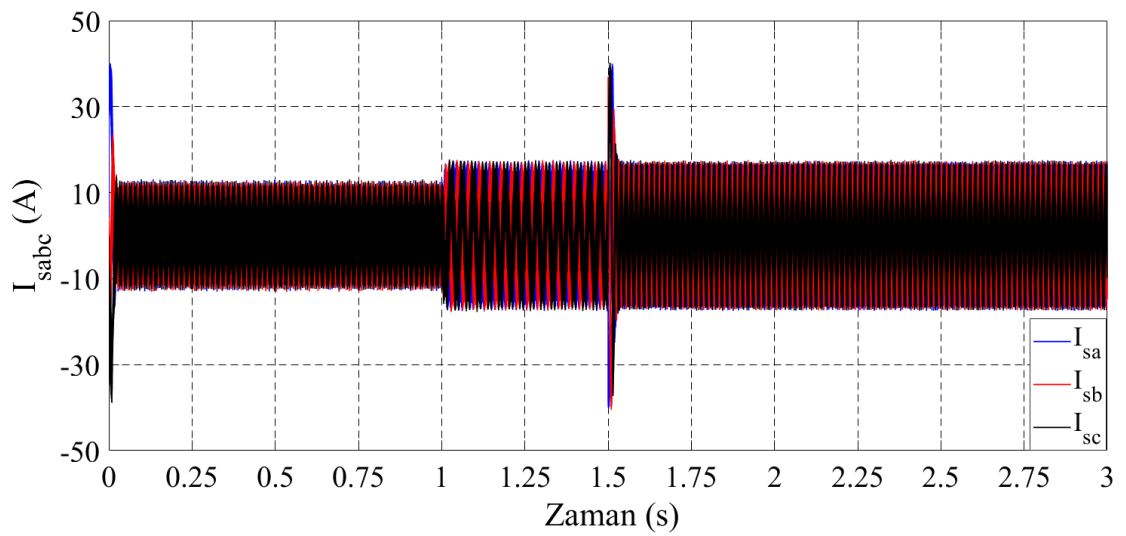
Yüksüz çalışma durumundan ($T_L = 0Nm$), yüklü çalışma durumuna ($T_L = 10Nm$) basamak şeklinde bir değişim gösteren YSMSM'ye histerezis tabanlı DMD uygulanmaktadır. Yük değişimi $t=1$ s anında uygulanmaktadır. YSMSM'nin hızının referans değeri $t=1,5$ s anında 50 rad/s'den 100 rad/s'ye basamak şeklinde çıkartılmıştır. Basamak şeklindeki yük momenti ve hız artışı için YSMSM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.9.'da gösterilmiştir.



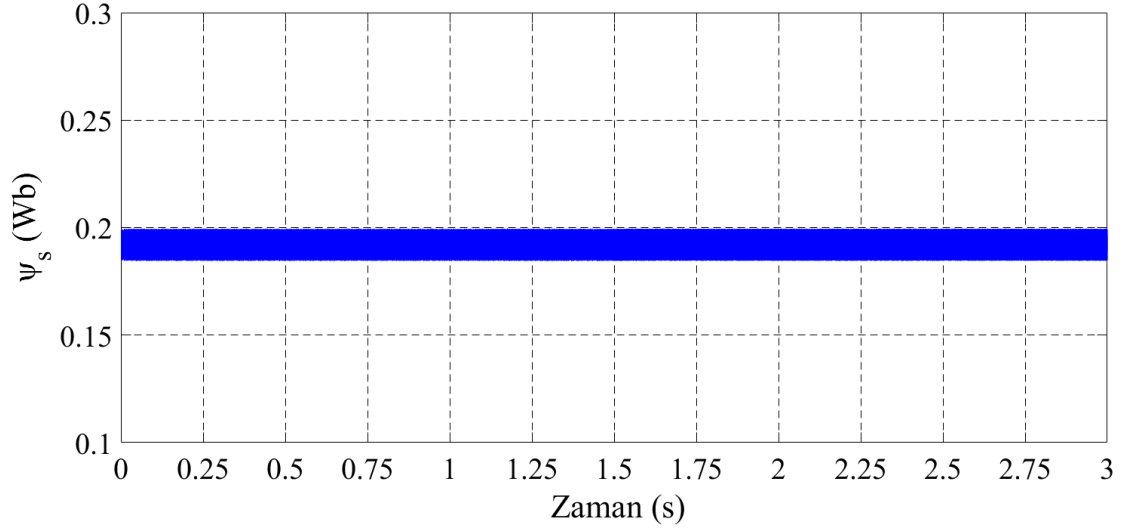
a)



b)



c)



d)

Şekil 4.9. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış YSMSM'nin basamak hız ve yük momenti için benzetim sonuçları a) Rotor açısal hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.1.4. Histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin SynRM'ye uygulanması

Simulasyon çalışmalarında 111 Nm 560 Volt 3000 rpm SynRM kullanılmıştır. Simülasyonlarda kullanılan SynRM parametreleri aşağıdaki gibidir.

$$R_s = 0,05\Omega$$

$$L_{sd} = 0,0412mH$$

$$L_{sq} = 0,00408mH$$

$$J = 0.011kgm^2$$

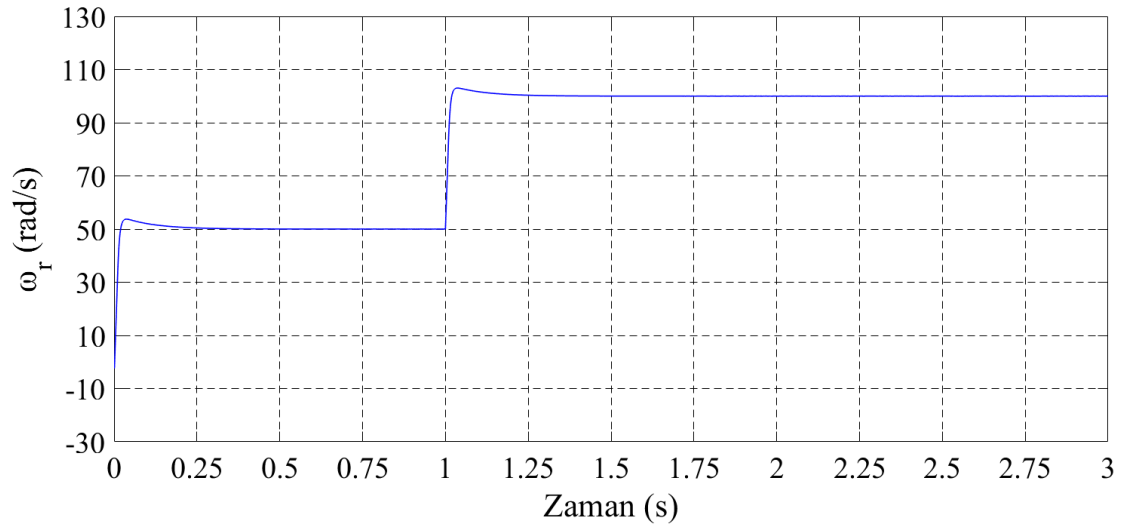
$$B = 0,001889Nms$$

$$p = 4$$

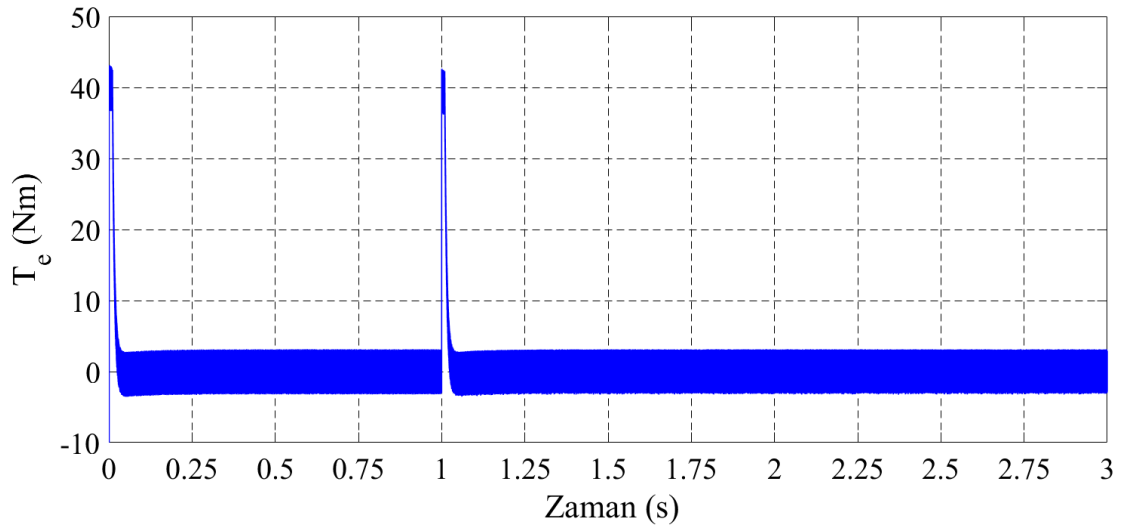
Stator akı referansı, $\psi_s^* = 0,8Weber$ olarak alınmıştır.

4.1.4.1. Yüksüz çalışma için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin SynRM'ye uygulanması

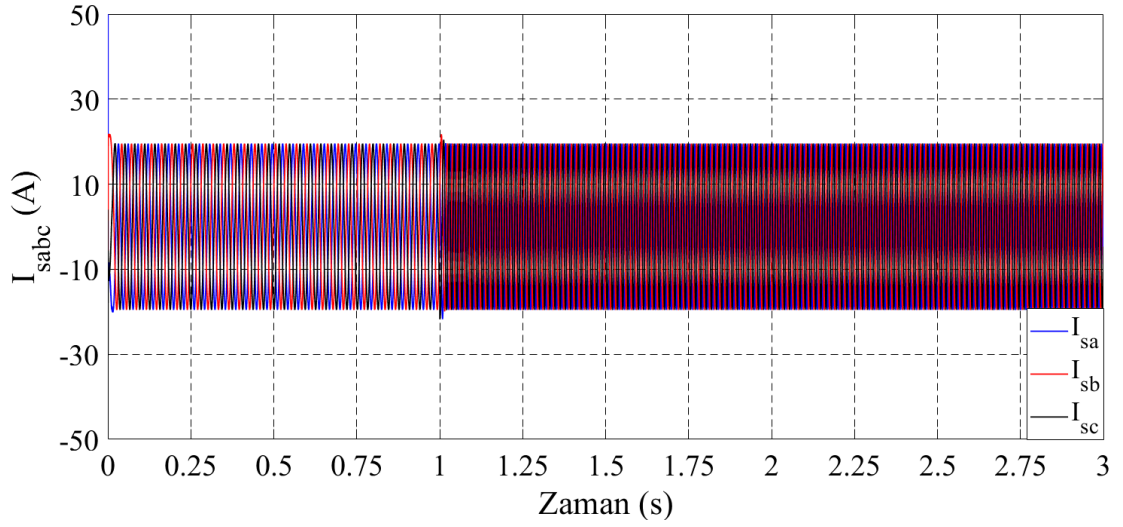
Yüksüz çalışma ($T_L = 0Nm$) durumunda SynRM'ye histerezis tabanlı DMD uygulanmaktadır. SynRM'nin hızının referans değeri 50 rad/s'den 100 rad/s'ye ani olarak çıkartılmıştır. Yüksüz çalışma ve ani hız artışı için SynRM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.10.'da gösterilmiştir.



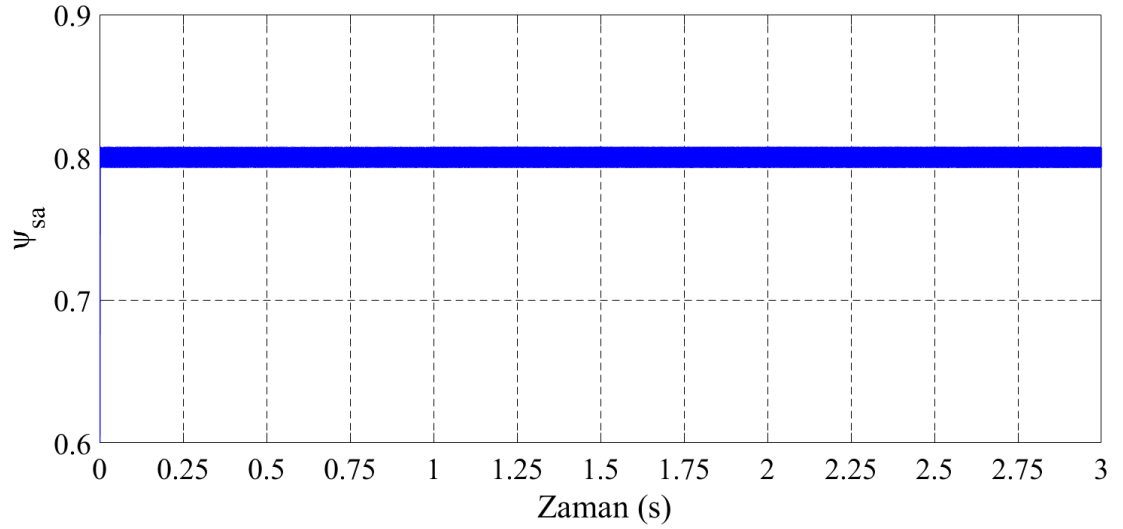
a)



b)



c)

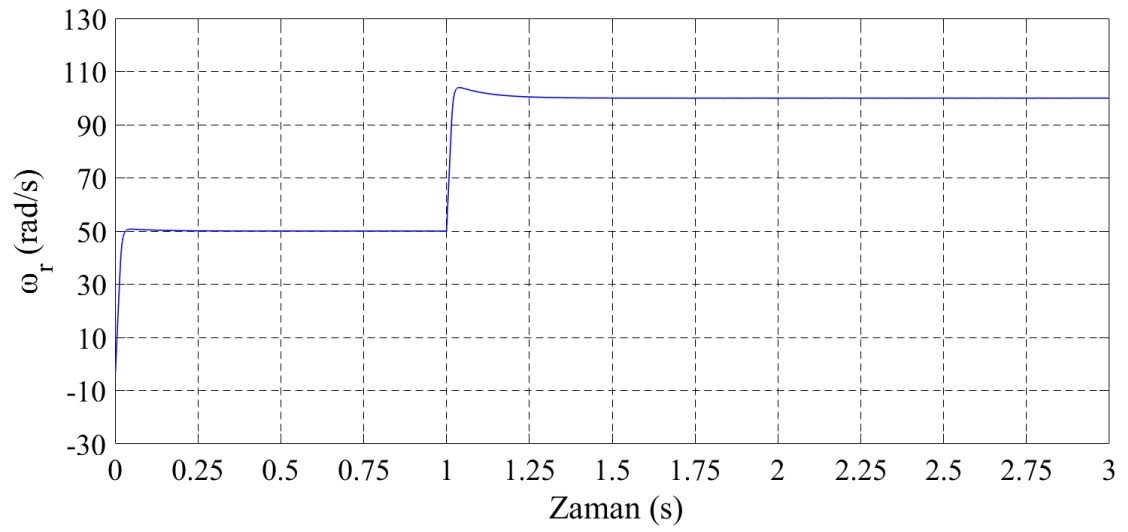


d)

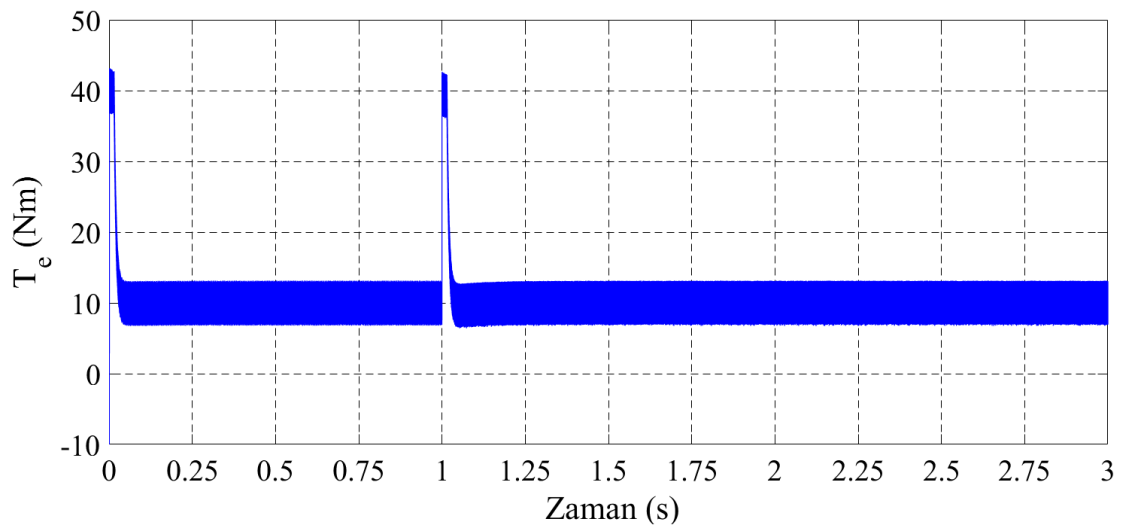
Şekil 4.10. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış SynRM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 0Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.1.4.2. Yüklü çalışma için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin SynRM'ye uygulanması

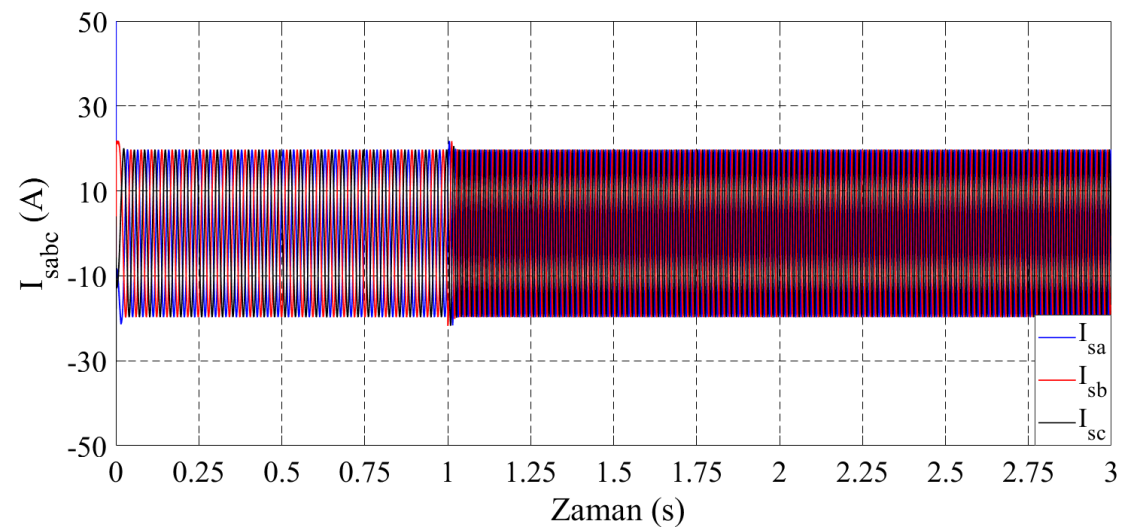
Yüklü çalışma durumunda ($T_L = 10Nm$) SynRM'ye histerezis tabanlı DMD uygulanmaktadır. SynRM'nin hızının referans değeri 50 rad/s'den 100 rad/s'ye ani olarak çıkartılmıştır. Yüklü çalışma ve ani hız artışı için SynRM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.11.'de gösterilmiştir.



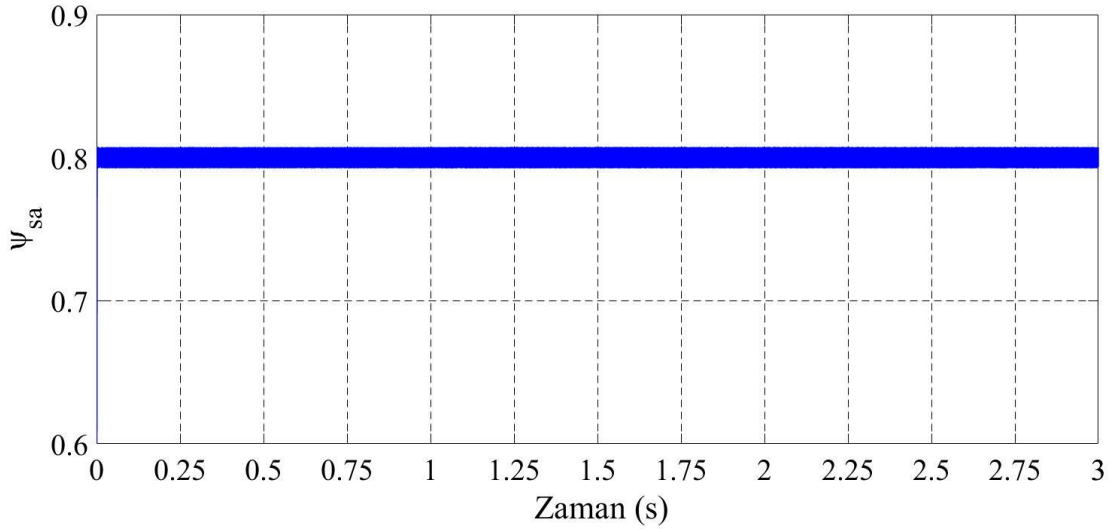
a)



b)



c)

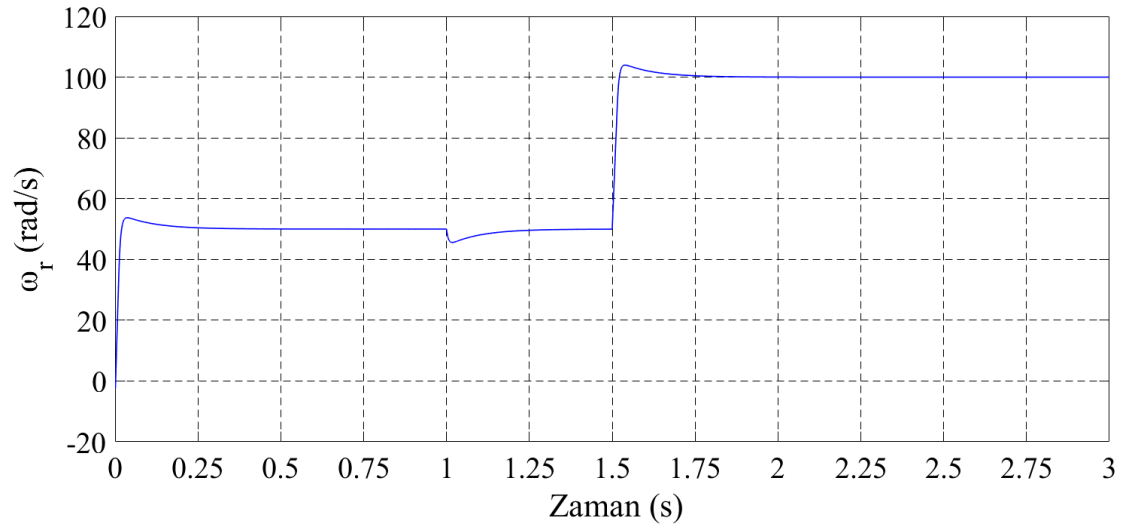


d)

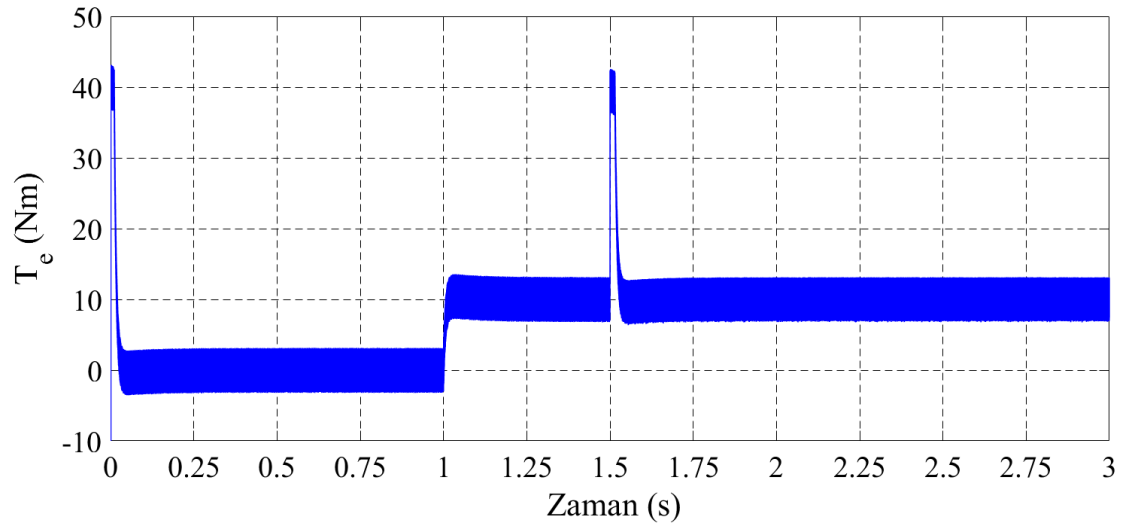
Şekil 4.11. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış SynRM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 10Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.1.4.3. Basamak şeklindeki yük değişimi için histerezis anahtarlama tabanlı DMD'nin SynRM'ye uygulanması

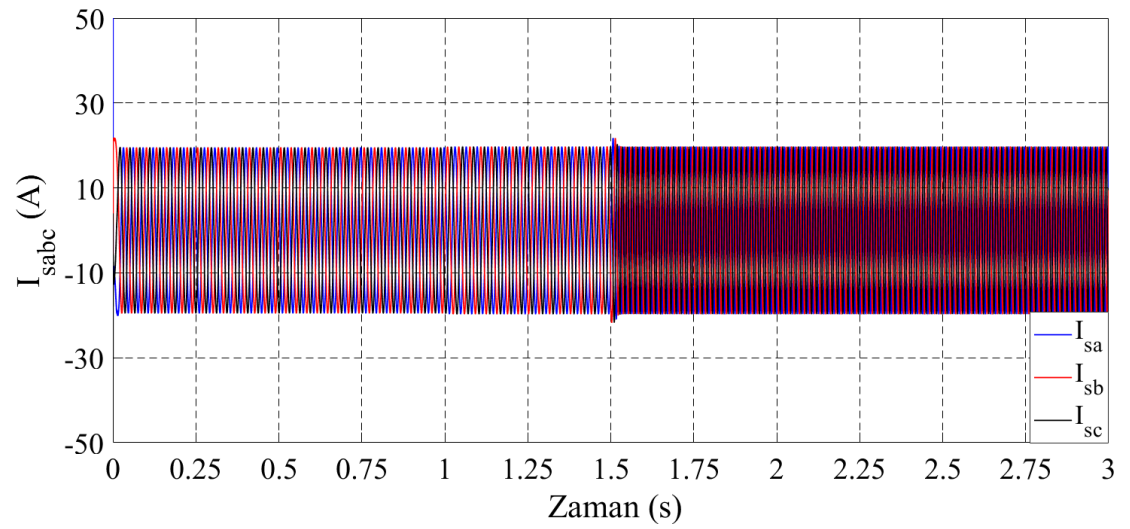
Yüksüz çalışma durumundan ($T_L = 0Nm$), yüklü çalışma durumuna ($T_L = 10Nm$) basamak şeklinde bir değişim gösteren SynRM'ye histerezis tabanlı DMD uygulanmaktadır. Yük değişimi $t=1$ s anında uygulanmaktadır. SynRM'nin hızının referans değeri $t=1,5$ s anında 50 rad/s'den 100 rad/s'ye basamak şeklinde çıkartılmıştır. Basamak şeklindeki yük momenti ve hız artışı için SynRM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.12.'de gösterilmiştir.



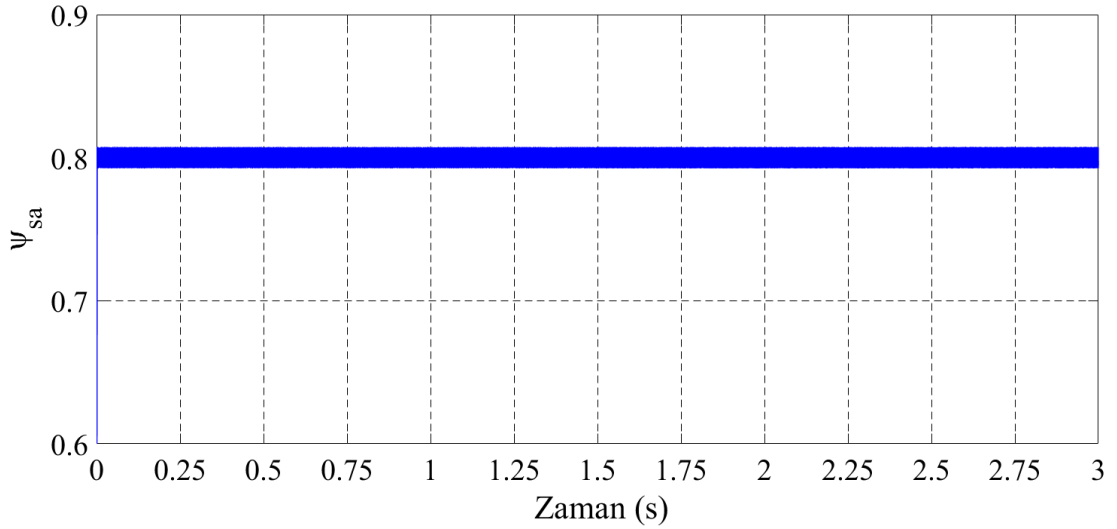
a)



b)



c)



d)

Şekil 4.12. Histerezis tabanlı DMD uygulanmış SynRM'nin basamak hız ve yük momentini için benzetim sonuçları a) Rotor açısal hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.2. UVDGA-DMD Simülasyon Sonuçları

Çalışmalarda eviricinin DA giriş gerilimi 1500V alınmıştır. Anahtarlama frekansı 19,5 kHz olarak alınmıştır. MATLAB/Simulink'te yapılan benzetim çalışmalarındaki örnekleme zamanı 10^{-6} saniye olarak alınmıştır. Simülasyonda $t=0$ s anında 50 rad/s, $t=1$ s anında 100 rad/s'lik hız referansı uygulanmıştır. Yük momentinin $T_L = 0Nm$ olduğu ve $T_L = 10Nm$ olduğu durumlar incelenmiştir. Ayrıca boşta çalışmadan yüklü çalışmaya geçişte AA makinelerin durumu gözlemek için $T_L = 0Nm$ 'den $T_L = 10Nm$ 'ye ani yük artışı uygulanmıştır ve simülasyon sonuçları gözlemlenmiştir. Yüksüz çalışmadan yüklü çalışmaya geçişte AA makinelerin kapalı çevrim hız denetimi ile $t=0$ s anında 50 rad/s, $t=1,5$ s anında 100 rad/s'lik ani yükselen bir hız referansı uygulanmıştır. $T_L = 0Nm$ 'den $T_L = 10Nm$ 'ye basamak şeklindeki yük değişimi ise $t=1$ s anında uygulanmıştır. AA makinelerin akı, moment ve hız PI katsayıları tablo 4.1.'de verilmiştir.

Tablo 4.1. AA makinelerin akı, moment ve hız PI katsayıları

ASM Akı PI katsayısı	$K_I = 500$	$K_p = 450$
ASM Moment PI katsayısı	$K_I = 0,1$	$K_p = 1$
ASM Hız PI katsayısı	$K_I = 12$	$K_p = 3$
ISMSM Akı PI katsayısı	$K_I = 500$	$K_p = 450$
ISMSM Moment PI katsayısı	$K_I = 0,1$	$K_p = 1$
ISMSM Hız PI katsayısı	$K_I = 12$	$K_p = 3$
YSMSM Akı PI katsayısı	$K_I = 500$	$K_p = 450$
YSMSM Moment PI katsayısı	$K_I = 40$	$K_p = 20$
YSMSM Hız PI katsayısı	$K_I = 12$	$K_p = 3$
SynRM Akı PI katsayısı	$K_I = 7500$	$K_p = 10000$
SynRM Moment PI katsayısı	$K_I = 40$	$K_p = 20$
SynRM Hız PI katsayısı	$K_I = 12$	$K_p = 3$

4.2.1. UVDGA-DMD'nin ASM'ye uygulanması

Simülasyon çalışmalarında 50 HP 460 Volt 60 Hz 1780 rpm ASM kullanılmıştır. Simülasyonlarda kullanılan ASM parametreleri aşağıdaki gibidir.

$$R_s = 0,09961\Omega$$

$$R_r = 0,05837\Omega$$

$$L_s = 0,867mH$$

$$L_r = 0,867mH$$

$$L_m = 0,03039H$$

$$J = 0.04kgm^2$$

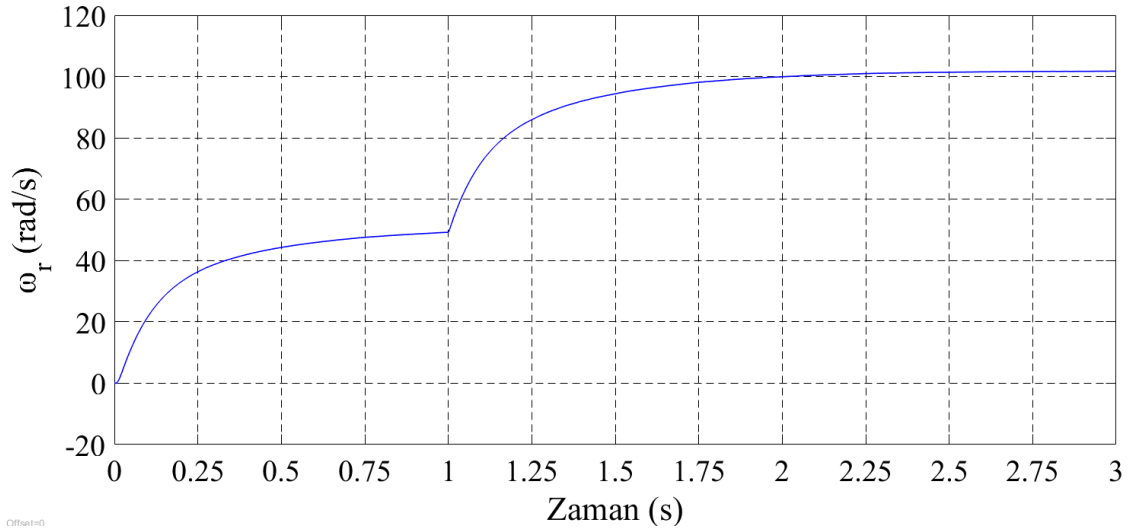
$$B = 0,02187Nms$$

$$p = 2$$

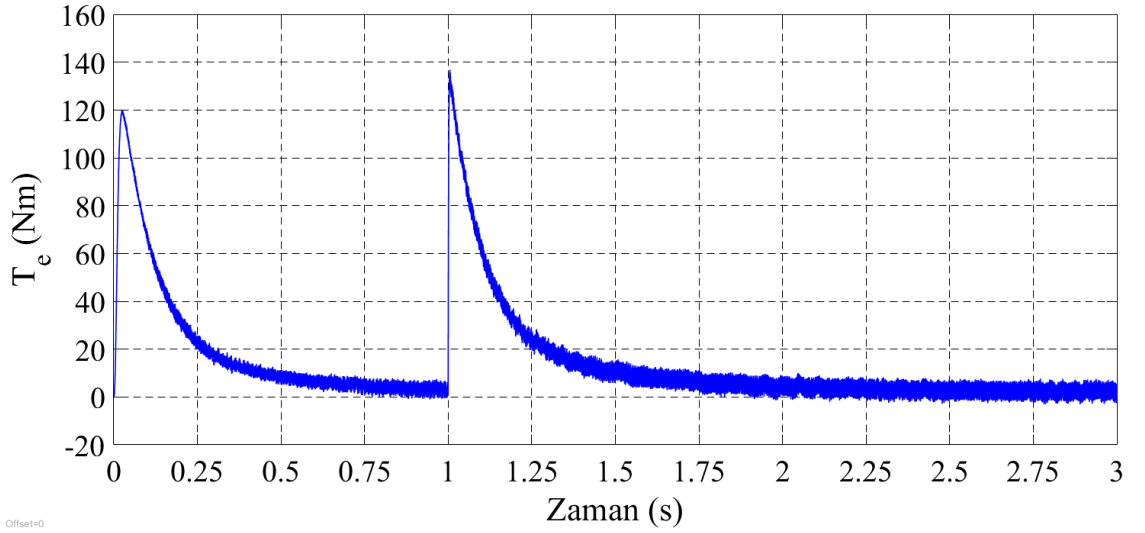
Stator akı referansı, $\psi_s^* = 0,8Weber$ olarak alınmıştır.

4.2.1.1. Yüksüz çalışma için UVDGA-DMD'nin ASM'ye uygulanması

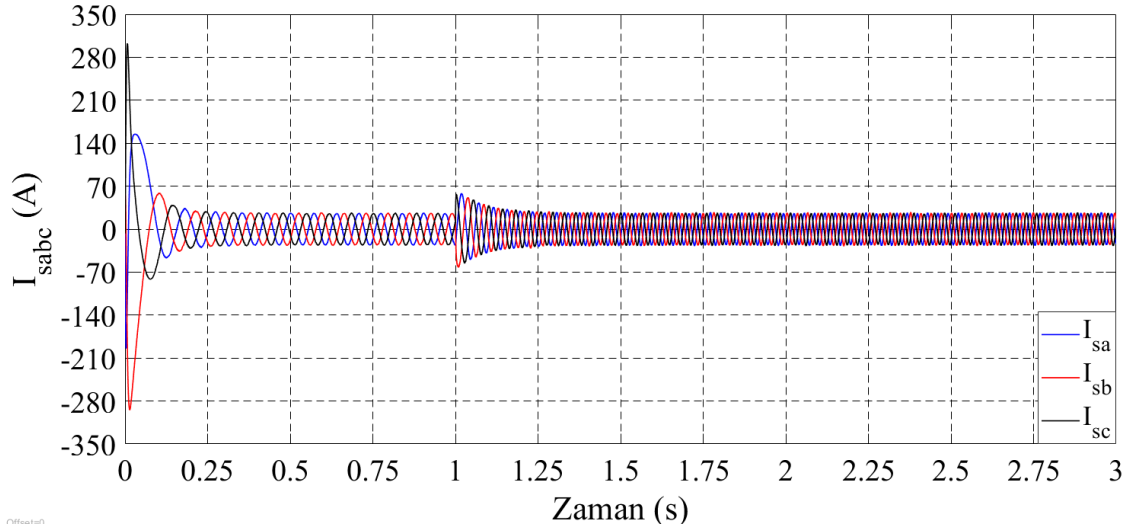
Yüksüz çalışma ($T_L = 0Nm$) durumunda ASM'ye UVDGA-DMD uygulanmaktadır. ASM'nin hızının referans değeri 50 rad/s'den 100 rad/s'ye ani olarak çıkartılmıştır. Yüksüz çalışma ve ani hız artışı için ASM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.13.'te gösterilmiştir.



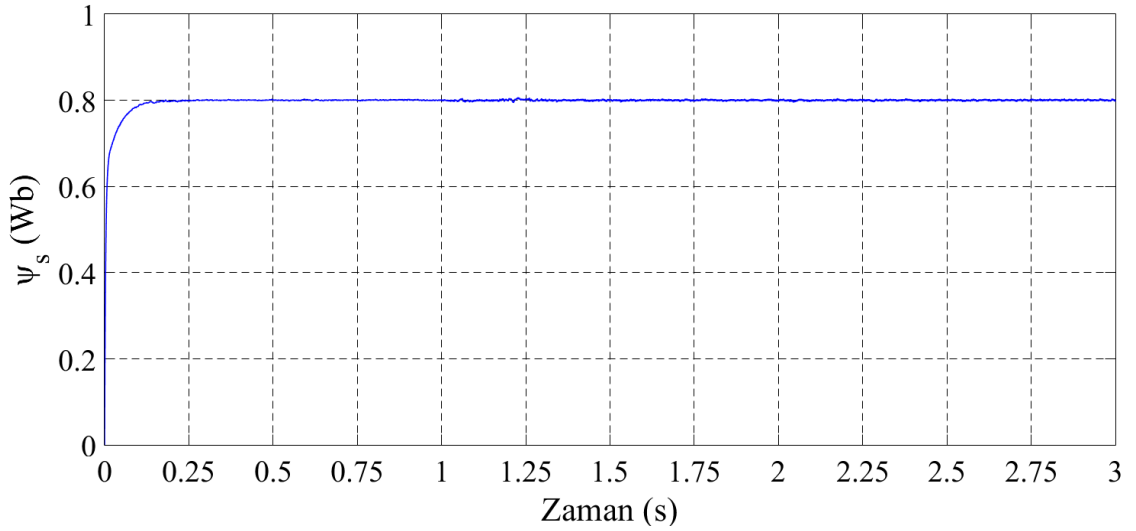
a)



b)



c)

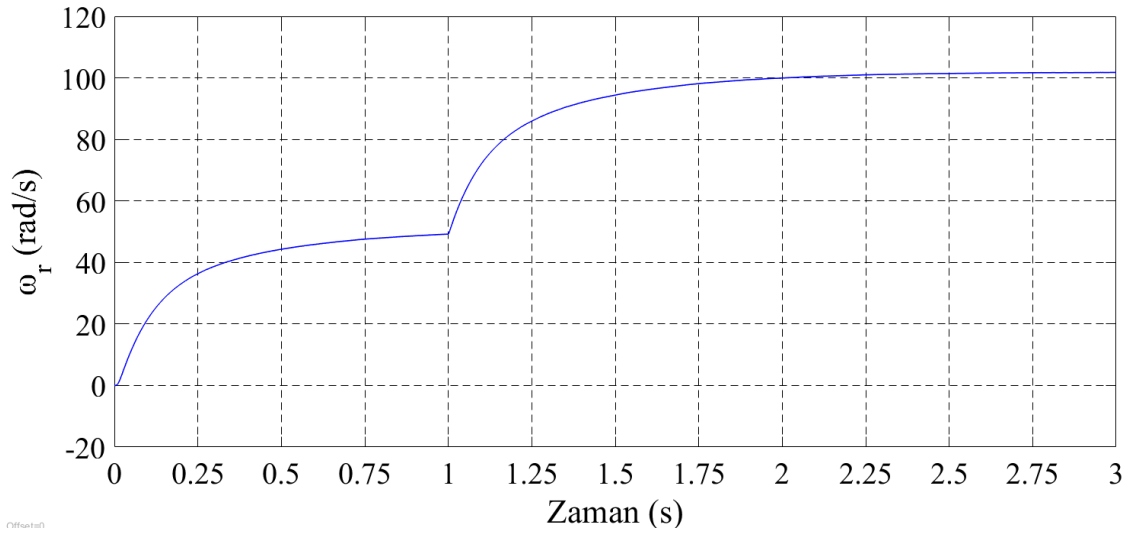


d)

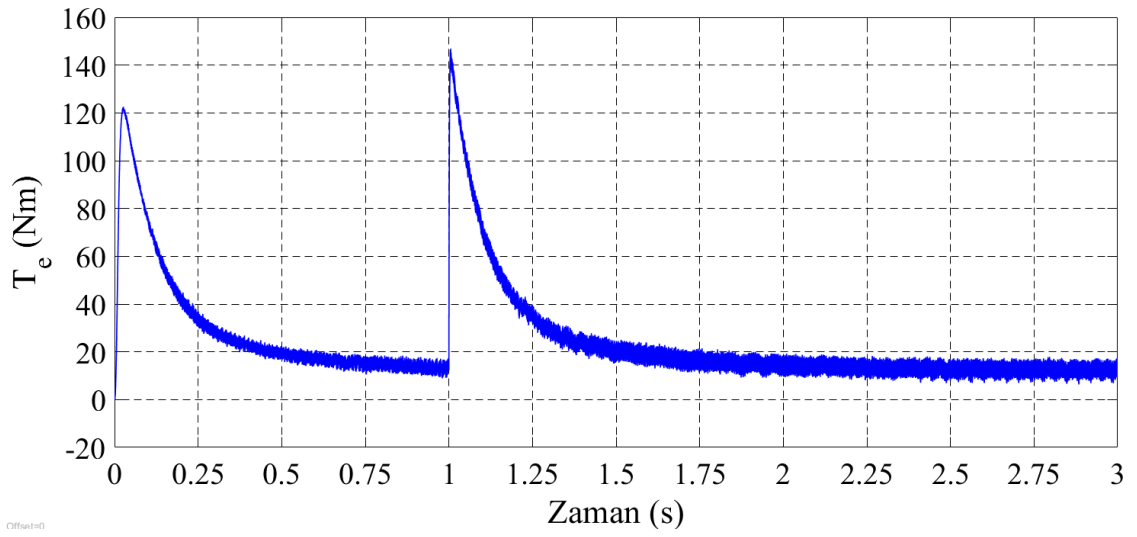
Şekil 4.13. UVDGA-DMD uygulanmış ASM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 0Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.2.1.2. Yüklü çalışma için UVDGA-DMD'nin ASM'ye uygulanması

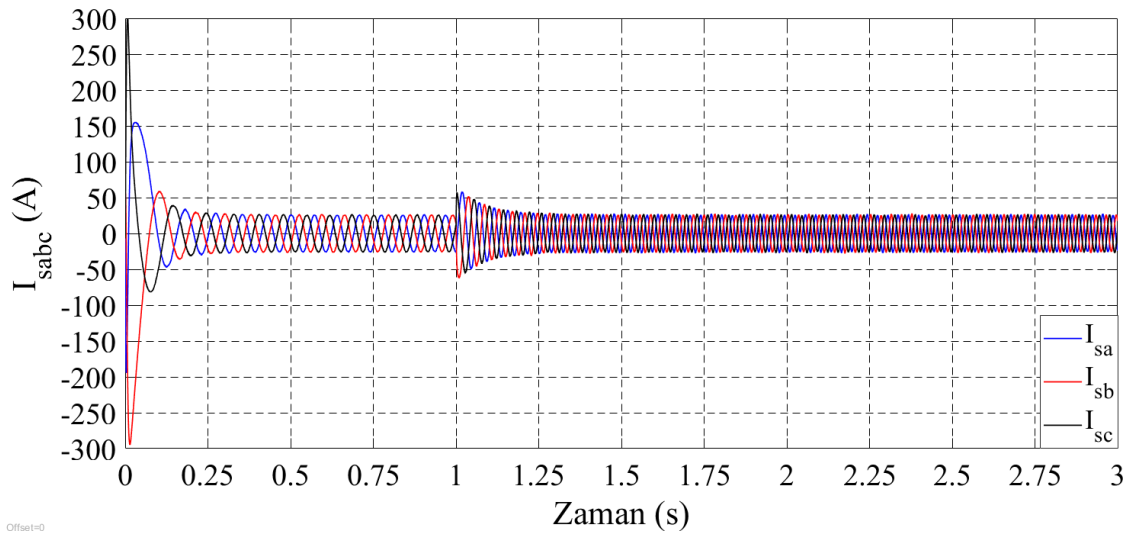
Yüklü çalışma durumunda ($T_L = 10Nm$) ASM'ye UVDGA-DMD uygulanmaktadır. ASM'nin hızının referans değeri 50 rad/s'den 100 rad/s'ye ani olarak çıkartılmıştır. Yüklü çalışma ve ani hız artışı için ASM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.14.'te gösterilmiştir.



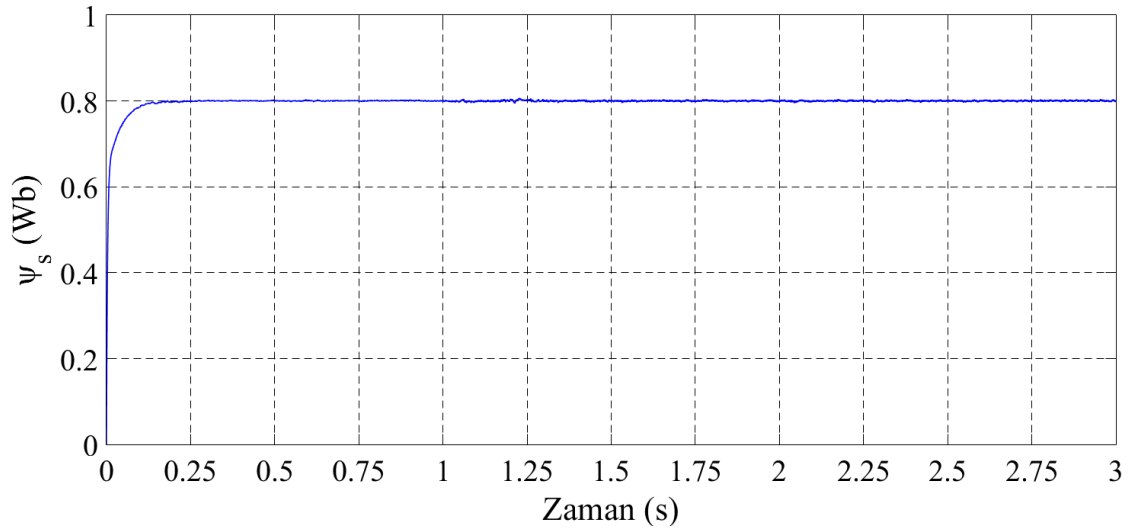
a)



b)



c)

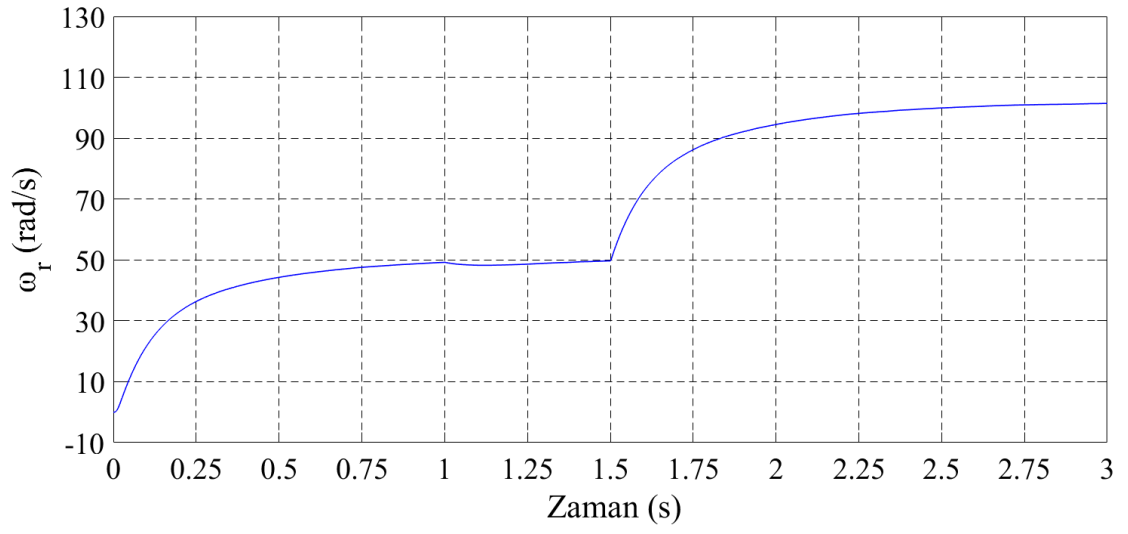


d)

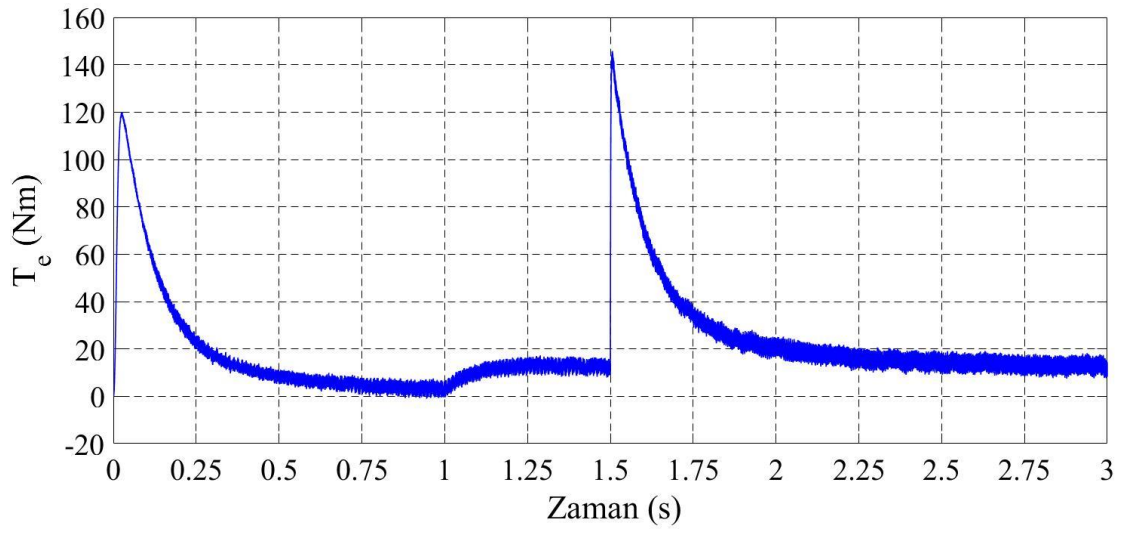
Şekil 4.14. UVDGA-DMD uygulanmış ASM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 10Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.2.1.3. Basamak şeklindeki yük değişimi için UVDGA-DMD'nin ASM'ye uygulanması

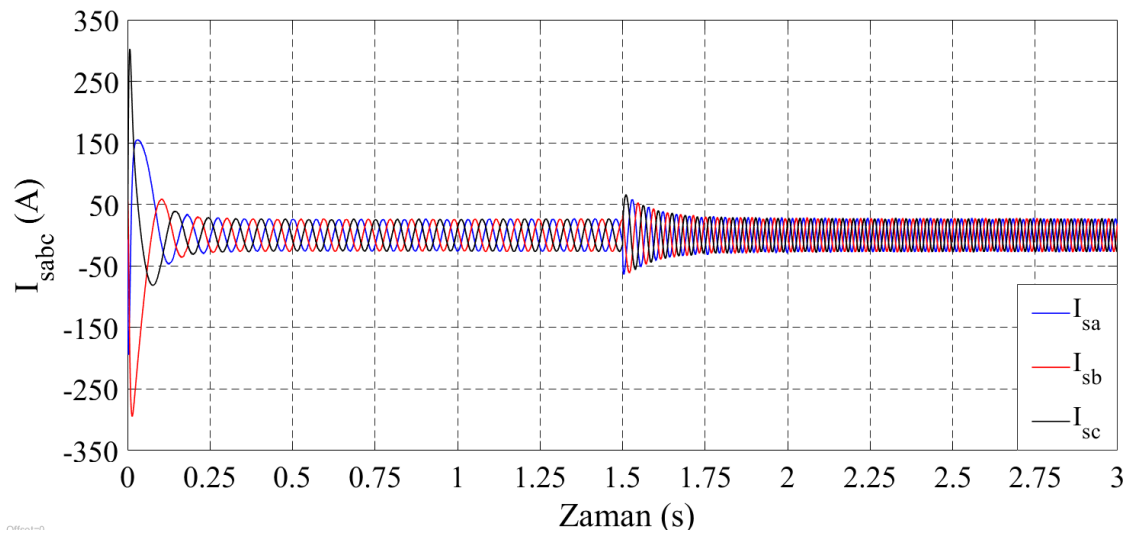
Yüksüz çalışma durumundan ($T_L = 0Nm$), yüklü çalışma durumuna ($T_L = 10Nm$) basamak şeklinde bir değişim gösteren ASM'ye UVDGA-DMD uygulanmaktadır. Yük değişimi $t=1$ s anında uygulanmaktadır. ASM'nin hızının referans değeri $t=1,5$ s anında 50 rad/s'den 100 rad/s'ye basamak şeklinde çıkartılmıştır. Basamak şeklindeki yük momentini ve hız artışı için ASM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.15.'te gösterilmiştir.



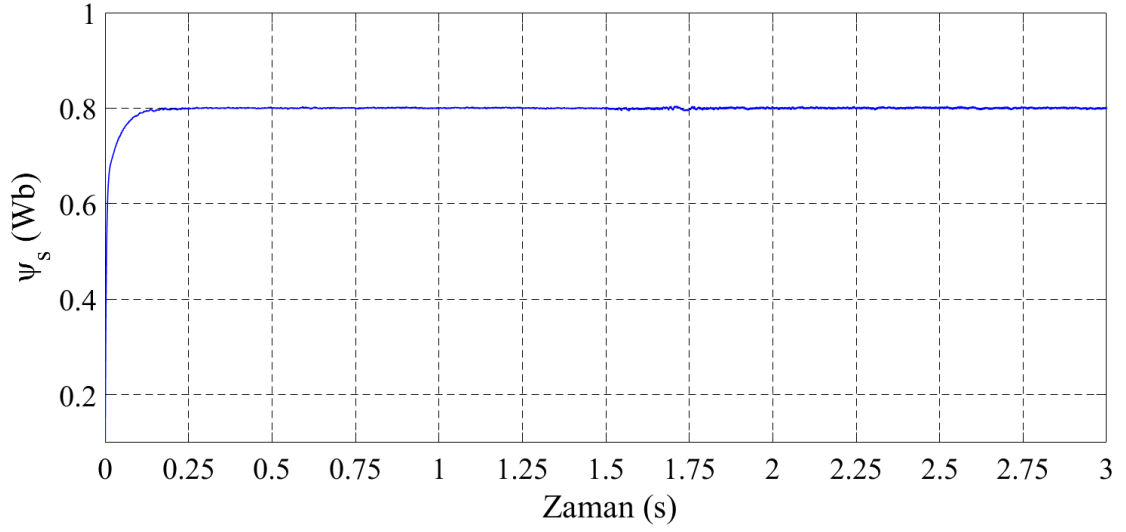
a)



b)



c)



d)

Şekil 4.15. UVDGA- DMD uygulanmış ASM'nin basamak hız ve yük momenti için benzetim sonuçları a) Rotor açısal hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.2.2. UVDGA-DMD'nin ISMSM'ye uygulanması

Simülasyon çalışmalarında 111 Nm 560 Volt 3000 rpm ISMSM kullanılmıştır. Simülasyonlarda kullanılan ISMSM parametreleri aşağıdaki gibidir.

$$R_s = 0,05\Omega$$

$$L_{sd} = 0,6033mH$$

$$L_{sq} = 0,6668mH$$

$$\psi_m = 0,192Weber$$

$$J = 0.011kgm^2$$

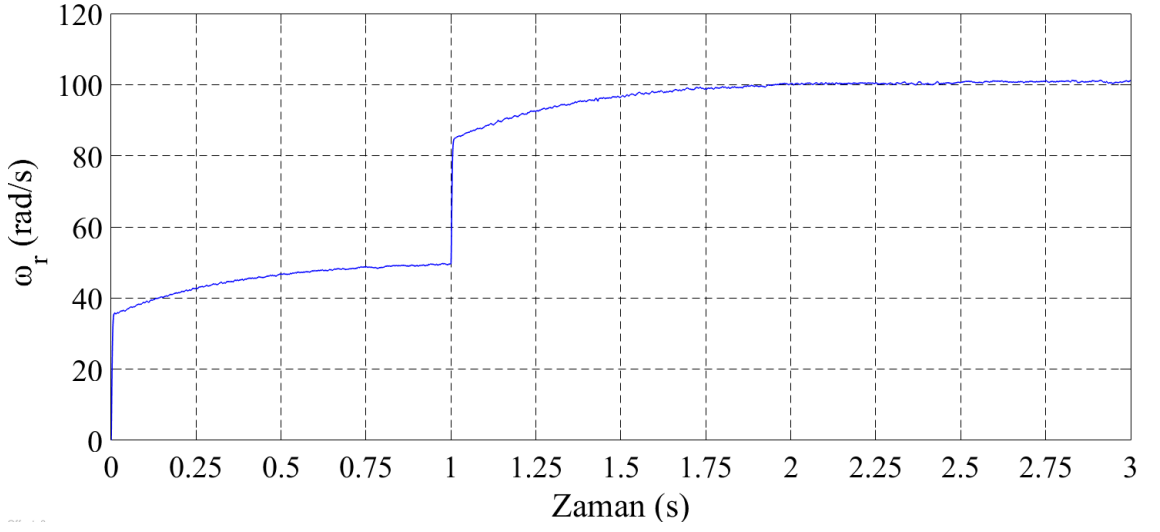
$$B = 0,001889Nms$$

$$p = 4$$

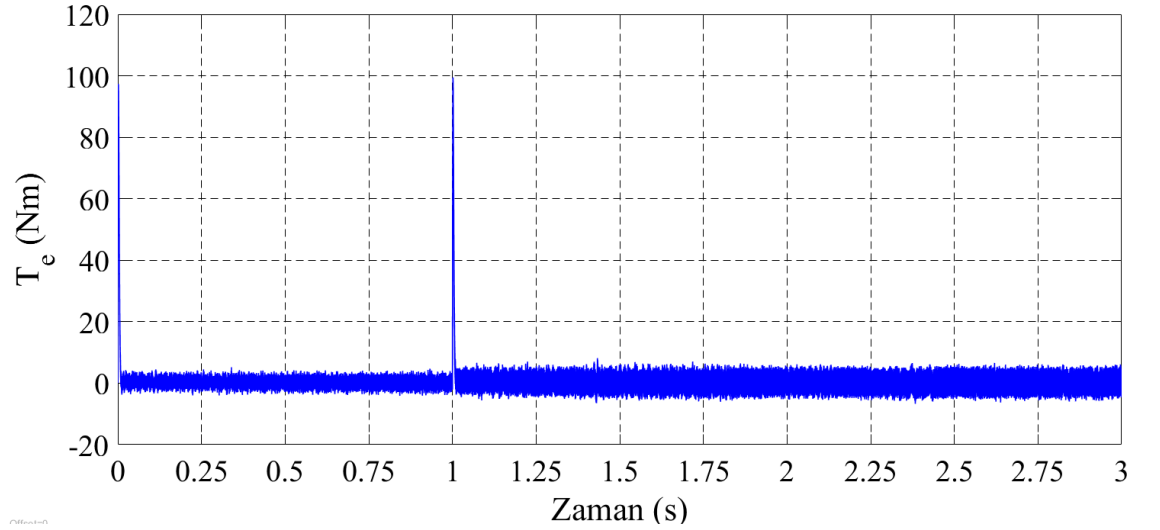
Stator akı referansı, $\psi_s^* = 0,192Weber$ olarak alınmıştır.

4.2.2.1. Yüksüz çalışma için UVDGA-DMD'nin ISMSM'ye uygulanması

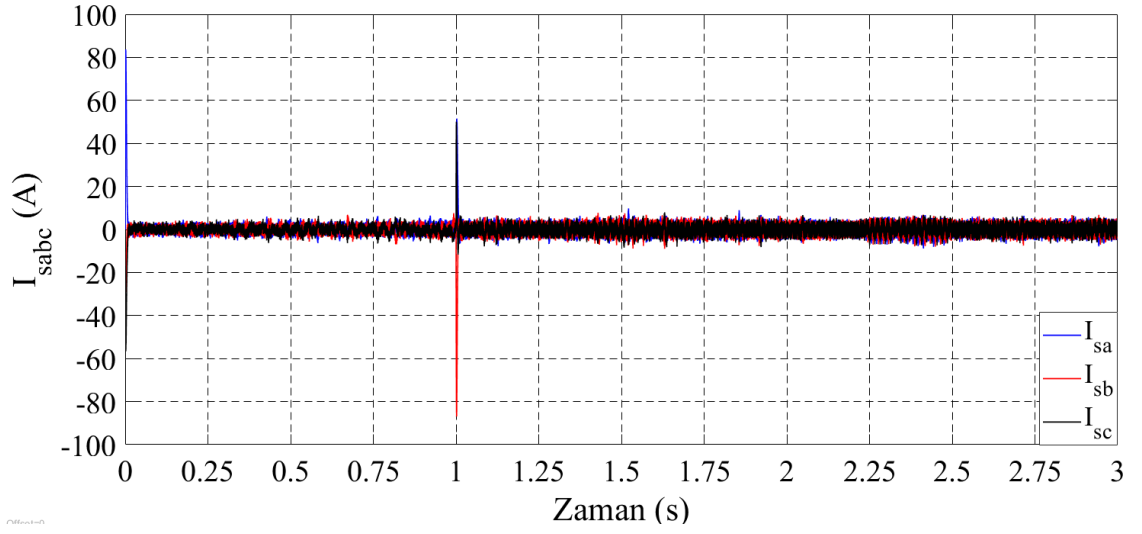
Yüksüz çalışma ($T_L = 0Nm$) durumunda ISMSM'ye UVDGA-DMD uygulanmaktadır. ISMSM'nin hızının referans değeri 50 rad/s'den 100 rad/s'ye ani olarak çıkartılmıştır. Yüksüz çalışma ve ani hız artışı için ISMSM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.16.'da gösterilmiştir.



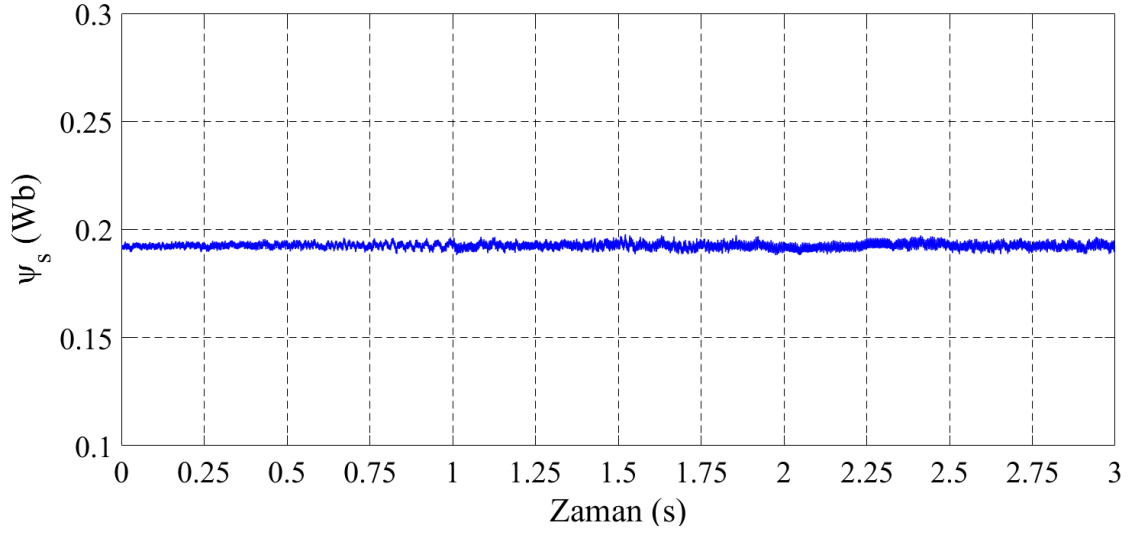
a)



b)



c)

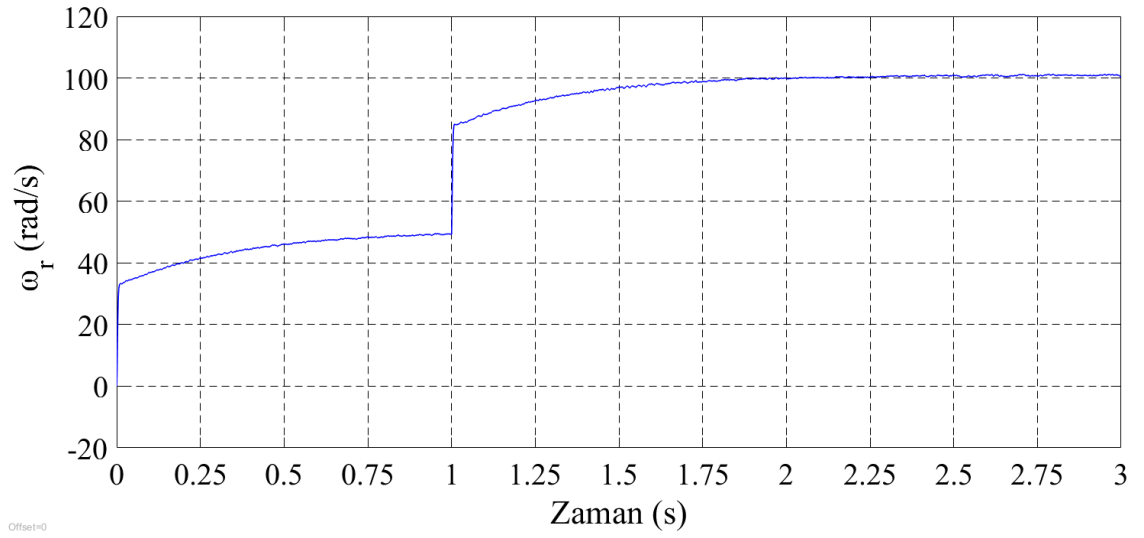


d)

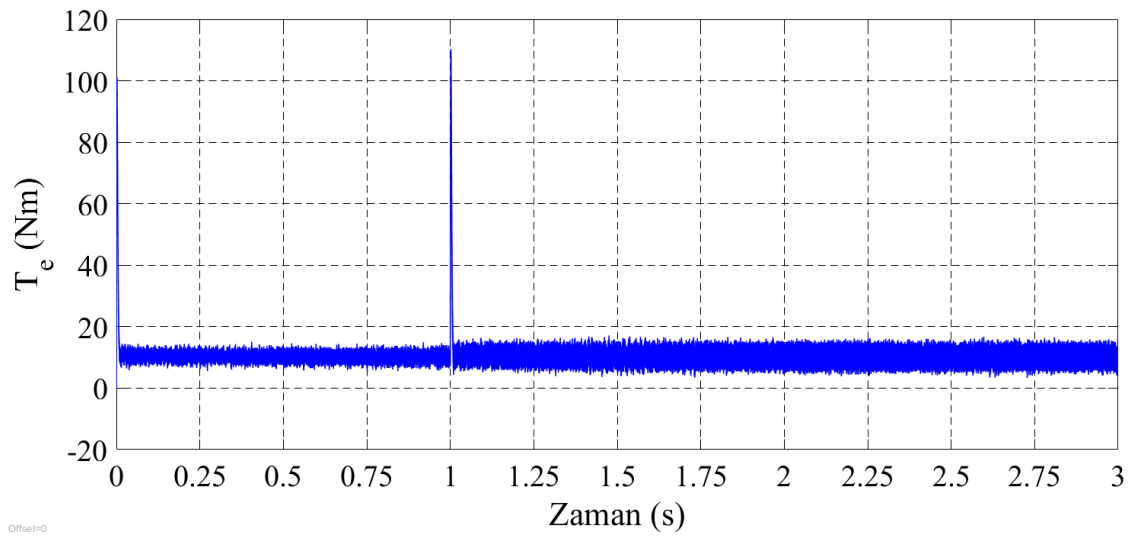
Şekil 4.16. UVDGA-DMD uygulanmış ISMSM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 0Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.2.2.2. Yüklü çalışma için UVDGA-DMD'nin ISMSM'ye uygulanması

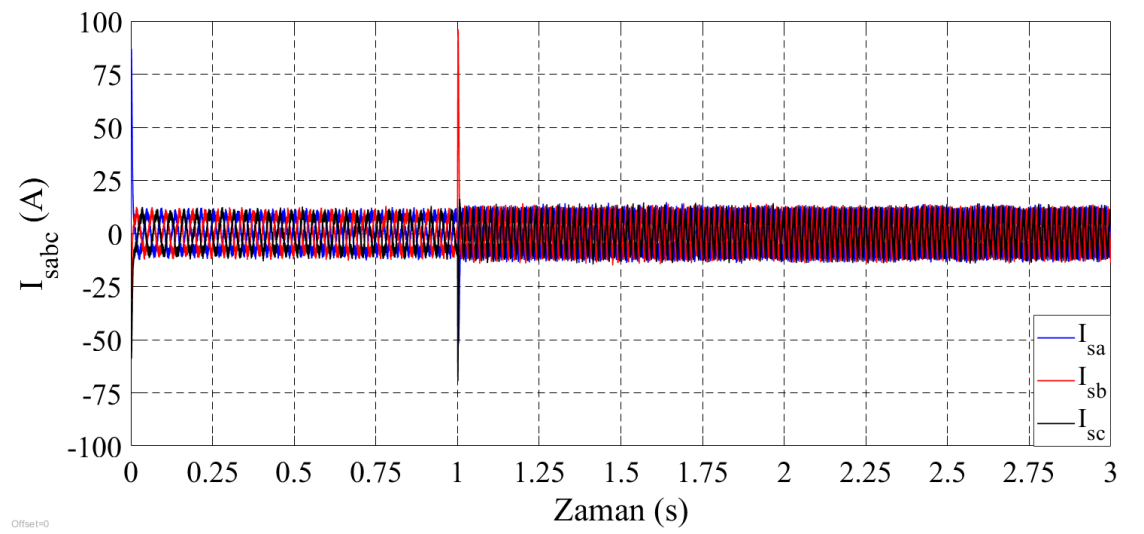
Yüklü çalışma durumunda ($T_L = 10Nm$) ISMSM'ye UVDGA-DMD uygulanmaktadır. ISMSM'nin hızının referans değeri 50 rad/s'den 100 rad/s'ye ani olarak çıkartılmıştır. Yüklü çalışma ve ani hız artışı için ISMSM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.17.'de gösterilmiştir.



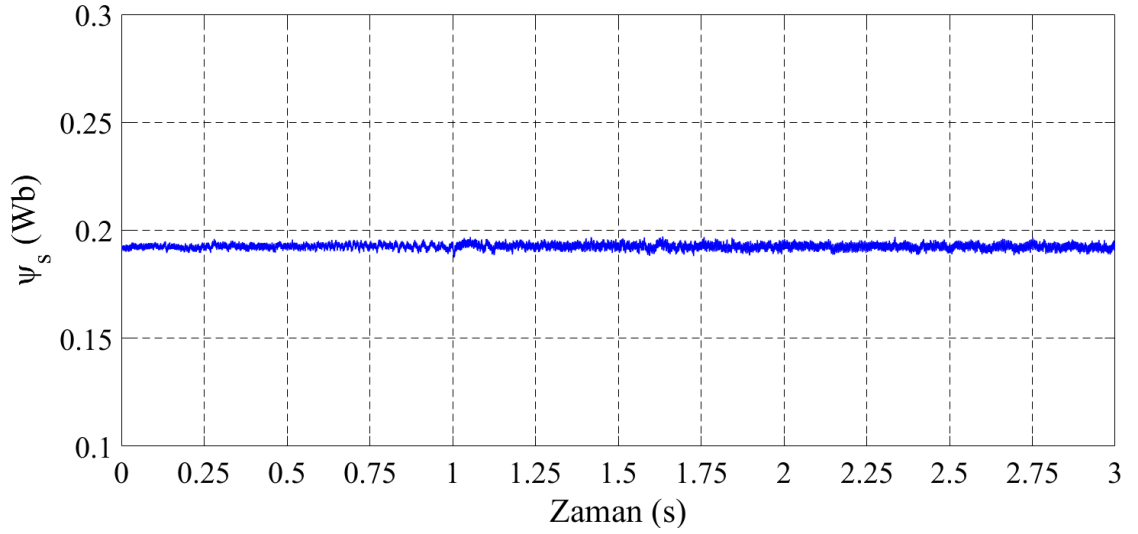
a)



b)



c)

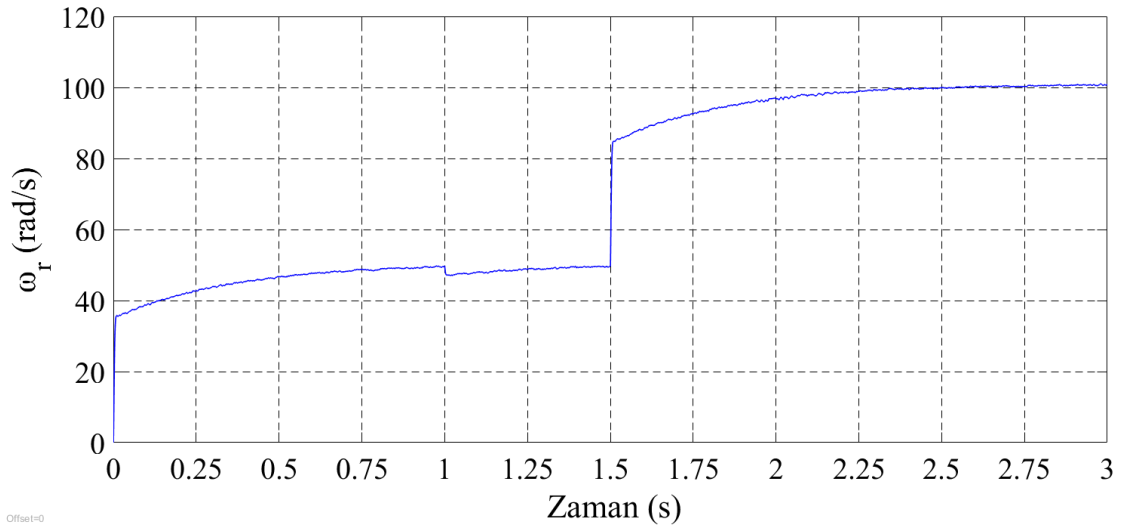


d)

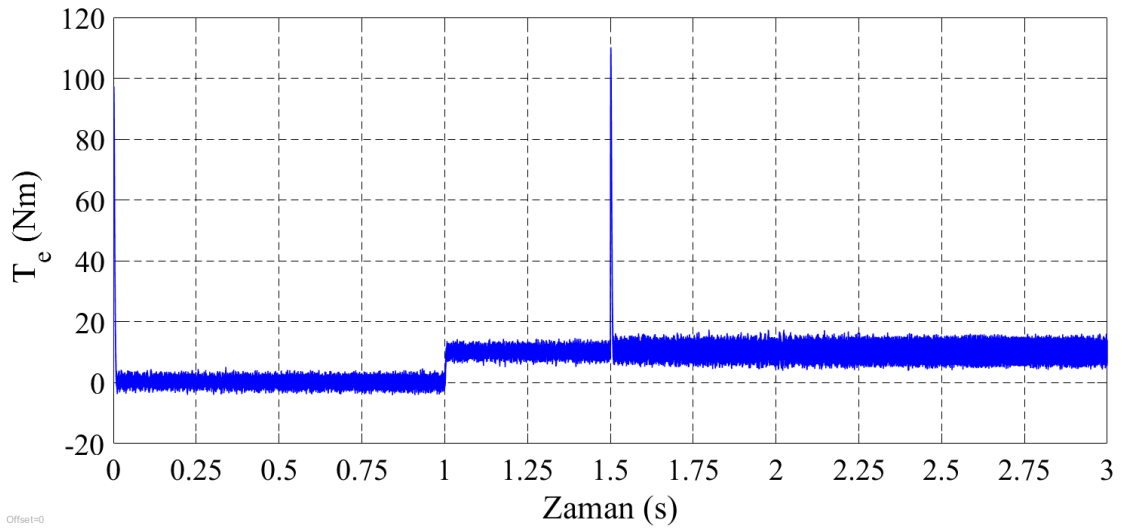
Şekil 4.17. UVDGA-DMD uygulanmış ISMSM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 10Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.2.2.3. Basamak şeklindeki yük değişimi için UVDGA-DMD'nin ISMSM'ye uygulanması

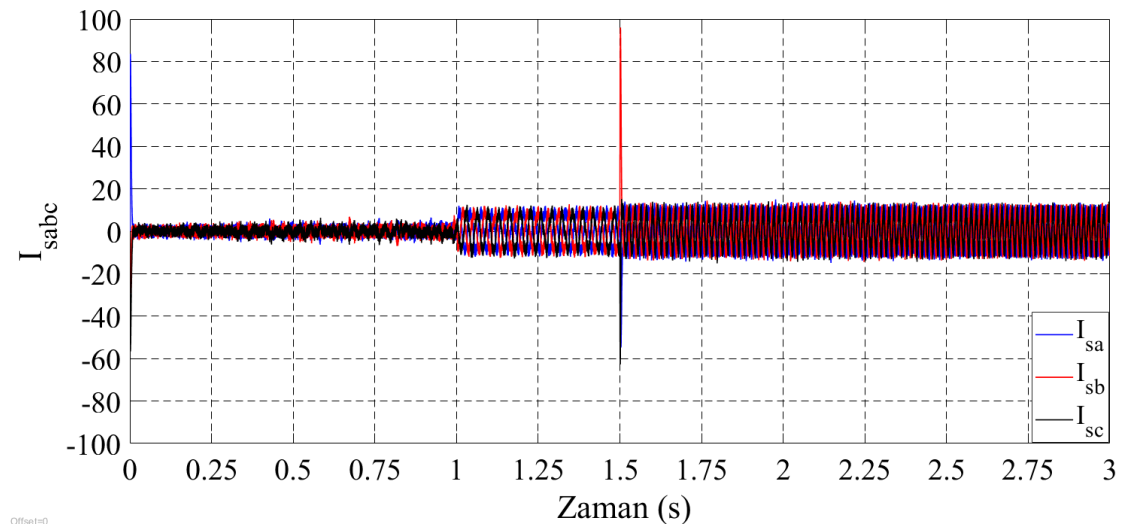
Yüksüz çalışma durumundan ($T_L = 0Nm$), yüklü çalışma durumuna ($T_L = 10Nm$) basamak şeklinde bir değişim gösteren ISMSM'ye UVDGA-DMD uygulanmaktadır. Yük değişimi $t=1$ s anında uygulanmaktadır. ISMSM'nin hızının referans değeri $t=1,5$ s anında 50 rad/s'den 100 rad/s'ye basamak şeklinde çıkartılmıştır. Basamak şeklindeki yük momentini ve hız artışı için ISMSM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.18.'de gösterilmiştir.



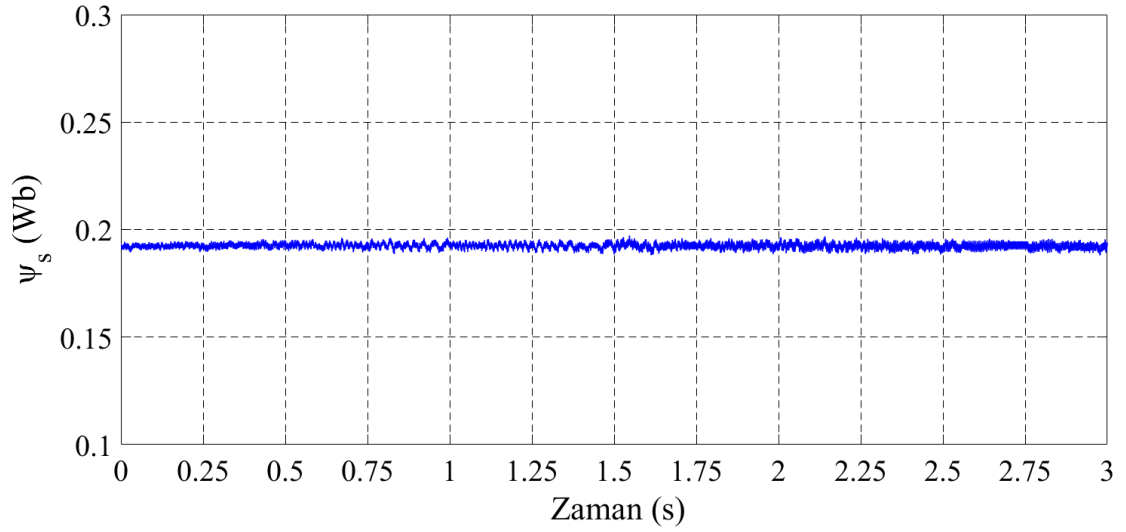
a)



b)



c)



d)

Şekil 4.18. UVDGA- DMD uygulanmış ISMSM'nin basamak hız ve yük momenti için benzetim sonuçları a) Rotor açılmal hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.2.3. UVDGA-DMD'nin YSMSM'ye uygulanması

Simülasyon çalışmalarında 111 Nm 560 Volt 3000 rpm YSMSM kullanılmıştır. Simülasyonlarda kullanılan YSMSM parametreleri aşağıdaki gibidir.

$$R_s = 0,05\Omega$$

$$L = 0,6033mH$$

$$\psi_m = 0,192Weber$$

$$J = 0.011kgm^2$$

$$B = 0,001889Nms$$

$$p = 4$$

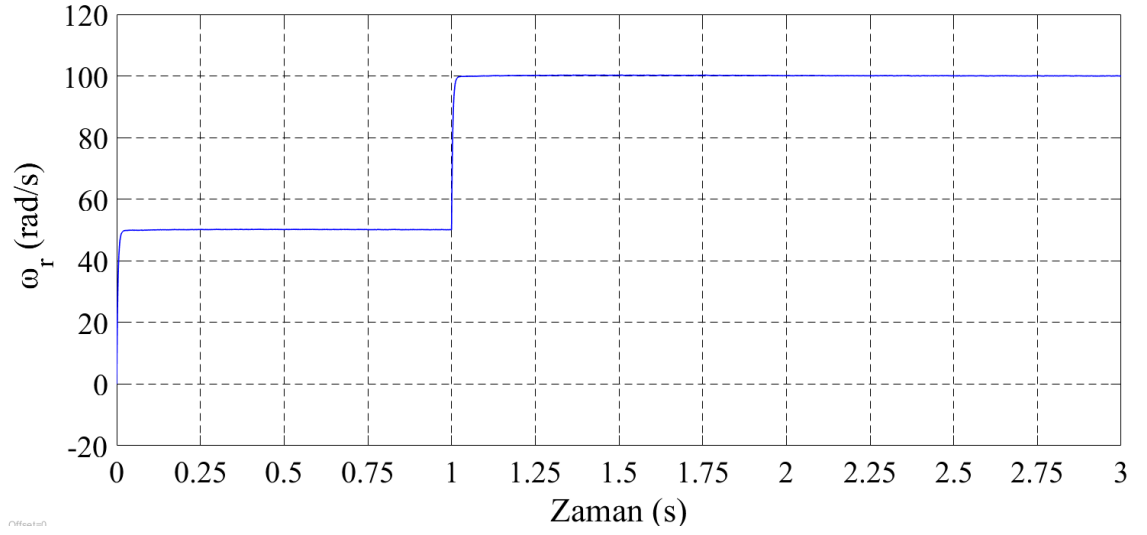
Stator akı referansı, $\psi_s^* = 0,192Weber$ olarak alınmıştır.

4.2.3.1. Yüksüz çalışma için UVDGA-DMD'nin YSMSM'ye uygulanması

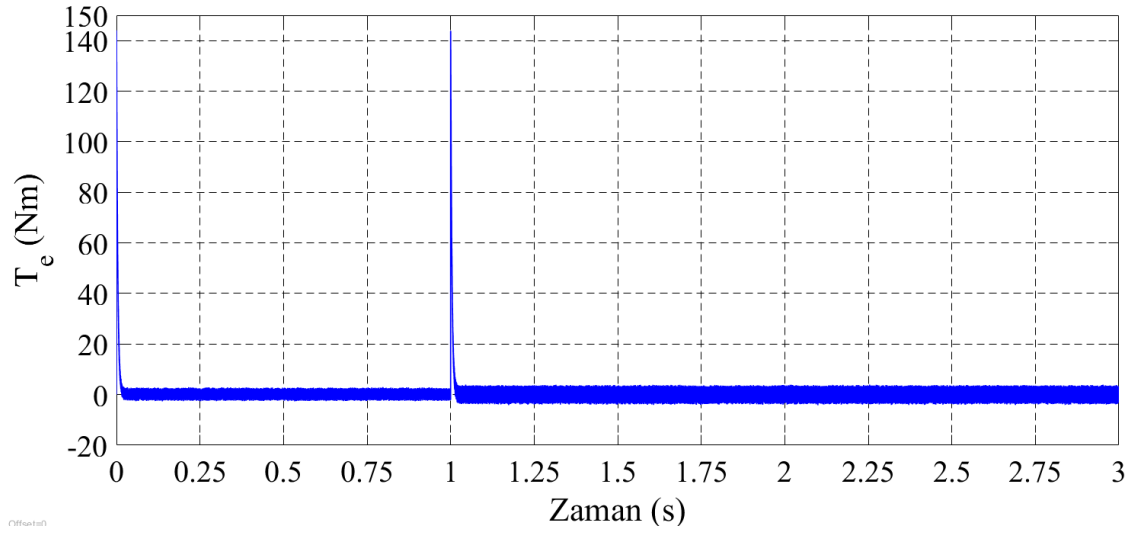
Yüksüz çalışma ($T_L = 0Nm$) durumunda YSMSM'ye UVDGA-DMD uygulanmaktadır.

YSMSM'nin hızının referans değeri 50 rad/s'den 100 rad/s'ye ani olarak çıkartılmıştır.

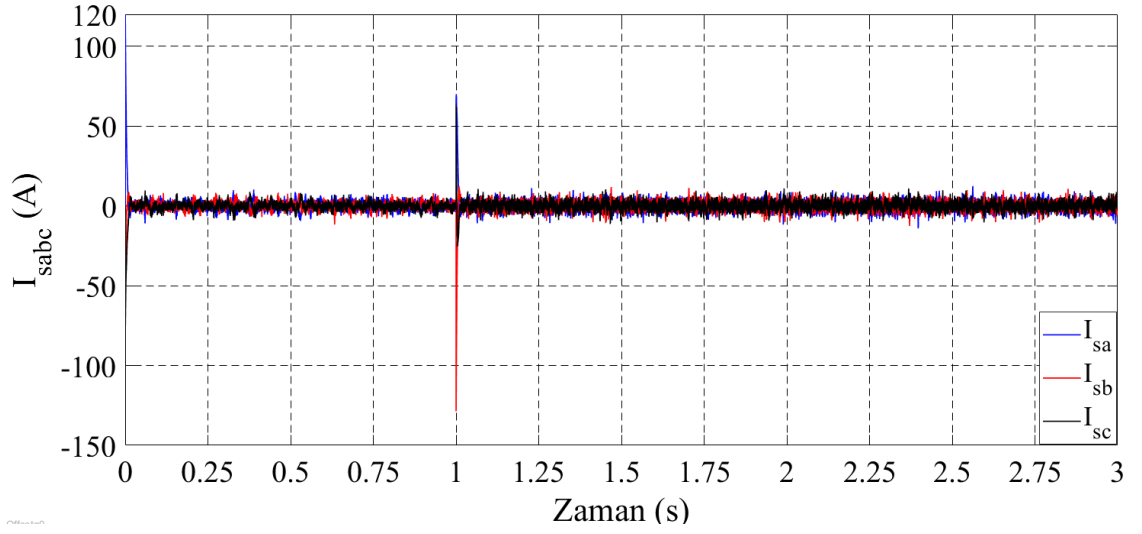
Yüksüz çalışma ve ani hız artışı için YSMSM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.19.'da gösterilmiştir.



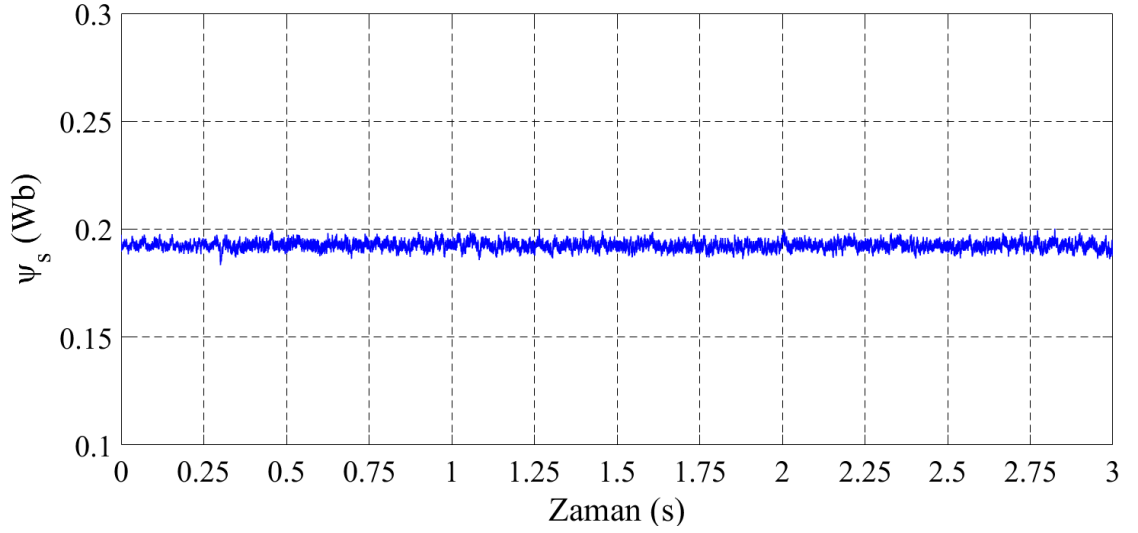
a)



b)



c)

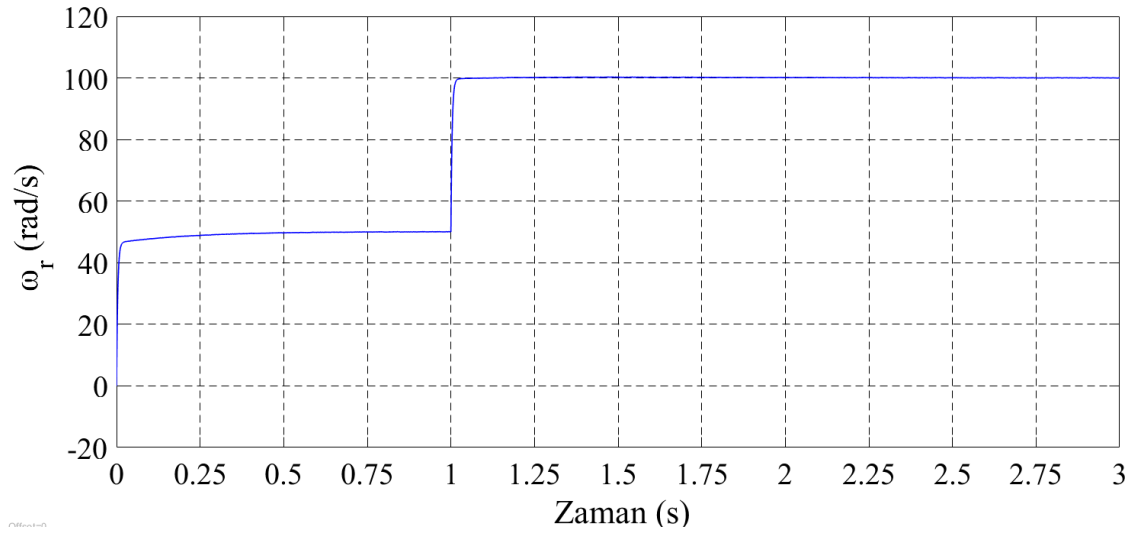


d)

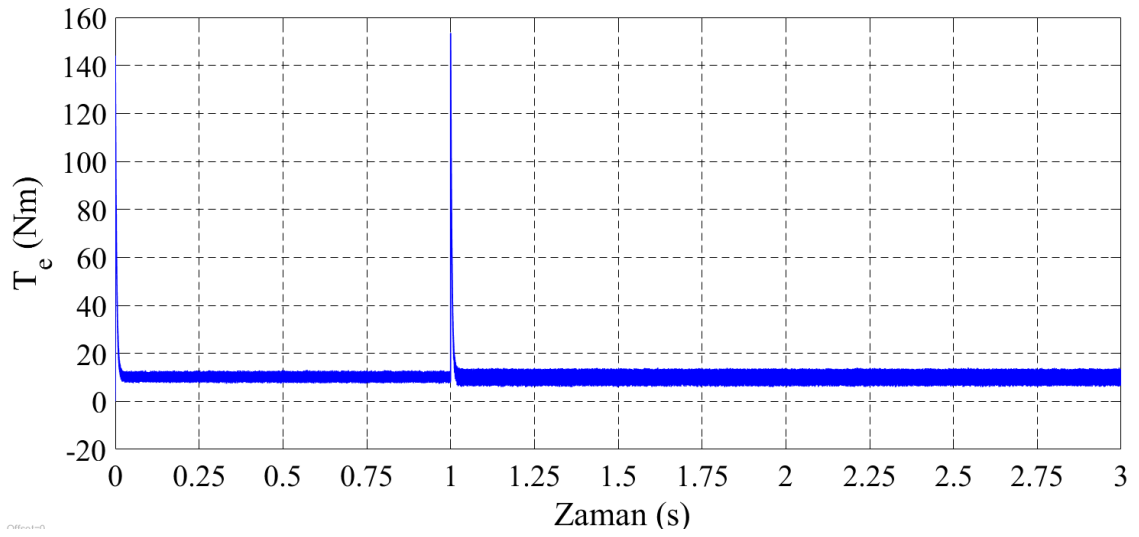
Şekil 4.19. UVDGA-DMD uygulanmış YSMSM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 0Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.2.3.2. Yüklü çalışma için UVDGA-DMD'nin YSMSM'ye uygulanması

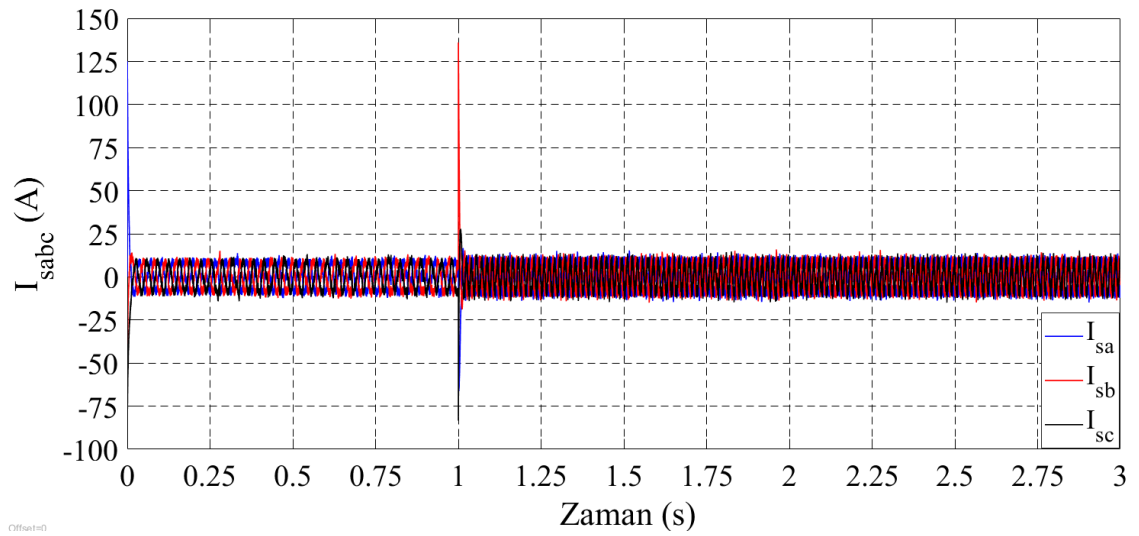
Yüklü çalışma durumunda ($T_L = 10Nm$) YSMSM'ye UVDGA-DMD uygulanmaktadır. YSMSM'nin hızının referans değeri 50 rad/s'den 100 rad/s'ye ani olarak çıkartılmıştır. Yüklü çalışma ve ani hız artışı için YSMSM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.20.'de gösterilmiştir.



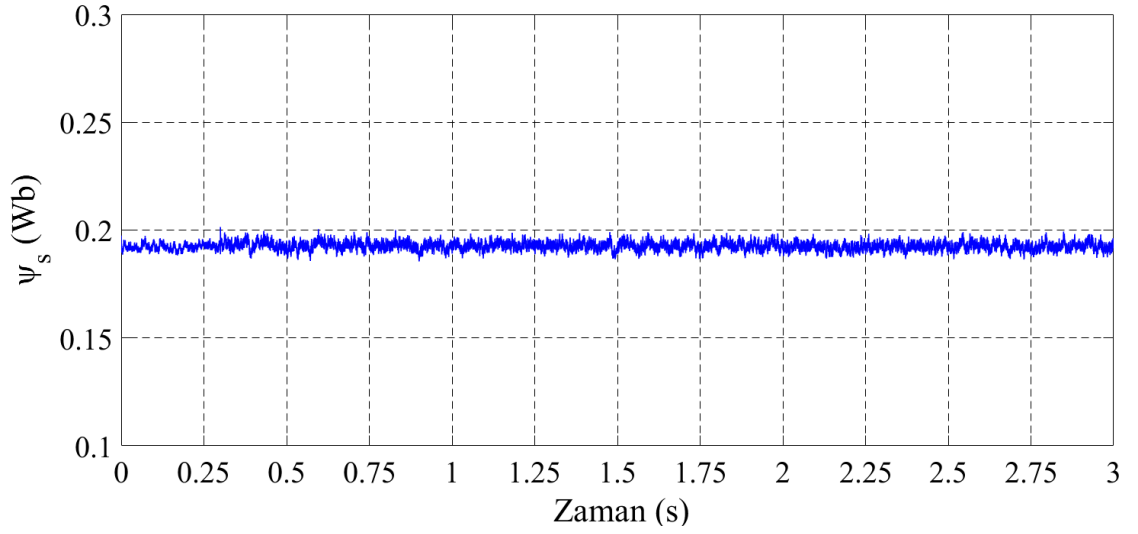
a)



b)



c)

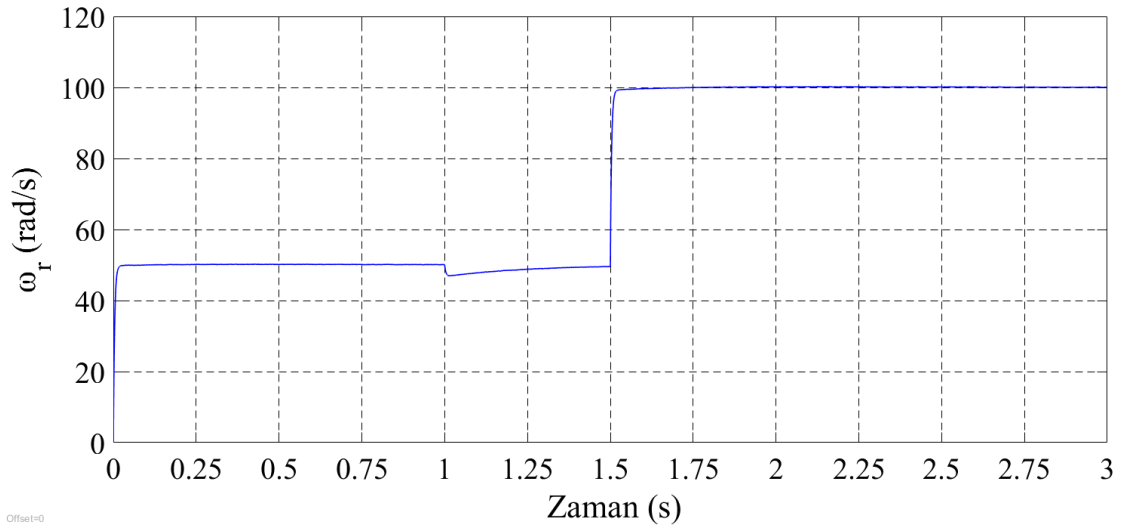


d)

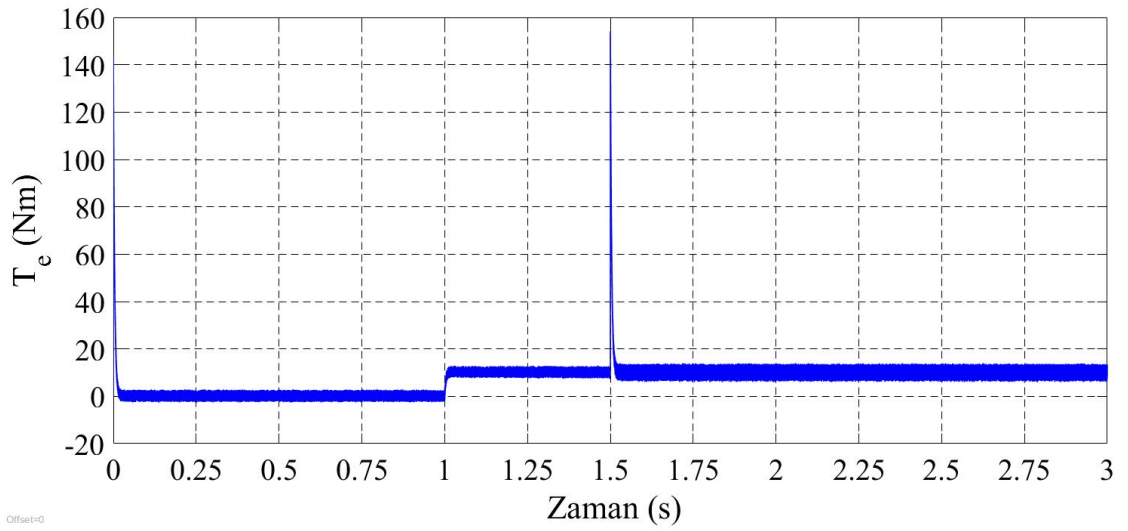
Şekil 4.20. UVDGA-DMD uygulanmış YSMSM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 10Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.2.3.3. Basamak şeklindeki yük değişimi için UVDGA-DMD'nin YSMSM'ye uygulanması

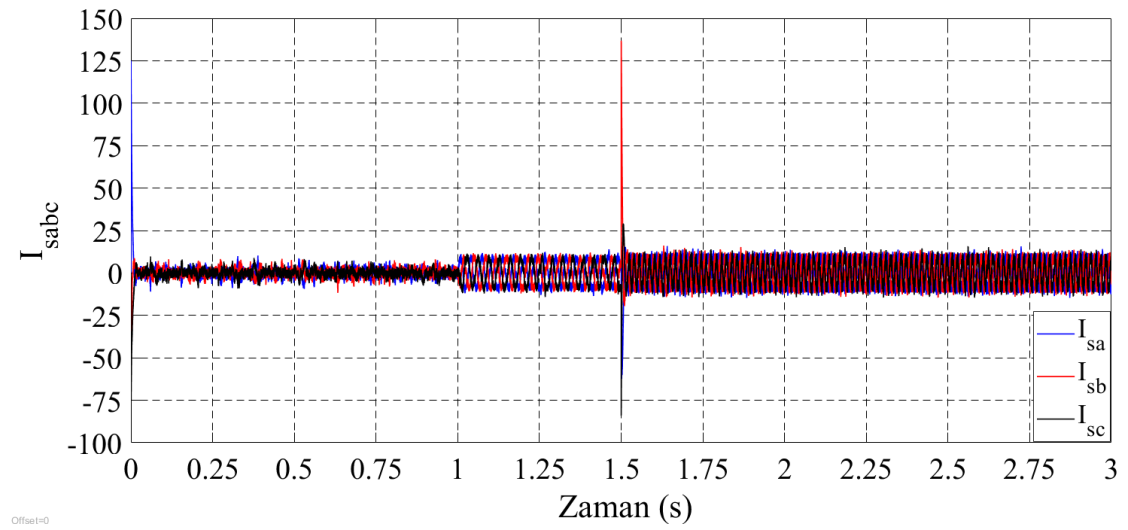
Yüksüz çalışma durumundan ($T_L = 0Nm$), yüklü çalışma durumuna ($T_L = 10Nm$) basamak şeklinde bir değişim gösteren YSMSM'ye UVDGA-DMD uygulanmaktadır. Yük değişimi $t=1$ s anında uygulanmaktadır. YSMSM'nin hızının referans değeri $t=1,5$ s anında 50 rad/s'den 100 rad/s'ye basamak şeklinde çıkartılmıştır. Basamak şeklindeki yük momenti ve hız artışı için YSMSM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.21.'de gösterilmiştir.



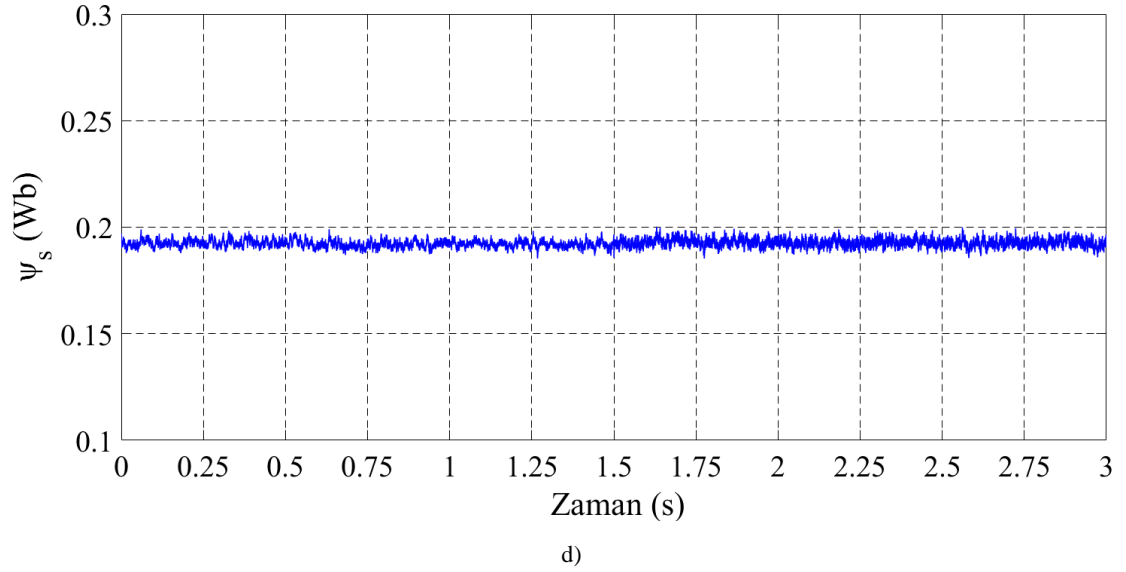
a)



b)



c)



Şekil 4.21. UVDGA- DMD uygulanmış YSMSM'nin basamak hız ve yük momenti için benzetim sonuçları a) Rotor açısız hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.2.4. UVDGA-DMD'nin SynRM'ye uygulanması

Simulasyon çalışmalarında 111 Nm 560 Volt 3000 rpm SynRM kullanılmıştır. Simülasyonlarda kullanılan SynRM parametreleri aşağıdaki gibidir.

$$R_s = 0,05\Omega$$

$$L_{sd} = 0,0412mH$$

$$L_{sq} = 0,00408mH$$

$$J = 0.011kgm^2$$

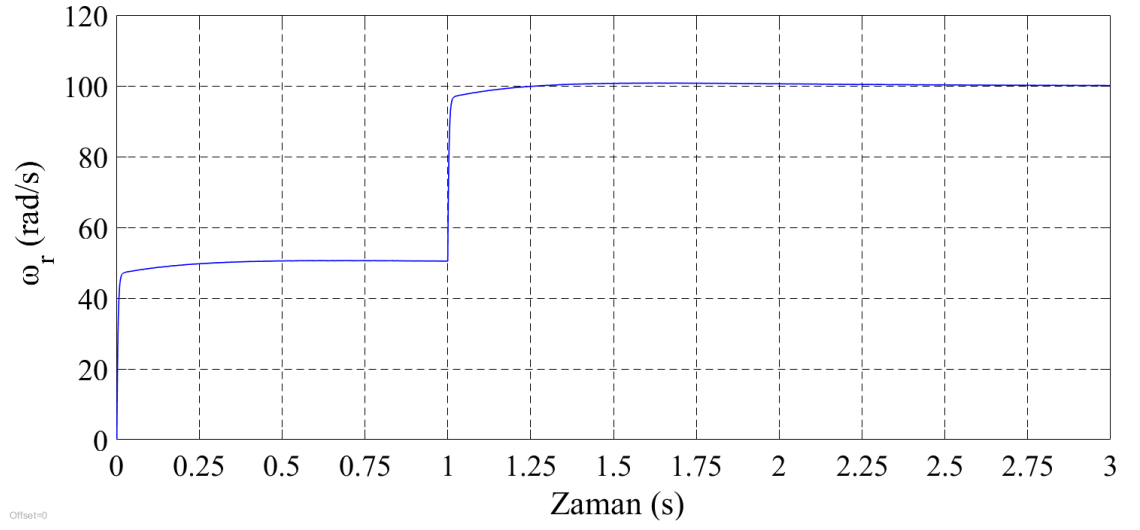
$$B = 0,001889Nms$$

$$p = 4$$

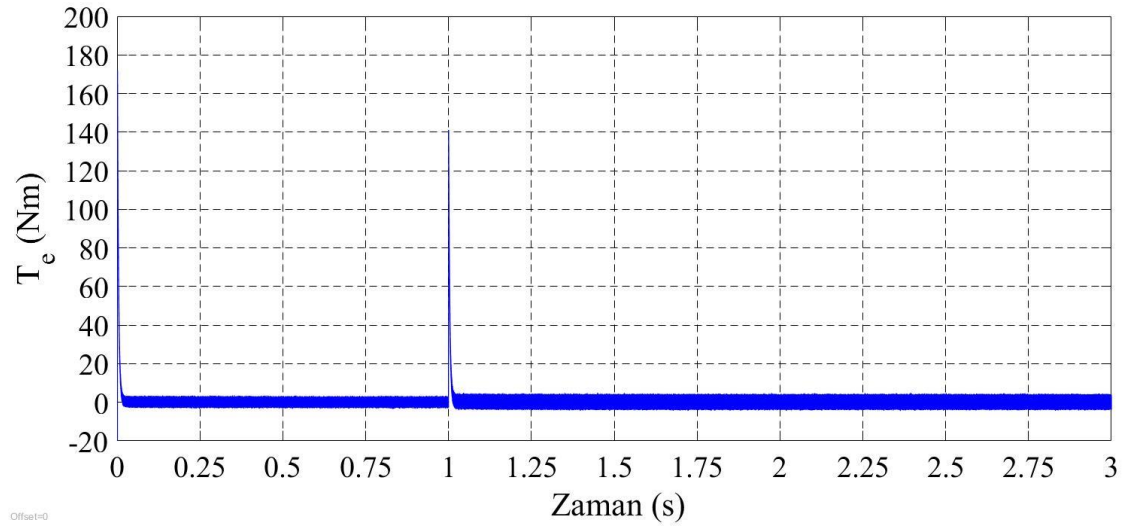
Stator akı referansı, $\psi_s^* = 0,8Weber$ olarak alınmıştır.

4.2.4.1. Yüksüz çalışma için UVDGA-DMD'nin SynRM'ye uygulanması

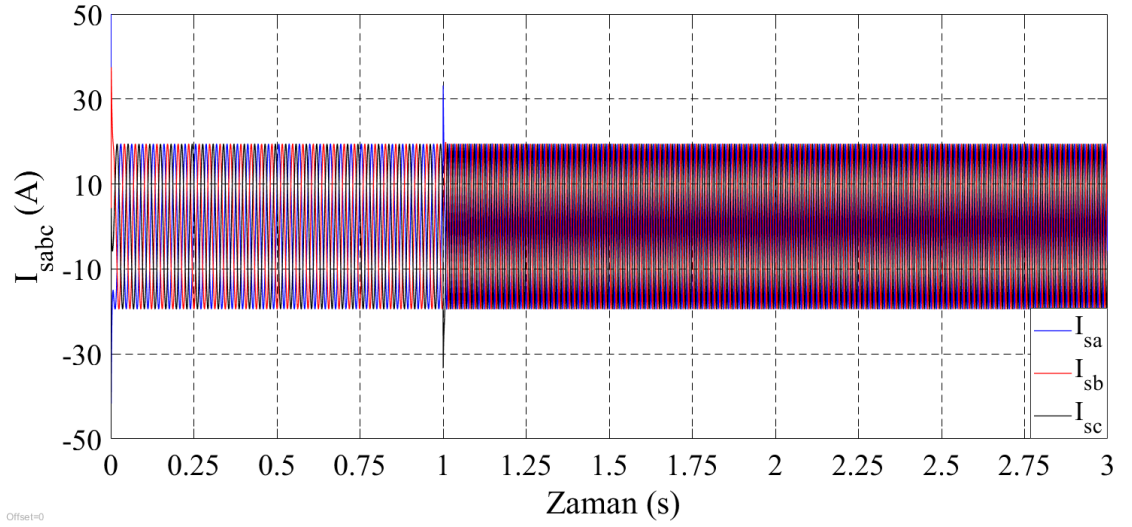
Yüksüz çalışma ($T_L = 0Nm$) durumunda SynRM'ye UVDGA-DMD uygulanmaktadır. SynRM'nin hızının referans değeri 50 rad/s'den 100 rad/s'ye ani olarak çıkartılmıştır. Yüksüz çalışma ve ani hız artışı için SynRM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.22.'de gösterilmiştir.



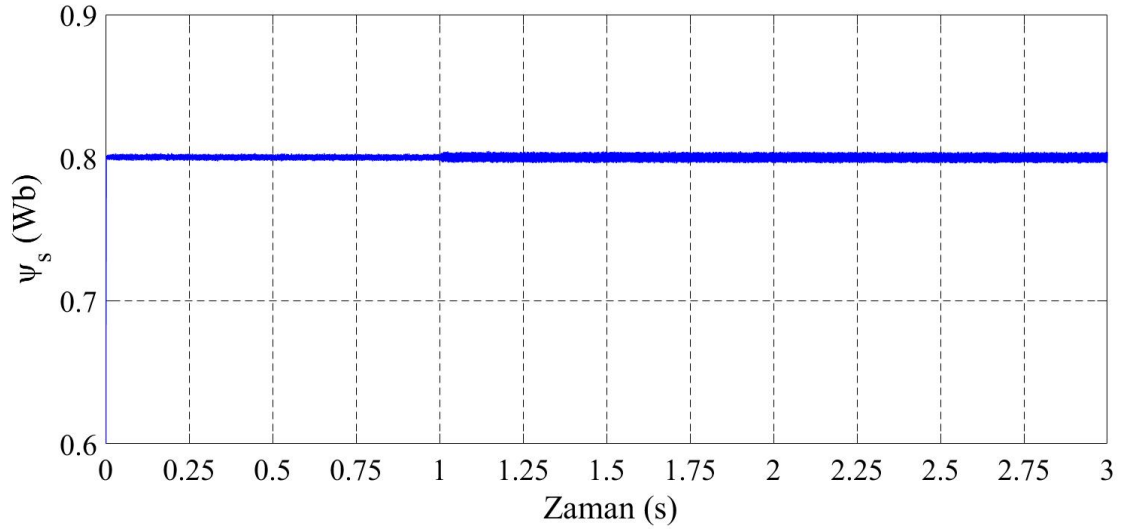
a)



b)



c)

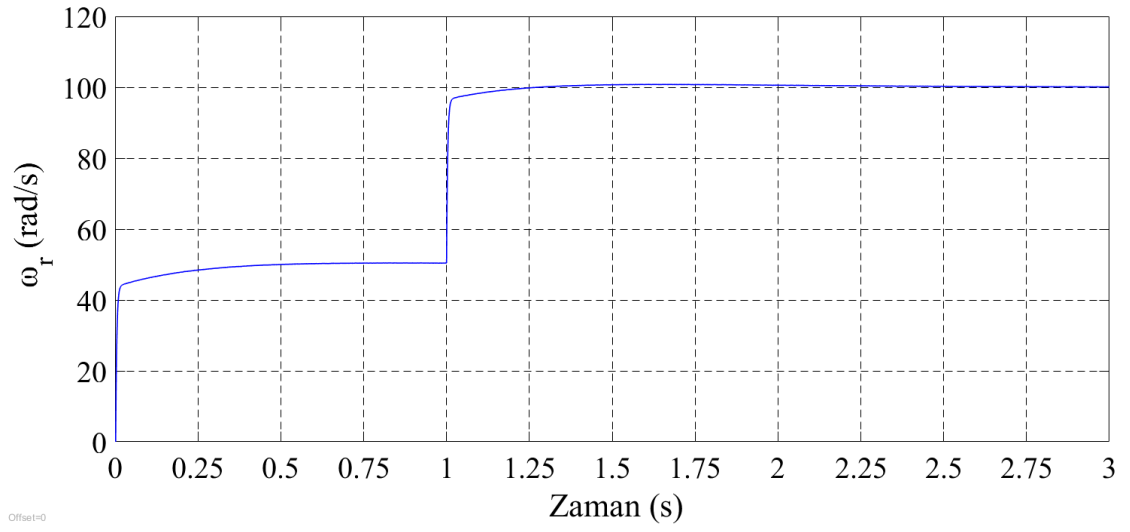


d)

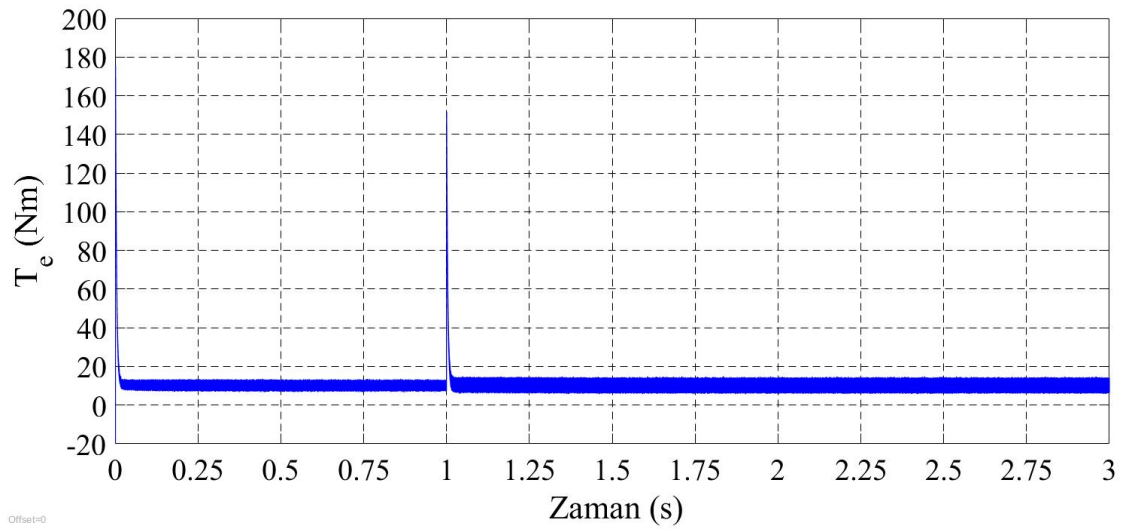
Şekil 4.22. UVDGA-DMD uygulanmış SynRM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 0Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.2.4.2. Yüklü çalışma için UVDGA-DMD'nin SynRM'ye uygulanması

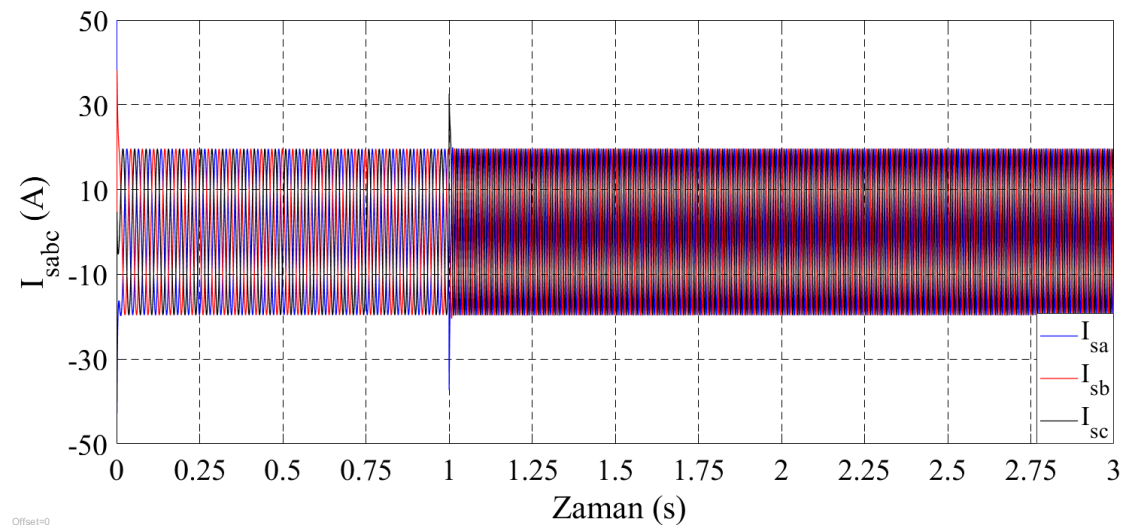
Yüklü çalışma durumunda ($T_L = 10Nm$) SynRM'ye UVDGA-DMD uygulanmaktadır. SynRM'nin hızının referans değeri 50 rad/s'den 100 rad/s'ye ani olarak çıkartılmıştır. Yüklü çalışma ve ani hız artışı için SynRM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.23.'te gösterilmiştir.



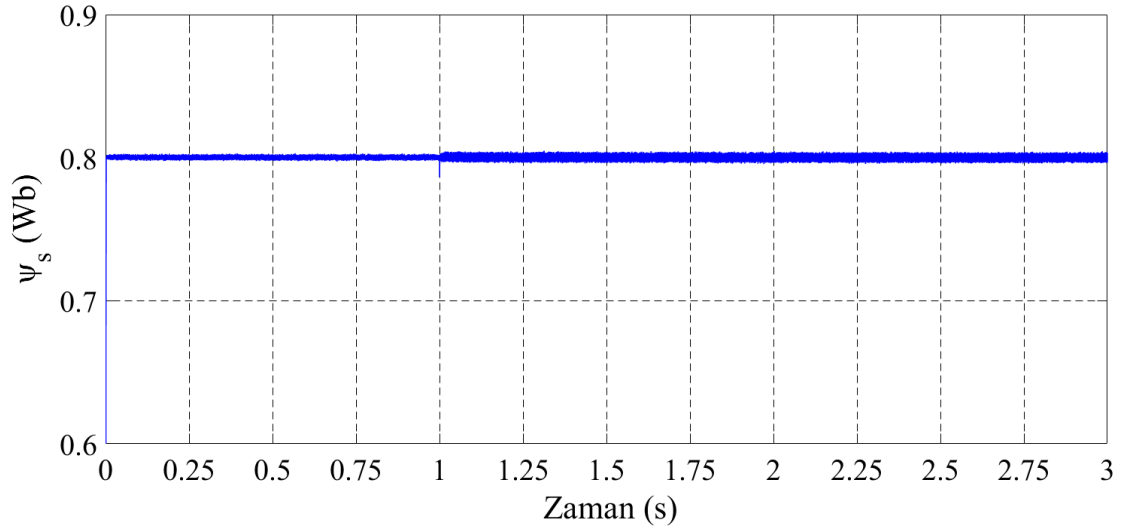
a)



b)



c)

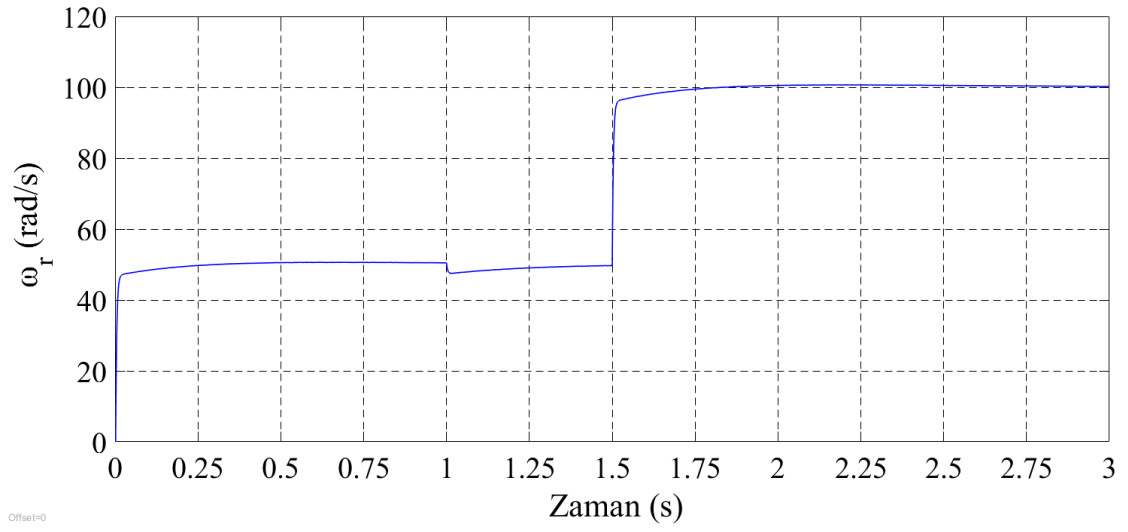


d)

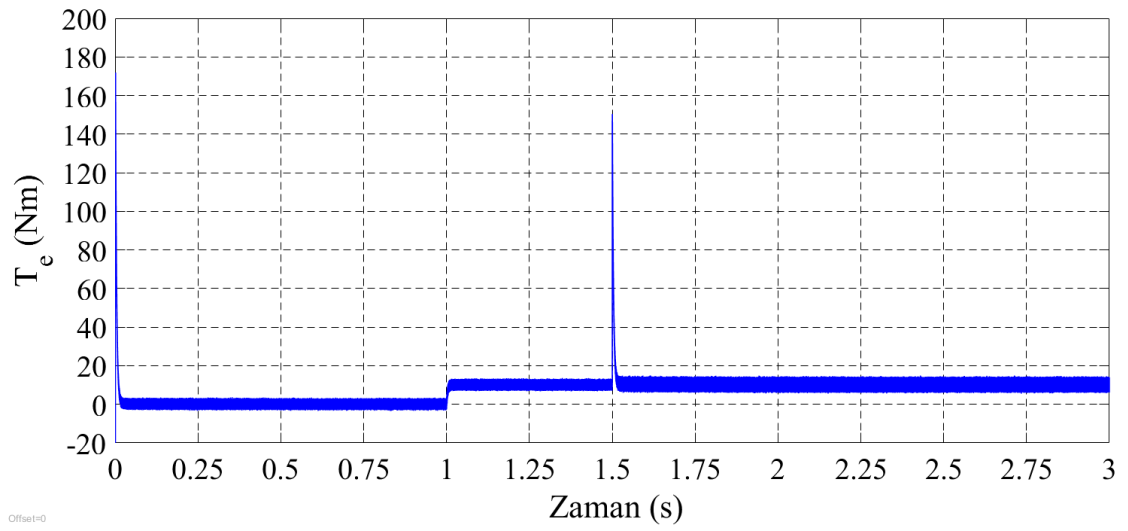
Şekil 4.23. UVDGA-DMD uygulanmış SynRM'nin 50 rad/s'den 100 rad/s'ye çıkan referans hız ve $T_L = 10Nm$ için benzetim sonuçları a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.2.4.3. Basamak şeklindeki yük değişimi için UVDGA-DMD'nin SynRM'ye uygulanması

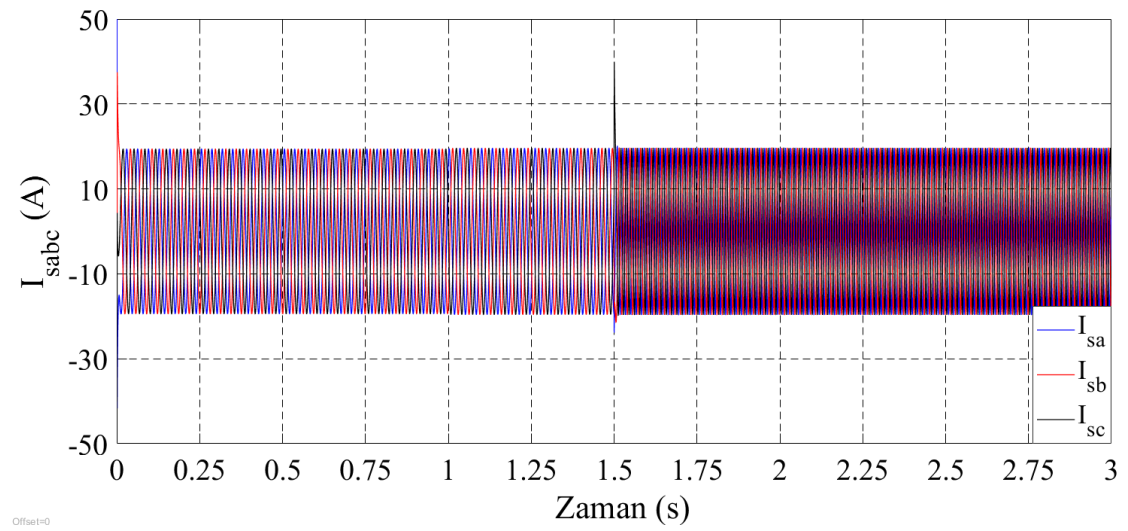
Yüksüz çalışma durumundan ($T_L = 0Nm$), yüklü çalışma durumuna ($T_L = 10Nm$) basamak şeklinde bir değişim gösteren SynRM'ye UVDGA-DMD uygulanmaktadır. Yük değişimi $t=1$ s anında uygulanmaktadır. SynRM'nin hızının referans değeri $t=1,5$ s anında 50 rad/s'den 100 rad/s'ye basamak şeklinde çıkartılmıştır. Basamak şeklindeki yük momentini ve hız artışı için SynRM'nin rotor hızının, elektromanyetik momentin, stator faz akımlarının ve stator akısının benzetim sonuçları şekil 4.24.'te gösterilmiştir.



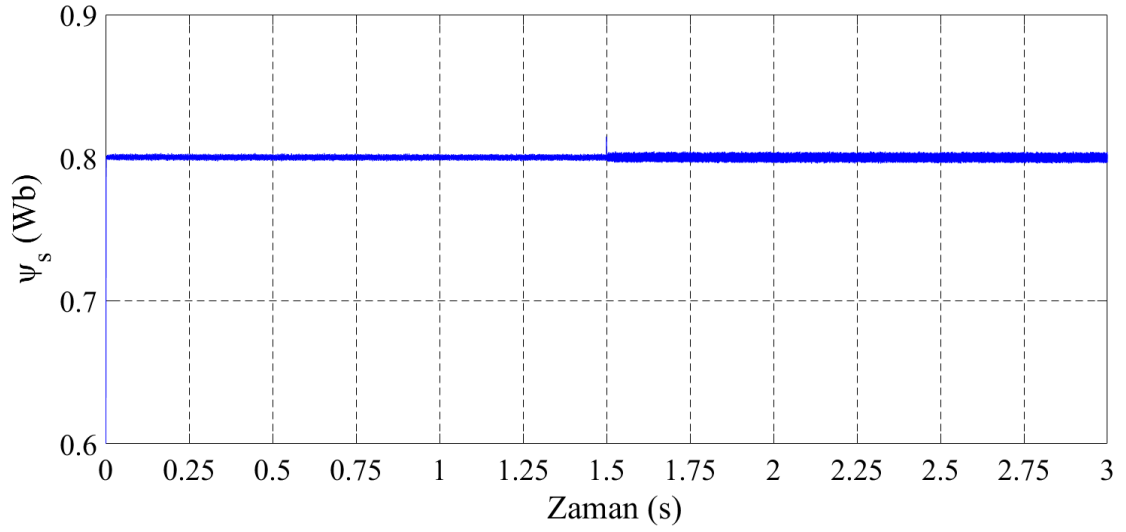
a)



b)



c)

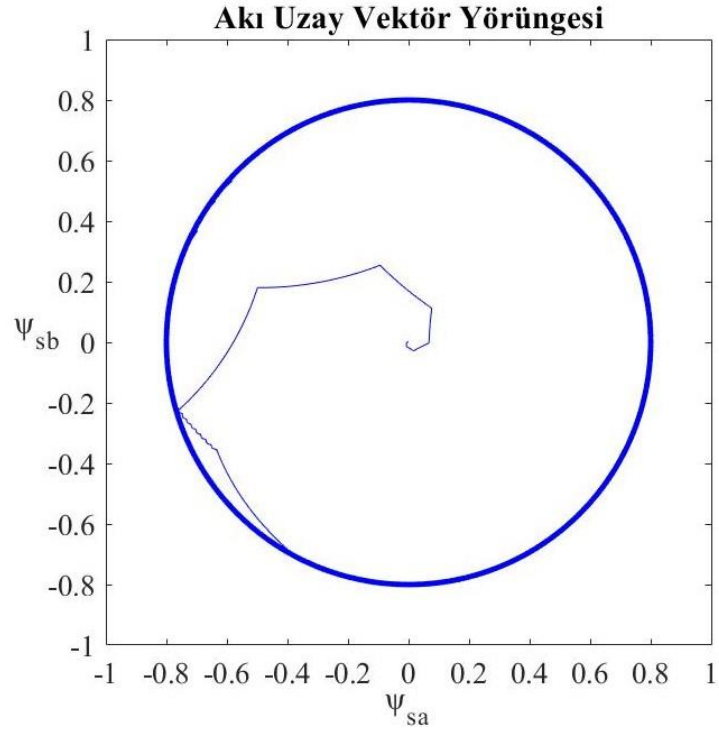


d)

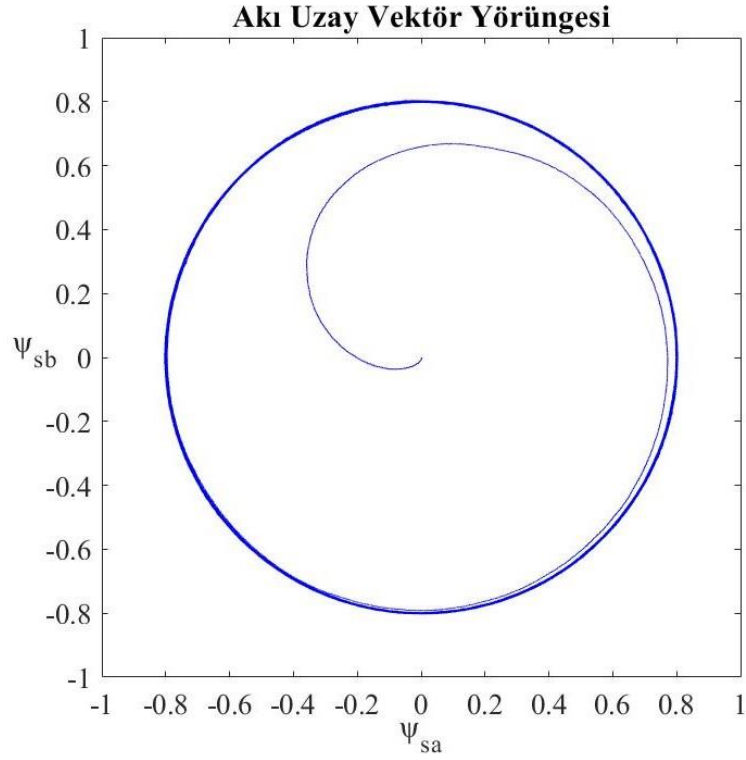
Şekil 4.24. UVDGA- DMD uygulanmış SynRM'nin basamak hız ve yük momenti için benzetim sonuçları a) Rotor açılma hızı, b) Elektromanyetik moment, c) Stator faz akımları, d) Stator akısı

4.3. Akı Uzak Vektörünün Histerezis Tabanlı DMD ve UVDGA-DMD İçin Karşılaştırılması

Histerezis Tabanlı DMD'nin ASM'ye uygulanmasından elde edilen $\psi_{s\alpha}$ ve $\psi_{s\beta}$ 'ya bağlı akı uzay vektör yörüngesi şekil 4.25.'de verilmiştir. UVDGA-DMD'nin ASM'ye uygulanmasından elde edilen $\psi_{s\alpha}$ ve $\psi_{s\beta}$ 'ya bağlı akı uzay vektör yörüngesi ise şekil 4.26.'da verilmiştir. UVDGA-DMD ile elde edilen sonucun daha az ripple oluşturduğu görülmektedir.

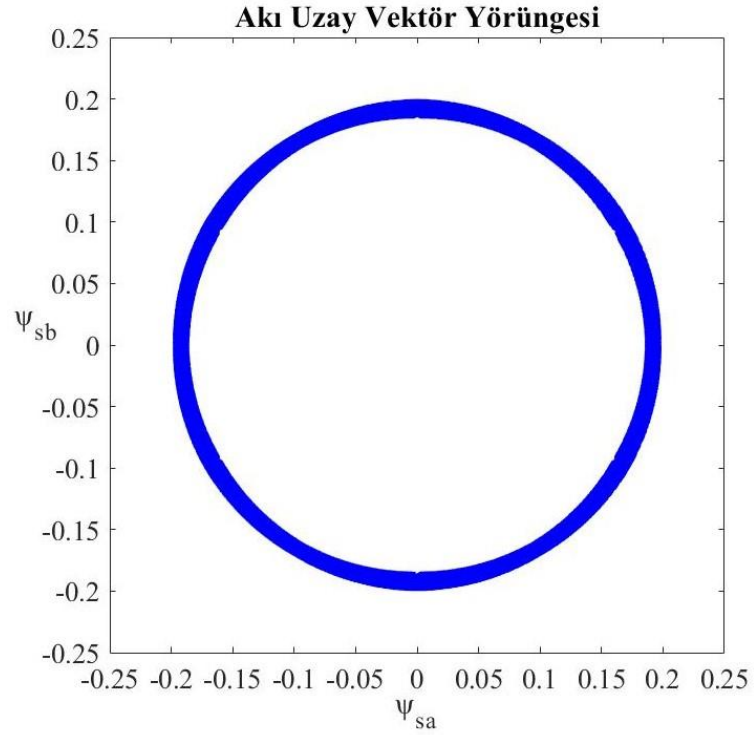


Şekil 4.25. Histeresis Tabanlı DMD'nin ASM'ye uygulanmasından elde edilen akı uzay vektör yörüngesi

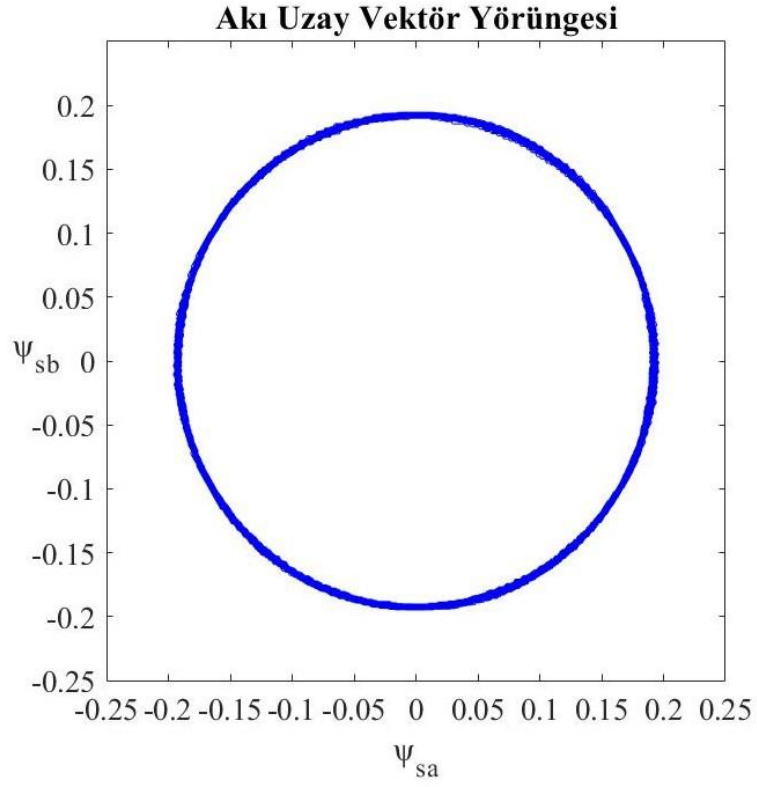


Şekil 4.26. UVDGA-DMD'nin ASM'ye uygulanmasından elde edilen akı uzay vektör yörüngesi

Histerezis Tabanlı DMD'nin ISMSM'ye uygulanmasından elde edilen $\psi_{s\alpha}$ ve $\psi_{s\beta}$ 'ya bağlı akı uzay vektör yörüngesi şekil 4.27.'de verilmiştir. UVDGA-DMD'nin ISMSM'ye uygulanmasından elde edilen $\psi_{s\alpha}$ ve $\psi_{s\beta}$ 'ya bağlı akı uzay vektör yörüngesi ise şekil 4.28.'da verilmiştir. UVDGA-DMD ile elde edilen sonucun daha az ripple oluşturduğu görülmektedir.

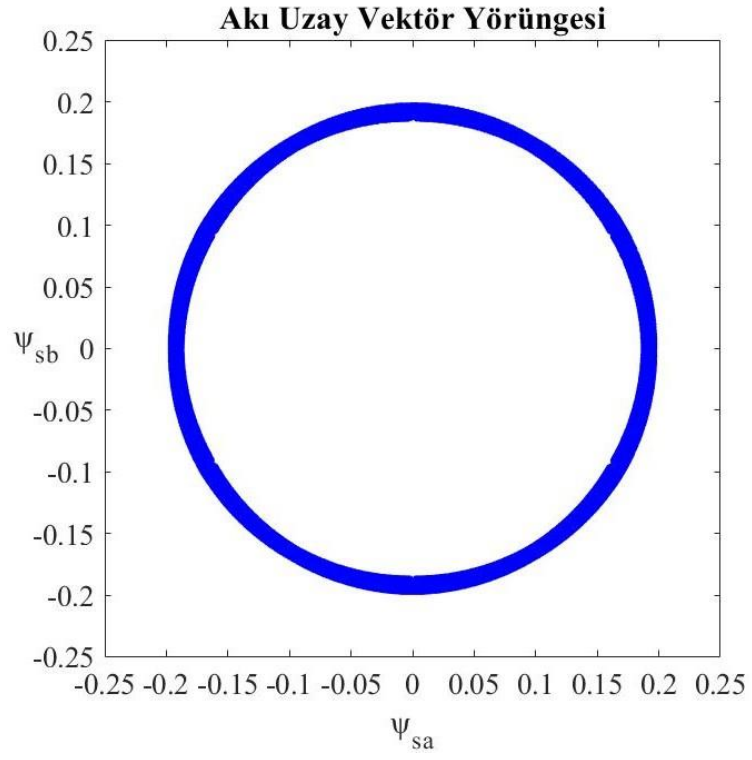


Şekil 4.27. Histerezis Tabanlı DMD'nin ISMSM'ye uygulanmasından elde edilen akı uzay vektör yörüngesi

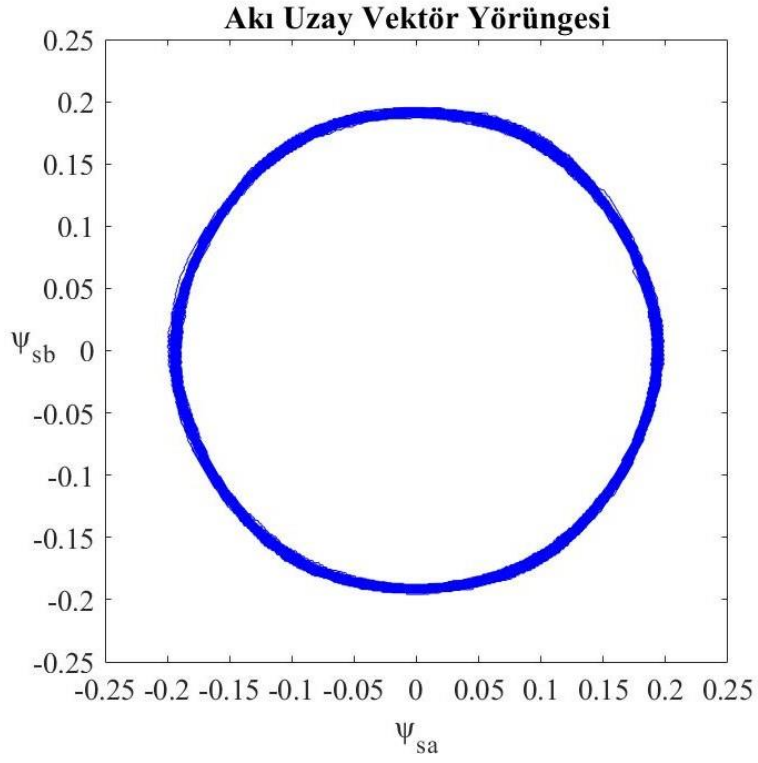


Şekil 4.28. UVDGA-DMD'nin ISMSM'ye uygulanmasından elde edilen akı uzay vektör yörüngesi

Histerezis Tabanlı DMD'nin YSMSM'ye uygulanmasından elde edilen $\psi_{s\alpha}$ ve $\psi_{s\beta}$ 'ya bağlı akı uzay vektör yörüngesi şekil 4.29.'de verilmiştir. UVDGA-DMD'nin YSMSM'ye uygulanmasından elde edilen $\psi_{s\alpha}$ ve $\psi_{s\beta}$ 'ya bağlı akı uzay vektör yörüngesi ise şekil 4.30.'da verilmiştir. UVDGA-DMD ile elde edilen sonucun daha az ripple oluşturduğu görülmektedir.

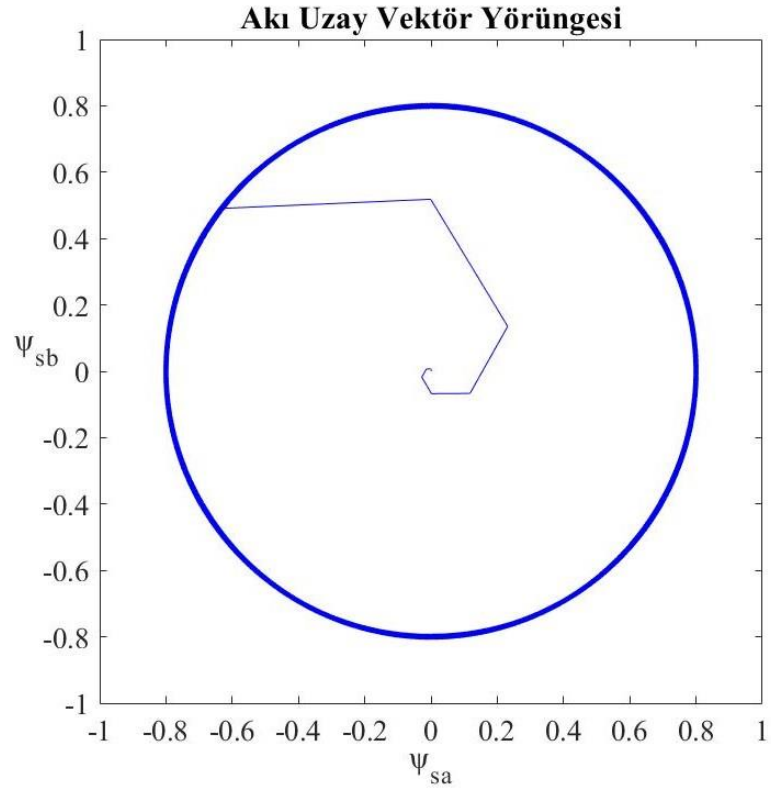


Şekil 4.29. Histerezis Tabanlı DMD'nin YSMSM'ye uygulanmasından elde edilen akı uzay vektör yörüngesi

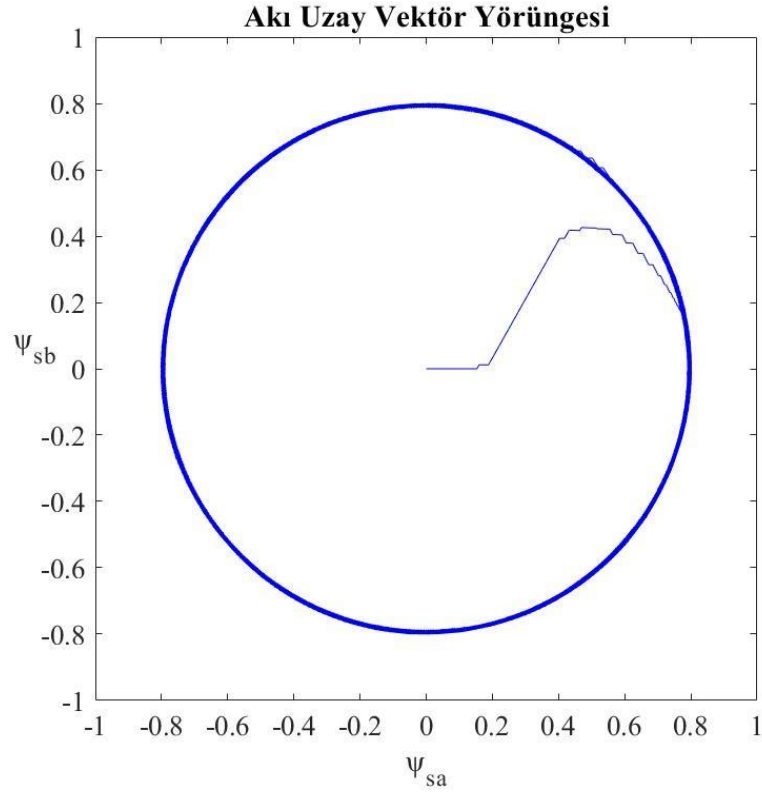


Şekil 4.30. UVDGA-DMD'nin YSMSM'ye uygulanmasından elde edilen akı uzay vektör yörüngesi

Histerezis Tabanlı DMD'nin SynRM'ye uygulanmasından elde edilen $\psi_{s\alpha}$ ve $\psi_{s\beta}$ 'ya bağlı akı uzay vektör yörüngesi şekil 4.31.'te verilmiştir. UVDGA-DMD'nin SynRM'ye uygulanmasından elde edilen $\psi_{s\alpha}$ ve $\psi_{s\beta}$ 'ya bağlı akı uzay vektör yörüngesi ise şekil 4.32.'te verilmiştir. UVDGA-DMD ile elde edilen sonucun daha az ripple oluşturduğu görülmektedir.



Şekil 4.31. Histerezis Tabanlı DMD'nin SynRM'ye uygulanmasından elde edilen akı uzay vektör yörüngesi



Şekil 4.32. UVDGA-DMD'nin SynRM'ye uygulanmasından elde edilen akı uzay vektör yörüngesi

4.4. Sonuç

Bu tezde AA makinelere histerezis DMD ve UVDGA-DMD yöntemleri uygulanarak simülasyon çalışmaları yapılmıştır. AA makinelerin, bu denetimlere verdikleri cevaplar karşılaştırılmıştır.

Simülasyon çalışmalarında, AA makinelerin kapalı çevrim hız denetiminden faydalanılmıştır. Kapalı çevrim hız denetiminde kullanılan PI denetimsinin girişi hız hatası, çıkışı ise moment referansıdır. PI denetimsinin girişindeki hız hatası, referans hız ve hız geri beslemesi arasındaki fark ile elde edilmektedir. Referans hız ve referans yük momentine basamak şeklinde değişimler uygulanarak AA makineler üzerindeki etkileri incelenmiştir.

Yüksüz çalışma ($T_L = 0Nm$) durumundan yüklü çalışma ($T_L = 10Nm$) durumuna geçişte AA makinelerin hızında bir miktar düşüş yaşandıktan sonra yeniden referans hıza

ulaşarak kararlı çalışma durumu devam etmektedir. AA makinelerin üç faz stator akımlarının yüklenme anında artış gösterdiği görülmektedir. Basamak şeklinde hız değişimi söz konusu olduğunda ise AA makinelerin referans hızı kısa sürede yakalayarak referans giriş ile yüksek oranda örtüştüğü görülmektedir. Ayrıca bu durumda AA makinelerin stator akısı, referans akı değerini takip etmekte ve hız değişimden etkilenmemektedir. Ancak AA makinelerin geçici durumdaki üç faz stator akımları hız artışından etkilenmekte ve yüksek değerlere çıkmaktadır. Yüklü ve yüksüz çalışma durumları için kararlı durum sonuçları incelendiğinde, elektromanyetik moment ve stator akısının verilen histerezis bandı içinde kalarak referans değerleri takip ettikleri görülmektedir. Yani histerezis DMD ve UVDGA-DMD uygulanmış AA makineler basamak şeklindeki moment değişimlerine çok hızlı cevap verdikleri sonucuna ulaşılmaktadır. Tablo 4.2. ve tablo 4.3'te histerezis DMD ve UVDGA-DMD uygulanmış AA makinelerin ripple değerleri, anahtarlama frekansları, rotor hızı ve momentin dinamik performansları verilmiştir.

Tablo 4.2. Histerezis DMD uygulanmış AA makinelerin anahtarlama frekansı, ripple değerleri ve dinamik performansı

Denetim Yöntemi	AA Makine	PI Sayısı	Anahtarlama Frekansı	Moment Ripple Değeri	Akı Ripple Değeri	Dinamik Performans
Histerezis Tabanlı DMD	ASM	1 (Hız PI katsayısı)	19.32 kHz (ortalama)	8 Nm	0.014 Wb	Rotor hızı yerleşme zamanı 0,57 s, Moment yerleşme zamanı 0,4 s
	ISMSM	1 (Hız PI katsayısı)	19.393 kHz (ortalama)	10 Nm	0.012 Wb	Rotor hızı yerleşme zamanı 0,25 s, Moment yerleşme zamanı 0,05 s
	YSMSM	1 (Hız PI katsayısı)	19.688 kHz (ortalama)	10 Nm	0.012 Wb	Rotor hızı yerleşme zamanı 0,4 s, Moment yerleşme zamanı 0,04 s
	SynRM	1 (Hız PI katsayısı)	20.561 kHz (ortalama)	4 Nm	0.014 Wb	Rotor hızı yerleşme zamanı 0,45 s, Moment yerleşme zamanı 0,04 s

Tablo 4.3. UVDGA-DMD uygulanmış AA makinelerin anahtarlama frekansı, ripple değerleri ve dinamik performansı

Denetim Yöntemi	AA Makine	PI Sayısı	Anahtarlama Frekansı	Moment Ripple Değeri	Akı Ripple Değeri	Dinamik Performans
UVDGA-DMD	ASM	3 (Hız, akı ve moment PI katsayısı)	19.15 kHz	8 Nm	0.003 Wb	Rotor hızı yerleşme zamanı 1 s, Moment yerleşme zamanı 1 s
	ISMSM	3 (Hız, akı ve moment PI katsayısı)	19.15 kHz	10 Nm	0.005 Wb	Rotor hızı yerleşme zamanı 1 s, Moment yerleşme zamanı 0,01 s
	YSMSM	3 (Hız, akı ve moment PI katsayısı)	19.15 kHz	7 Nm	0.008 Wb	Rotor hızı yerleşme zamanı 0,4 s, Moment yerleşme zamanı 0,035 s
	SynRM	3 (Hız, akı ve moment PI katsayısı)	19.15 kHz	3 Nm	0.003 Wb	Rotor hızı yerleşme zamanı 1,25 s, Moment yerleşme zamanı 0,025 s

Histerezis DMD ve UVDGA-DMD yöntemlerinin simülasyon çalışmaları sonucunda her bir AA makine için elde edilen stator akı uzay vektör yörüngeleri karşılaştırılmıştır. Belirlenen PI katsayıları ve histerezis bant genişlikleri için AA makinelerin stator akı ve akı yörüngelerinde oluşan rippleların UVDGA-DMD yöntemi ile azaldığı ve daha iyi sonuç elde edildiği görülmektedir. Bu durum PI denetleyici katsayıları, histerezis karşılaştırıcılarının band genişlikleri ve örnekleme zamanı gibi parametrelerin simülasyon sonuçlarını doğrudan etkilemesiyle oluşmaktadır. Bununla birlikte, UVDGA-DMD yönteminin dinamik performansının ve dayanıklılığının histerezis DMD'ye göre daha düşük olduğu anlaşılmaktadır.

Sonuç olarak histerezis DMD ve UVDGA-DMD yöntemi, basamak şeklindeki moment ve hız değişimlerine iyi bir dinamik cevap verebilmektedir. Bu durum özellikle yüksek performans gerektiren uygulamalarda çok önemli bir üstünlüğe sahiptir.

KAYNAKLAR

- Abu-Rub, H., Iqbal, A., & Guzinski, J. (2012). *High performance control of AC drives with Matlab/Simulink models high performance control of AC drives with Matlab/Simulink*. West Sussex, United Kingdom: John Wiley & Sons.
- Abu-Rub, H., Stando, D., & Kazmierkowski, M. P. (2013). Simple speed sensorless DTC-SVM scheme for induction motor drives. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, 61(2), 301–307. <https://doi.org/10.2478/bpasts-2013-0028>
- Adam, A. A. (2007). *Sabit mıknatıslı senkron motorda moment dalgalanması ve gürültünün azaltılması*. Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul.
- Alışkan, İ., & Sel, A. (2016). Sürekli mıknatıslı senkron motorların hız denetiminde doğal frekans ve bulanık mantık. *Karaelmas Fen ve Mühendislik Dergisi*, 6(2), 423–431.
- Asif, M. J., Shahbaz, T., Hassan, S. U., & Rizvi, S. T. H. (2016). Mathematical modelling of 3-phase induction motor to study the torque vs. speed characteristics using MATLAB Simulink. *Proceedings of the 2016 19th International Multi-Topic Conference, INMIC 2016*, 1–7. <https://doi.org/10.1109/INMIC.2016.7840144>
- Bayer, K.-H. (1972). Field-Oriented closed-loop control of a synchronous machine with the new transvektor control systems. *Siemens Rev.*, 220–223. Retrieved from <http://ci.nii.ac.jp/naid/10005321946/en/>
- Blaschke, F. (1974). *Method for controlling asynchronous machines*. Washington DC, U.S.
- Bose, B. K. (2002). *Modern power electronics and AC drives*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR.
- Broeck, H. Van Der, & Skudelny, H.-C. (1988). Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage. *Ieee Transactions on Industry Applications*, 24(1), 142–150. Retrieved from https://profs.basu.ac.ir/deihimi/free_space/svm.pdf
- Buja, G. S., & Kazmierkowski, M. P. (2004). Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(4), 744–757. Retrieved from <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=1318735&newsearch=true&queryText=Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors>
- Casadei, D., Grandi, G., Serra, G., & Tani, A. (1994). Effects of flux and torque hysteresis

- band amplitude in direct torque control of induction machines. *In Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON'94., 20th International Conference, 1*, 299–304. <https://doi.org/10.1109/iecon.1994.397792>
- Casadei, Domenico, Profumo, F., Serra, G., & Tani, A. (2002). FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control. *IEEE Transactions on Power Electronics, 17*(5), 779–787. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2002.802183>
- Celik, H., & Kurum, H. (2013). Sabit miknatıslı senkron motorun histerezis doğrudan moment kontrolünün benzetimi. *NWSA-Engineering Sciences, 8*(2), 92–107. <https://doi.org/10.12739/NWSA.2013.8.2.1A0344>
- Chau, K. T. (2015). *Electric vehicle machines and drives-design, analysis and application*. Solaris South Tower, Singapore: John Wiley & Sons.
- Chikh, K., Khafallah, M., & Saâd, A. (2012). Improved DTC algorithms for reducing torque and flux ripples of PMSM based on fuzzy logic and PWM techniques. *IntechOpen, 1*(January 2016). <https://doi.org/10.5772/48503>
- Cirrincione, M., Pucci, M., & Vitale, G. (2012). *Power converters and AC electrical drives with linear neural networks*. 6000 Broken Sound Parkway, NW: CRC Press, Taylor & Francis Group.
- Fitzgerald, A. E., Kingsley, Charles J., & Umashankar, S. D. (2003). Electric machinery. In *Journal of the Franklin Institute* (Vol. 319). [https://doi.org/10.1016/0016-0032\(85\)90014-6](https://doi.org/10.1016/0016-0032(85)90014-6)
- Giri, F. (2013). AC electric motors control-Advanced design techniques and applications. In F. Giri (Ed.), *AC Electric Motors Control*. <https://doi.org/10.1002/9781118574263>
- Gupta, N. P., & Gupta, P. (2012). Performance analysis of direct torque control of PMSM drive using SVPWM - inverter. *2012 IEEE 5th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, 1–6. <https://doi.org/10.1109/iicpe.2012.6450421>
- Habetler, T.G., Profumo, F., Pastorelli, M., & Tolbert, L. M. (1992). Direct torque control of induction machines using space vector modulation. *IEEE Transactions on Industry Applications, 28*(5), 10045–11053.
- Habetler, Thomas G, & Divan, D. M. (1991). Control strategies for direct torque control using discrete pulse modulation. *IEEE Transactions on Industry Applications, 27*(5), 893–901.
- Jin, S., Jin, W., Zhang, F., Jiang, X., & Xiong, D. (2018). Comparative of direct torque control strategies for permanent magnet synchronous motor. *ICEMS 2018 - 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems, (1)*, 1543–1546. <https://doi.org/10.23919/ICEMS.2018.8549341>
- Kang, J.-K., & Sul, S.-K. (2001). Analysis and prediction of inverter switching frequency in direct torque control of induction machine based on hysteresis bands and machine

- parameters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48(3), 545–553.
<https://doi.org/10.1109/41.925581>
- Karabacak, M. (2008). *Üç fazlı asenkron motorun mikrodenetleyici tabanlı açık çevrim skaler hız denetimi*. Düzce Üniversitesi, Düzce.
- Karabacak, M. (2012). Sürekli mıknatıslı senkron motorun doğrusal olmayan ve uyarlamalı geri adımlı hız denetimi. Sakarya Üniversitesi, Sakarya.
- Karabacak, M., Saraçoğlu, B., Eskikurt, H. İ., & Kesler, M. (2012). Harmonik optimal uzay vektör darbe genişlik ayarı. *EMO*, 143–148.
- Karabacak, M., Saraçoğlu, B., & Kesler, M. (2008). Asenkron motorun sinüzoidal darbe genişlik ayarı ile açık çevrim skaler hız denetimi uygulaması. *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK'08*, 803–808.
- Kazmierkowski, Marian P. Krishnan, R., & Blaabjerg, F. (2002). *Control in power electronics selected problems*. California, USA: Academic Press, Elsevier Science.
- Liu, T.-H. (2012). Controller design for synchronous reluctance motor drive systems with direct torque control. *Torque Control, Intech*, 253–292.
<https://doi.org/10.5772/15169>
- Manuel, A., & Francis, J. (2013). Simulation of direct torque controlled induction motor drive by using space vector pulse width modulation for torque ripple reduction. *ISSN International Journal of Advanced Research in Electrical Electronics and Instrumentation Engineering (An ISO Certified Organization)*, 2(9), 2320–3765.
Retrieved from www.ijareeie.com
- Meng, L., & Yang, X. (2017). Comparative analysis of direct torque control and DTC based on sliding mode control for PMSM drive. *Proceedings of the 29th Chinese Control and Decision Conference, CCDC 2017*, (1), 736–741.
<https://doi.org/10.1109/CCDC.2017.7978529>
- Mohan, N. (2007). *Power electronics-Converters, applications and design, Third edition*. New Jersey, America: John Wiley & Sons.
- Mohan, N. (2014). *Advanced electric drives-Analysis, control, and modeling using MATLAB/Simulink*. New Jersey, America: John Wiley & Sons.
- Nam, K. H. (2017). *AC motor control and electric vehicle applications*. NW, U.S.: CRC Press, Taylor & Francis Group.
- Özçıra, S, Bekiroğlu, N., & Ayçiçek, E. (2007). Simulation of direct torque controlled permanent magnet synchronous motor drive. *Proc. of ELECO*, 7, 272–276.
Retrieved from http://www.emo.org.tr/ekler/fb1e233aabee717_ek.pdf
- Özçıra, Selin, & Bekiroglu, N. (2011). Direct torque control of permanent magnet synchronous motor. *Torque Control, IntechOpen*, 129–154.

- Park, J. M., Kim, S. Il, Hong, J. P., & Lee, J. H. (2006). Synchronous reluctance motor with concentrated winding using response surface methodology. *IEEE Transactions on Magnetics*, 42(10), 3479–3481.
- Plunkett, A. B. (1977). Direct flux and torque regulation in a PWM inverter-Induction motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-13(2), 139–146. <https://doi.org/10.1109/TIA.1977.4503378>
- Quang, N. P., & Dittrich, J.-A. (2008). Vector control of three-phase AC machines. In *Springer*. <https://doi.org/10.1007/978-3-540-79029-7>
- Rodriguez, J., Pontt, J., Silva, C., Kouro, S., & Miranda, H. (2004). A novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation. In *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)*, 2, 1392–1397. <https://doi.org/10.1109/ICEEOT.2016.7755625>
- Rosu, M., Zhou, P., Lin, D., Ionel, D. M., Popescu, M., Blaabjerg, F., & Staton, D. (2017). *Multiphysics simulation by design for electric machines, power electronics, and drives* (Vol. 66). New Jersey, Amerika: John Wiley & Sons.
- Sen, P. C. (2007). *Principles of electric machines and power electronics*. New Jersey, Amerika: John Wiley & Sons.
- Sutikno, T., Rumzi Nik Idris, N., & Jidin, A. (2011). A new fixed switching frequency direct torque controlled PMSM drives with low ripple in flux and torque. *ITB Journal of Engineering Science*, 43(3), 173–190. <https://doi.org/10.5614/itbj.eng.sci.2011.43.3.2>
- Takahashi, I., & Noguchi, T. (1986). A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 22(5), 820–827.
- Tang, L., Zhong, L., Rahman, M. F., & Hu, Y. (2002). A novel direct torque control scheme for interior permanent magnet synchronous machine drive system with low ripple in torque and flux, and fixed switching frequency. In *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No. 02CH37289)*, 2, 529–534.
- Tiitinen, P., & Surandra, M. (1996). The next generation motor control method, DTC direct torque control. In *Proceedings of International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1*, 37–43. <https://doi.org/10.1109/pedes.1996.537279>
- Üser, Y. (2012). *Asenkron motorda moment dalgalanmasının ve elektromanyetik gürültünün kontrolü için yeni bir kontrol yaklaşımı*. Yıldız Teknik Üniversitesi.
- Vas, P. (1998). *Sensorless vector and direct torque control*. <https://doi.org/10.1111/j.1469-8137.2007.02265.x>
- Wan, Y., Hu, C., Zhao, J., Wan, S., & Wang, Y. (2008). A new robust DTC-SVM for

high performance induction machine drives. *2nd International Symposium on Systems and Control in Aerospace and Astronautics, ISSCAA 2008*, 1–5. <https://doi.org/10.1109/ISSCAA.2008.4776374>

Wang, L., Chai, S., Yoo, D., Gan, L., & Ng, K. (2015). *PID and predictive control of electrical drives and power converters using Matlab/Simulink*. Singapore: John Wiley & Sons.

Wu, B., & Narimani, M. (2016). *High-Power Converters and AC Drives*. <https://doi.org/10.1002/9781119156079>

Żelechowski, M. (2005). *Space vector modulated – direct torque controlled (DTC – SVM) Inverter – Fed induction motor drive*. Warsaw University of Technology, Poland.

Zhang, Z., Zhao, Y., Qiao, W., & Qu, L. (2014). A space vector modulated sensorless direct torque control for direct drive PMSG wind turbines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(4), 2331–2341. <https://doi.org/10.1109/TIA.2013.2296618>

Zhong, H. Y., Messinger, H. P., & Rashid, M. H. (1991). A new microcomputer based direct torque control system for three phase induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(2), 294–298. <https://doi.org/10.1109/28.73614>

ÖZGEÇMİŞ

Gizem Ketenci, 25.05.1994'te Artvin'de doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Sakarya'da tamamladı. 2012 yılında Arifiye Anadolu Öğretmen Lisesi'nden mezun oldu. 2012 yılında başladığı Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nü 2016 yılında bitirdi. 2016 yılında Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans eğitimine başladı. 2018 yılında 6 ay Otokar Ar-Ge donanım geliştirme biriminde elektrik araçlar üzerine çalıştıktan sonra, 2019 yılında Sakarya Uygulamalı Bilimler Üniversitesi'nde araştırma görevlisi olarak çalışmaya başladı ve halen Sakarya Uygulamalı Bilimler Üniversitesi'nde görev yapmaktadır.