

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN MODELLENMESİ VE
SİMÜLASYONU**

ATA FIRAT HOCANINOĞLU

KOCAELİ 2018

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN MODELLENMESİ VE
SİMÜLASYONU

ATA FIRAT HOCANINOĞLU

Prof. Dr. H. Tarık DURU
Danışman, Kocaeli Üniversitesi
Prof. Dr. Nurettin ABUT
Jüri Üyesi, Kocaeli Üniversitesi
Prof. Dr. İbrahim ŞENOL
Jüri Üyesi, Yıldız Teknik Üniversitesi


.....

.....

Tezin Savunulduğu Tarih: 13.07.2018

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında, matris dönüştürücülerin R-L yükü ve asenkron motorun hız kontrolü benzetimi gerçekleştirilmiş ve benzeri uygulamalarda gerilim ve akım ara devreli geleneksel eviriciler yerine kullanılabilir oluşu kanıtlanmıştır.

Bu çalışmamda bana yardımcı olan, yol gösteren değerli hocam Prof. Dr. H. Tarık DURU'ya teşekkür ederim. Ayrıca hayatım boyunca bana verdiği desteklerinden dolayı aileme de sonsuz minnet duygularımı sunarım.

Temmuz - 2018

Ata Fırat HOCANINOĞLU

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	iv
TABLolar DİZİNİ	vi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	vii
ÖZET.....	xi
ABSTRACT.....	xii
GİRİŞ	1
1. MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER.....	5
1.1. Giriş.....	5
1.2. Matris Dönüştürücü Devre Yapısı	6
1.2.1. Doğrudan matris dönüştürücü	6
1.2.2. Dolaylı matris dönüştürücü	7
1.3. Çift Yönlü Yarı İletken Anahtar Yapıları	8
1.3.1. Köprü diyotlu çift yönlü yarı iletken anahtar	8
1.3.2. Ortak emiterli çift yönlü yarı iletken anahtar	9
1.3.3. Ortak kollektörlü çift yönlü yarı iletken anahtar	10
1.4. Giriş Filtresi	10
1.5. Koruma Devreleri	13
1.6. Komutasyon Stratejileri	15
1.6.1. Akım tabanlı komutasyon yöntemleri	16
1.6.2. Gerilim tabanlı komutasyon yöntemi	18
1.6.3. Yumuşak anahtarlama teknikleri	18
2. MODÜLASYON ALGORİTMALARI.....	19
2.1. Giriş.....	19
2.2. Matris Dönüştürücüde Giriş ve Çıkış İşaretlerinin Elde Edilmesi.....	20
2.3. Alesina ve Venturini Modülasyon Algoritması	23
2.4. Optimum Alesina ve Venturini Modülasyon Algoritması	27
2.5. Uzay Vektörü Darbe Genişlik Modülasyonu Algoritması.....	29
2.5.1. Clarke ($\alpha - \beta$) dönüşümü	30
2.5.2. Matris dönüştürücülerde anahtarlama durumları ve uzay vektör düzleminde gösterimi.....	32
2.5.3. Yarı iletken anahtarların iletim sürelerinin hesaplanması.....	38
2.5.4. İletime girecek yarı iletken anahtarların seçimi ve iletim sıralamasının tespiti.....	50
3. MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE R-L YÜK SİMÜLASYONU	54
3.1. UVDGM Algoritması Kullanan Matris Dönüştürücünün Modellenmesi.....	54
3.2. R-L Yük Benzetimi ve Sonuçları.....	57
4. MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE ASENKRON MOTOR HIZ KONTROLÜ	63
4.1. Skaler Kontrol Yöntemleri.....	63
4.1.1. Kayma regülasyonlu kapalı çevrim hız kontrolü	64

4.2. Matris Dönüştürücü ile Asenkron Motor Hız Kontrolü Benzetimi	66
4.3. Benzetim Sonuçları	67
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	73
KAYNAKLAR	74
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER	77
ÖZGEÇMİŞ	78



ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1.	Matris dönüştürücünün prensip şeması.....	5
Şekil 1.2.	3x3 doğrudan matris dönüştürücü yapısı	6
Şekil 1.3.	Matris dönüştürücü devre yapıları a) 3x4 doğrudan matris dönüştürücü b) 3x5 doğrudan matris dönüştürücü.....	7
Şekil 1.4.	Dolaylı matris dönüştürücü devre yapısı.....	7
Şekil 1.5.	Dolaylı matris dönüştürücünün doğrudan matris dönüştürücüdeki eşdeğeri.....	8
Şekil 1.6.	Köprü diyotlu çift yönlü yarı iletken anahtar yapısı	9
Şekil 1.7.	Ortak emiterli çift yönlü yarı iletken anahtar yapısı	9
Şekil 1.8.	Ortak kollektörlü çift yönlü yarı iletken anahtar yapısı	10
Şekil 1.9.	Filtre devresi tasarımları a) tek kademeli b) çok kademeli.....	11
Şekil 1.10.	Matris dönüştürücülerde kullanılan temel filtre devreleri (yıldız bağlı) a) C filtre b) L-C filtre c) R-L-C filtre.....	12
Şekil 1.11.	Matris dönüştürücülerde kullan temel filtre devreleri (üçgen bağlı) a) C filtre b) L-C filtre c) R-L-C filtre.....	12
Şekil 1.12.	Matris dönüştürücüde snubber devresi.....	14
Şekil 1.13.	Matris dönüştürücülerde kenetleme devresi.....	15
Şekil 1.14.	Matris dönüştürücülerde varistör koruması.....	15
Şekil 1.15.	Dört adımlı akım komutasyonunun oluşumu a) devre yapısı b) zamanlama diyagramı c) anahtar durumları.....	16
Şekil 1.16.	İki adımlı komutasyonunun oluşumu.....	17
Şekil 1.17.	Gerilim tabanlı komutasyonunun oluşumu.....	18
Şekil 2.1.	Matris dönüştürücünün çalışması esnasında kaçınılacak durumlar (a) girişin kısa devre olması (b) yükün açık devre olması	20
Şekil 2.2.	Matris dönüştürücüde örnek anahtarlama sürelerinin genel formu.....	23
Şekil 2.3.	Matris dönüştürücünün üç faz giriş gerilimlerinden elde edilen çıkış gerilimi.....	26
Şekil 2.4.	Endüktif çıkış akımı için giriş akımının faz açısının değişik işletme durumlarındaki değişimi.....	27
Şekil 2.5.	Matris dönüştürücünün üç faz giriş geriliminden elde edilen çıkış gerilimi.....	28
Şekil 2.6.	Matris dönüştürücünün giriş akımlarının uzay vektör düzleminde gösterimi.....	31
Şekil 2.7.	Matris dönüştürücüde verilen anahtarlama durumuna göre bağlantı şekli (IIa. grup +1 nolu).....	34
Şekil 2.8.	Matris dönüştürücünün yüklü durumda giriş ve çıkışı arasındaki bağlantı şekli (IIa. grup +1 nolu).....	35
Şekil 2.9.	Matris dönüştürücüde verilen anahtarlama durumuna göre bağlantı şekli (IIa. grup -1 nolu).....	36
Şekil 2.10.	Matris dönüştürücüde a) çıkış hat gerilimleri uzay vektör düzlemi b) giriş hat akımları uzay vektör düzlemi.....	38

Şekil 2.11. Dolaylı matris dönüştürücü yapısı.....	39
Şekil 2.12. Doğrultucu evre için giriş akımları uzay vektör düzlemi.....	42
Şekil 2.13. Giriş hat akım vektörünün sentezi.....	42
Şekil 2.14. Evirici aşaması için çıkış gerilimleri uzay vektör düzlemi	45
Şekil 2.15. Çıkış hat gerilim vektörünün sentezi.....	46
Şekil 2.16. Tek taraflı anahtarlama modeli	52
Şekil 2.17. Çift taraflı anahtarlama modeli	53
Şekil 3.1. UVDGM algoritması kullanan matris dönüştürücü Simulink modeli.....	54
Şekil 3.2. Giriş filtre devresi.....	55
Şekil 3.3. Doğrultucu kısım bloğu.....	55
Şekil 3.4. Doluluk oranı hesabı bloğu	56
Şekil 3.5. Evirici kısım bloğu.....	56
Şekil 3.6. Sürme devresi bloğu.....	57
Şekil 3.7. Matris dönüştürücü R-L yük benzetimi ($q=0,8$, $f_o=25$ Hz, giriş filtreli) a) giriş akımları b) çıkış akımları c) çıkış faz-faz gerilimi	58
Şekil 3.8. Matris dönüştürücü R-L yük benzetimi ($q=0,5$, $f_o=50$ Hz, giriş filtreli) a) giriş akımları b) çıkış akımları c) çıkış faz-faz gerilimi	59
Şekil 3.9. Matris dönüştürücü R-L yük benzetimi ($q=0,25$, $f_o=100$ Hz, giriş filtreli) a) giriş akımları b) çıkış akımları c) çıkış faz-faz gerilimi	60
Şekil 3.10. Matris dönüştürücü R-L yük benzetimi ($q=0,8$, $f_o=25$ Hz, giriş fildresiz) a) giriş akımı b) çıkış akımları c) çıkış faz-faz gerilimi	61
Şekil 3.11. Matris dönüştürücü R-L yük benzetimi ($q=0,25$, $f_o=100$ Hz, giriş fildresiz) a) giriş akımı b) çıkış akımları c) çıkış faz-faz gerilimi	62
Şekil 4.1. Gerilim/frekans değişim eğrisi	64
Şekil 4.2. Kayma regülasyonlu kapalı çevrim hız kontrol şeması	65
Şekil 4.3. Matris dönüştürücüden beslenen asenkron motorun kapalı çevrim hız kontrolü Simulink şeması.....	66
Şekil 4.4. Kapalı çevrim hız kontrol bloğu	67
Şekil 4.5. Moment-zaman grafiği.....	68
Şekil 4.6. Referans hız-zaman ve motor hızı-zaman grafiği	68
Şekil 4.7. Motor faz akımları grafiği	69
Şekil 4.8. Motor fazlar arası gerilim grafiği	69
Şekil 4.9. Matris dönüştürücü giriş akım ve gerilim grafiği.....	70
Şekil 4.10. Moment-zaman grafiği.....	70
Şekil 4.11. Referans hız ve motor hız-zaman grafiği	71
Şekil 4.12. Motor faz akımları grafiği	71
Şekil 4.13. Motor fazlar arası gerilim grafiği	72
Şekil 4.14. Matris dönüştürücü giriş gerilim ve akım grafiği.....	72

TABLÖLAR DİZİNİ

Tablo 2.1. Matris dönüştürücüde kullanılan anahtarlama durumları.....	33
Tablo 2.2. Dolaylı UVDGM yönteminde doğrultucu evredeki anahtarlama durumları	41
Tablo 2.3. Dolaylı UVDGM yönteminde evirici aşamasındaki anahtarlama durumları	45
Tablo 2.4. Bölgelere göre ilettime girecek anahtarlama kombinasyonları	51
Tablo 3.1. Benzetimde kullanılan değerler	57
Tablo 4.1. Asenkron motor parametreleri	67



SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

B	: Asenkron motor sürtünme katsayısı, (Nms)
C_f	: Giriş filtresi kapasite değeri, (F)
d_x	: Giriş akım vektörünün x eksenine göre saykıl değeri
d_y	: Giriş akım vektörünün y eksenine göre saykıl değeri
d_{c0}	: Sıfır akım vektörünün göre saykıl değeri
d_α	: Çıkış gerilim vektörünün α eksenine göre saykıl değeri
d_β	: Çıkış gerilim vektörünün β eksenine göre saykıl değeri
d_{v0}	: Sıfır gerilim vektörünün göre saykıl değeri
$d_{x\alpha}$: 1. aktif vektörün göre saykıl değeri
$d_{y\alpha}$: 2. aktif vektörün göre saykıl değeri
$d_{x\beta}$: 3. aktif vektörün göre saykıl değeri
$d_{y\beta}$: 4. aktif vektörün göre saykıl değeri
d_0	: Sıfır vektörünün göre saykıl değeri
f_s	: Anahtarlama frekansı, (Hz)
f_c	: Kesme frekansı, (Hz)
f_n	: Asenkron motor frekansı, (Hz)
I_A	: A fazı çıkış hat akımı, (A)
I_B	: B fazı çıkış hat akımı, (A)
I_C	: C fazı çıkış hat akımı, (A)
I_a	: a fazı giriş hat akımı, (A)
I_b	: b fazı giriş hat akımı, (A)
I_c	: c fazı giriş hat akımı, (A)
$i_a(t)$: a fazı giriş akımının anlık değeri, (A)
$i_b(t)$: b fazı giriş akımının anlık değeri, (A)
$i_c(t)$: c fazı giriş akımının anlık değeri, (A)
$i_A(t)$: A fazı çıkış akımının anlık değeri, (A)
$i_B(t)$: B fazı çıkış akımının anlık değeri, (A)
$i_C(t)$: C fazı çıkış akımının anlık değeri, (A)
\bar{I}_i	: Giriş hat akımları vektörü, (A)
I_{DC}	: Sanal DA hat akım tepe değeri, (A)
I_{im}	: Giriş akımının genliği, (A)
J	: Asenkron motor atalet momenti, (kgm^2)
L_1	: Asenkron motor stator endüktansı, (H)
L_2	: Asenkron motor rotor kaçak endüktansı, (H)
L_m	: Asenkron motor mıknatıslanma endüktansı, (H)
L_f	: Giriş filtresi endüktans değeri, (H)
m_c	: Doğrultucu kısım transfer oranı
m_v	: Evirici kısım transfer oranı
$M(t)$: Modülasyon matrisi
P_n	: Asenkron motor anma gücü, (W)
P_{out}	: Matris çevirici anma gücü, (W)
p	: Asenkron motor kutup çifti sayısı
R_1	: Asenkron motor stator direnci, (Ω)

R_2'	: Asenkron motor indirgenmiş rotor direnci, (Ω)
s	: Kayma
S_{Aa}	: A çıkış fazı ile a giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar
S_{Ab}	: A çıkış fazı ile b giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar
S_{Ac}	: A çıkış fazı ile c giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar
S_{Ba}	: B çıkış fazı ile a giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar
S_{Bb}	: B çıkış fazı ile b giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar
S_{Bc}	: B çıkış fazı ile c giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar
S_{Ca}	: C çıkış fazı ile a giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar
S_{Cb}	: C çıkış fazı ile b giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar
S_{Cc}	: C çıkış fazı ile c giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar
$S_{Aa}(t)$: A çıkış fazı ile a giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar anlık durumu
$S_{Ab}(t)$: A çıkış fazı ile b giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar anlık durumu
$S_{Ac}(t)$: A çıkış fazı ile c giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar anlık durumu
$S_{Ba}(t)$: B çıkış fazı ile a giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar anlık durumu
$S_{Bb}(t)$: B çıkış fazı ile b giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar anlık durumu
$S_{Bc}(t)$: B çıkış fazı ile c giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar anlık durumu
$S_{Ca}(t)$: C çıkış fazı ile a giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar anlık durumu
$S_{Cb}(t)$: C çıkış fazı ile b giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar anlık durumu
$S_{Cc}(t)$: C çıkış fazı ile c giriş fazına bağlı çift yönlü anahtar anlık durumu
S_1	: Dolaylı matris dönüştürücü formunda a giriş fazına bağlı anahtar
S_2	: Dolaylı matris dönüştürücü formunda b giriş fazına bağlı anahtar
S_3	: Dolaylı matris dönüştürücü formunda c giriş fazına bağlı anahtar
S_4	: Dolaylı matris dönüştürücü formunda A çıkış fazına bağlı anahtar
S_5	: Dolaylı matris dönüştürücü formunda B çıkış fazına bağlı anahtar
S_6	: Dolaylı matris dönüştürücü formunda C çıkış fazına bağlı anahtar
S_7	: Dolaylı matris dönüştürücü formunda A çıkış fazına bağlı anahtar
S_8	: Dolaylı matris dönüştürücü formunda B çıkış fazına bağlı anahtar
S_9	: Dolaylı matris dönüştürücü formunda C çıkış fazına bağlı anahtar
S_{10}	: Dolaylı matris dönüştürücü formunda A çıkış fazına bağlı anahtar
S_{11}	: Dolaylı matris dönüştürücü formunda B çıkış fazına bağlı anahtar
S_{12}	: Dolaylı matris dönüştürücü formunda C çıkış fazına bağlı anahtar
t_{Aa}	: S_{Aa} çift yönlü anahtarının iletimde kalma süresi, (s)
t_{Ab}	: S_{Ab} çift yönlü anahtarının iletimde kalma süresi, (s)
t_{Ac}	: S_{Ac} çift yönlü anahtarının iletimde kalma süresi, (s)
t_{Ba}	: S_{Ba} çift yönlü anahtarının iletimde kalma süresi, (s)
t_{Bb}	: S_{Bb} çift yönlü anahtarının iletimde kalma süresi, (s)
t_{Bc}	: S_{Bc} çift yönlü anahtarının iletimde kalma süresi, (s)
t_{Ca}	: S_{Ca} çift yönlü anahtarının iletimde kalma süresi, (s)
t_{Cb}	: S_{Cb} çift yönlü anahtarının iletimde kalma süresi, (s)
t_{Cc}	: S_{Cc} çift yönlü anahtarının iletimde kalma süresi, (s)
T_s	: Anahtarlama periyodu, (s)
T_x	: x eksenindeki aktif akım vektörünün uygulama süresi, (s)
T_y	: y eksenindeki aktif akım vektörünün uygulama süresi, (s)
T_{c0}	: Sıfır akım vektörünün uygulama süresi, (s)
T_α	: α eksenindeki aktif gerilim vektörünün uygulama süresi, (s)
T_β	: β eksenindeki aktif gerilim vektörünün uygulama süresi, (s)
T_{v0}	: Sıfır gerilim vektörünün uygulama süresi, (s)
$T_{x\alpha}$: 1. aktif vektörün uygulama süresi, (s)

$T_{y\alpha}$: 2. aktif vektörün uygulama süresi, (s)
$T_{x\beta}$: 3. aktif vektörün uygulama süresi, (s)
$T_{y\beta}$: 4. aktif vektörün uygulama süresi, (s)
T_0	: Sıfır vektörünün uygulama süresi, (s)
T_R	: Doğrultucu kısım transfer matrisi
T_I	: Evirici kısım transfer matrisi
U_n	: Asenkron motor nominal çalışma gerilimi, (V)
$V_A(t)$: A çıkış faz geriliminin anlık değerleri, (V)
$V_B(t)$: B çıkış faz geriliminin anlık değerleri, (V)
$V_C(t)$: C çıkış faz geriliminin anlık değerleri, (V)
$V_a(t)$: a giriş faz geriliminin anlık değerleri, (V)
$V_b(t)$: b giriş faz geriliminin anlık değerleri, (V)
$V_c(t)$: c giriş faz geriliminin anlık değerleri, (V)
V_{an}	: a giriş fazı faz-nötr gerilimi, (V)
V_{bn}	: b giriş fazı faz-nötr gerilimi, (V)
V_{cn}	: c giriş fazı faz-nötr gerilimi, (V)
V_{AB}	: A ve B fazları arası çıkış gerilimleri, (V)
V_{BC}	: B ve C fazları arası çıkış gerilimleri, (V)
V_{CA}	: C ve A fazları arası çıkış gerilimleri, (V)
V_{im}	: Giriş gerilim genliği, (V)
V_{om}	: Çıkış gerilim genliği, (V)
\overline{V}_o	: Çıkış faz gerilimleri vektörü, (V)
V_{DC}	: Sanal DA hat gerilim tepe değeri, (V)
V_s	: Stator gerilimi, (V)
q	: Giriş ve çıkış gerilimi arası transfer oranı
X_1	: Asenkron motor stator kaçak reaktansı, (Ω)
X_2'	: Asenkron motor indirgenmiş rotor kaçak reaktansı, (Ω)
β_A	: A çıkış fazı açısı (dengeli hal), (rad)
β_B	: B çıkış fazı açısı (dengeli hal), (rad)
β_C	: C çıkış fazı açısı (dengeli hal), (rad)
α_i	: Giriş hat gerilimleri vektörünün uzay vektör düzlemindeki açısı, (rad)
α_o	: Çıkış hat gerilimleri vektörünün uzay vektör düzlemindeki açısı, (rad)
β_i	: Giriş hat akımları vektörünün uzay vektör düzlemindeki açısı, (rad)
β_o	: Çıkış hat akımları vektörünün uzay vektör düzlemindeki açısı, (rad)
ω_i	: Giriş(şebeke) açısal frekansı, (rad/s)
ω_o	: Çıkış açısal frekansı, (rad/s)
ω_m	: Motor açısal hızı, (rad/s)
ω_s	: Statordaki elektriksel açısal hız, (rad/s)
ω_{sl}	: Kayma açısal hızı, (rad/s)
φ_i	: Giriş güç açısı, (rad)
φ_o	: Çıkış güç açısı, (rad)
Ψ_m	: Hava aralığı akısı, (T)

Kısaltmalar

A.A.	: Alternatif Akım
D.A.	: Doğru Akım
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu

IEC	:	International Electrotechnical Commission (Uluslararası Elektroteknik Komisyonu)
IEEE	:	The Institute of Electrical and Electronics Engineers (Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü)
IGBT	:	Insulated Gate Bipolar Transistor (İzole Edilmiş Kapılı İki Kutuplu Transistör)
MCT	:	MOS Controlled Thristor (MOS Kontrollü Tristör)
PI	:	Proportional–Integral (Oransal-İntegral)
UVDGM	:	Uzay Vektörü Darbe Genişlik Modülasyonu
THB	:	Toplam Harmonik Bozunum



MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN MODELLENMESİ VE SİMÜLASYONU

ÖZET

Bu çalışmanın amacı, matris dönüştürücülerin R-L yükü ve asenkron motorun kapalı çevrim hız kontrolü benzetimini gerçekleştirmek ve bu tür uygulamalarda kullanılabilirliğini kanıtlamaktır.

İlk önce, matris dönüştürücülerin tarihçesi, anahtar yapısı, filtre devreleri, koruma devreleri ve komutasyon yöntemleri hakkında ayrıntılı bilgiler verilmiştir.

İkinci bölümde, modülasyon yöntemlerine giriş yapılmıştır. Alesina ve Venturini, uzay vektörü darbe genişlik modülasyonu hakkında bilgiler verilmiştir. Benzetimde kullanılan uzay vektörü darbe genişlik modülasyonu yöntemi ayrıntılı şekilde açıklanmıştır. Benzetimde uygulanabilirliği ve anlaşılabilirliği kolay olduğundan anahtarlama sürelerinin hesabında dolaylı uzay vektörü darbe genişlik modülasyonu yöntemi kullanılmıştır.

R-L yük ve asenkron motor hız kontrolü benzetimleri, MATLAB/Simulink yazılımı ile modellenmiştir ve kullanılan bloklar açıklanmıştır. Benzetim sonucunda matris dönüştürücülerin bu tür uygulamalarda kullanılabilirliği kanıtlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Asenkron Motor, Kayma Regülasyonu, Matris Dönüştürücü, R-L Yük Simülasyonu, Uzay Vektörü Darbe Genişlik Modülasyonu.

MODELING AND SIMULATION OF MATRIX CONVERTERS

ABSTRACT

Purpose of this study is to achieve simulation of matrix converters with R-L load and closed loop speed control of induction motor and to provide usability in such applications.

First of all, it's informed about history, filter and protection circuits, comutation strategies of matrix converters.

In second chapter, it's entered to modulation strategies. It's given information about Alesina-Venturini and space vector modulation strategies. Space vector modulation strategy which is used in simulation is explained very detailed. It's used indirect space vextor modulation strategy to calculate switching times because of understandable and applicable in the simulation.

Simulation of R-L load and speed control of induction motor is modelled by MATLAB/Simulink and explained Simulink blocks which is used in simulation. As a result of simulation, it's proved usability of matrix converters in such applications.

Keywords: Induction Motor, Slip Regulation, Matrix Converter, R-L Load Simulation, Space Vector Modulation.

GİRİŞ

Alternatif akım makinelerinin kullanıldığı değişken hızlı sürücü sistemlerinde kullanılan eviriciler, dolaylı ve doğrudan dönüştürücüler olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Günümüzde birçok sürücü sistemlerinde yaygın olarak kullanılan akım veya gerilim ara devreli eviriciler, alternatif akım (A.A.) – doğru akım (D.A.) – alternatif akım (A.A.) dönüşümü ile çıkışlarında tek veya çok fazlı, değişken genlik ve frekanslı alternatif gerilimler üretebilmektedir.

Doğrudan dönüştürücülere örnek olan matris dönüştürücüler ise m fazlı sabit genlik ve frekanstaki kaynaktan n fazlı yüke değişken genlik ve frekanstaki gerilimi, $m \times n$ adet çift yönlü yarı iletken anahtarın uygun bağlantı kombinasyonları ile sağlayabilen bir evirici çeşididir.

Matris dönüştürücülerin ara devreli eviricilere göre avantajları aşağıda sıralanmaktadır:

- Ara devreli eviricilerin aksine kondansatör veya bobin gibi depolama elemanı içermediğinden hem arıza riski azalmakta hem de eviricinin kapladığı hacim küçülmektedir. Ayrıca matris dönüştürücülerde, kondansatör veya bobinlerin ürettiği ısıdan eviricinin performansının düşmesi ihtimali ortadan kalkmaktadır [1, 2].
- Matris dönüştürücüler doğrudan dönüşüm yaptığından sinüs formunda olan giriş – çıkış akımları sayesinde asenkron motorların düzgün bir moment üretmesini ve sarsıntısız çalışmasını sağlamaktadır [1-3].
- Klasik eviriciler üzerinden motorun çalıştırılması sırasında açığa çıkan enerji kaynağa gönderilememekte ve doğru akım ünitesinde depo edilmektedir. Enerjinin doğru akım ünitesinde depo edilmesi gerilimde değişimlere sebep olmakta, bu durum da hızda ve momentte dalgalanmalara neden olmaktadır. Matris dönüştürücüde ise doğru akım ara devre ünitesi bulunmadığı ve iki yönlü enerji geçişine uygun anahtarlar kullanıldığı için motor çalışmada açığa çıkabilen enerji kaynağa geri verilebilmektedir. Böylelikle asenkron motorların faydalı frenleme yapmasını mümkün kılmaktadır [1].

- Matris dönüştürücüler dört bölge çalışmaya müsait olduğundan asenkron motorların generatör modunda çalışmasına olanak sağlamaktadır [2, 3].
- Matris dönüştürücüler, bağlanan yükün güç faktöründen bağımsız bir şekilde giriş güç faktörünün istenen durumda (endüktif, kapasitif, omik) ayarlanmasını sağlamaktadır [1-3].
- Ara devreli klasik eviricilere göre düşük hacimli ve boyutlu olması sebebiyle kompakt yapıda olup beslenen asenkron motor üzerine monte edilebilmektedir [1-3].

Matris dönüştürücülerin klasik eviricilere göre dezavantajları ise aşağıdaki gibi sıralanmaktadır:

- Çıkış gerilimi, giriş geriliminin modülasyon algoritmasına bağlı olarak maksimum % 86,6'sı kadar olmaktadır [1, 2].
- Çok sayıda çift yönlü anahtar gerektirmesi nedeniyle anahtarlama kayıplarını düşürmek için uygun modülasyon teknikleri gerekmektedir [1, 2].
- Doğrudan dönüşümün bir dezavantajı olarak anahtarlama zamanlarının kısa devreye sebebiyet vermeyecek şekilde tasarlanması matris dönüştürücünün karmaşıklığını arttırmaktadır.
- Şebeke geriliminde olacak bir problem (gerilim yükselmesi, düşmesi, pikleri) doğrudan yükü etkileyeceğinden buna uygun koruma devrelerinin tasarlanması gerekmektedir [2].
- Akım ve gerilim komutasyonu, ara devreli eviricilere göre matris dönüştürücülerde faz – faz kısa devresi riskinden dolayı daha karmaşıktır [2].

Matris dönüştürücülerin tarihi gelişimine bakıldığında ilk doğrudan (A.A. – A.A.) dönüştürücülerin temeli 1920'lerde ortaya atılan frekans dönüştürücülere (cycloconverter) dayanmaktadır. Frekans dönüştürücülerin uygulanabilirliği 1960'larda tristörlerin keşfi ile mümkün olmuştur [4]. Sabit genlik ve frekanstaki bir A.A. kaynaktan değişken genlik ve frekanslı A.A. çıkış verebilen frekans dönüştürücüler, çıkıştaki frekansın giriş frekansının en fazla yarısı kadar olabilmesi, giriş güç faktörü kontrolünün zayıf olması, çıkış geriliminin kalitesinin anahtarlama elemanı sayısıyla orantılı olarak artması gibi olumsuzluklardan dolayı matris dönüştürücü olarak kullanılması mümkün olamamıştır.

Gyugyi ve Pelly tarafından matris dönüştürücü topolojisi üzerine yapılan ilk çalışma, kontrol edilebilir çift yönlü anahtarlama elemanlarını kullanarak sınırsız bir çıkış frekansı elde etmek için tam kontrol edilebilir frekans dönüştürücünün prensibini geliştirilmesi fikrine dayanmaktadır. Bu yüzden matris dönüştürücü bazen bir zorlamalı komutasyonlu frekans dönüştürücü olarak da adlandırılır. Bu çözümde önerilen kontrol algoritması doğal komutasyonlu frekans dönüştürücülerden daha iyi bir performans göstermesine rağmen, önemli çıkış gerilim sınırlamasına ve ciddi dalga şekli bozulmalarına sahiptir. Ayrıca güç devresi hantal ve performansı da kötüydü [1].

Matris dönüştürücünün asıl gelişmesi 1980’de yayınlanan Venturini ve Alesina’nın çalışmaları ile başlar. Bu araştırmacılar, dönüştürücünün güç devresini çift yönlü güç anahtarlarının bir matrisi olarak sunmuş ve onu matris dönüştürücü ismiyle takdim etmişlerdir [5]. Ayrıca bu araştırmacıların temel katkılarından biri yeni bir darbe genişlik modülasyonu kontrol algoritmasını sunmuş olmasıdır. Venturini kontrol algoritması diye adlandırılan bu algoritma kontrol edilebilir giriş güç faktörü ve sınırsız çıkış frekansı ile sinüzoidal giriş akımları ve çıkış gerilimleri sağlar. Bununla birlikte maalesef çıkış gerilimin giriş gerilimine oranı maksimum %50’dir [1, 4].

1985’lerde Ziagos, Khan ve Rashid tarafından tamamen farklı bir yaklaşıma dayalı bir kontrol tekniği önerilmiştir [6]. Bu teknikte, sanal bir D.A. hat oluşturmak için giriş gerilimleri ilk önce doğrultulup ve sonra bir evirici yardımıyla istenilen genlikte ve frekansta çıkış gerilimleri oluşturulmuştur. Karmaşık hesaplamalara sahip olan bu kontrol tekniği, geliştirilmiş dalga şekilleri ve giriş gerilimlerinden daha yüksek oranda yararlanmayı sağlamıştır. Bu algoritma yardımıyla %100’e yaklaşan bir gerilim oranı üretilebilirken çıkış frekansı sınırlanmakta ve giriş akımı düşük seviyeli harmonikler içermektedir. Ayrıca giriş – çıkış harmonik bozulmalarına ve giriş güç faktörü kontrolünde sınırlamalara sahiptir [1, 6].

1988’de Venturini ve Alesina, maksimum giriş – çıkış gerilim transfer oranını %86,6’ ya yükselten gelişmiş bir kontrol algoritma önermişlerdir. Bu algoritmanın temeli, çıkış gerilimine 3. harmonik bileşenlerin eklenmesidir [7]. Ayrıca bu algoritma, tam giriş güç faktör kontrolünü ve giriş gerilimlerindeki dengesizliği ve bozulmaların düzeltilmesini de sağlamıştır [1].

1989'da Roy ve April yeni bir skaler kontrol algoritması önermişlerdir [8]. Bu algoritma, giriş bozulmalarını telafi etme yeteneği ve hesapsal olarak daha etkili olan özellikleri yanı sıra performans olarak Venturini kontrol algoritmasıyla karşılaştırılabilecek kadar etkili olmuştur [1].

Tezin amacı, matris dönüştürücülerin gerilim ara devreli eviricilere karşı iyi bir alternatif olduğunu göstermektir.

Tezin ilk bölümünde, matris dönüştürücünün temel yapısı, çalışma prensibi, çift yönlü anahtarların yapısı, koruma devreleri, giriş filtre devrelerinin yapısı ve komutasyon stratejileri anlatılmıştır.

Tezin ikinci bölümünde, matris dönüştürücülerde kullanılan Venturini ve Uzay Vektörü Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) algoritmaları ayrıntılı şekilde ele alınmıştır. Benzetimde kullanılan yöntem UVDGM olduğundan bu yöntem hakkında ayrıntılı bilgi verilmiştir. UVDGM'de iletme girecek anahtarlarının seçimi, iletme girme sıraları, iletimde kalma sürelerinin belirlenmesi, dolaylı UVDGM yönteminin doğrudan matris dönüştürücü devre yapısına uygulanabilirliğinin gösterimi konuları ele alınmıştır.

Tezin üçüncü bölümünde, 3x3 matris dönüştürücünün, UVDGM yöntemiyle farklı frekans ve dönüştürme oranlarındaki R-L yükü performansı MATLAB/Simulink ile incelenmiştir.

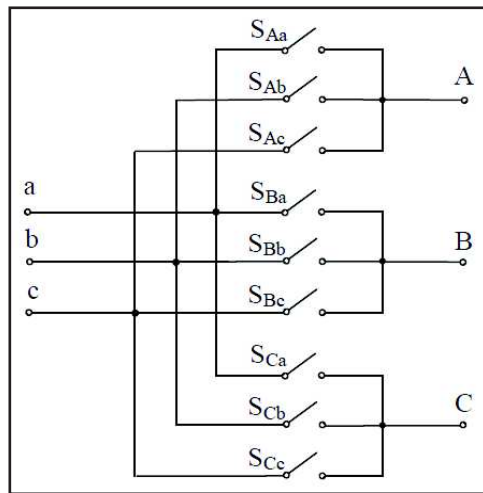
Tezin dördüncü bölümünde, 3x3 bir matris dönüştürücüden beslenen asenkron motorun kapalı çevrim kayma regülasyonlu V/f hız kontrolü MATLAB/Simulink yardımıyla benzetimi anlatılmıştır. Sabit devir ve sabit yük momenti durumlarına göre benzetim sonuçları sunulmuştur.

Tezin beşinci bölümünde ise yapılan benzetim çalışmalarına ilişkin sonuç ve değerlendirmelere yer verilmiştir.

1. MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

1.1. Giriş

Matris dönüştürücüler, alternatif akımdan alternatif akıma doğrudan dönüşüm yapabilen dönüştürücü tiplerinden biridir. Bu dönüştürücüler, 3 faz giriş – 3 faz çıkış için matris şeklinde düzenlenmiş çift yönlü 9 adet yarı iletken anahtardan oluşur ve bu sayede iki yönlü (asenكرون motorlar için motor veya fren bölgesi) çalışabilme olanağına sahiptirler. Bu çift yönlü anahtarlar giriş gerilimini farklı modülasyon algoritmaları ile anahtarlayarak, genlik ve frekansı sabit giriş geriliminden, değişken genlik ve frekanslı çıkış gerilimi elde edilmesini sağlarlar. Çıkış gerilimin genliği ve frekansı anahtarların iletimde kalma sürelerine bağlıdır [1]. Şekil 1.1’de görüldüğü üzere 9 adet çift yönlü anahtarlı, 3x3 matris dönüştürücünün prensip şeması verilmiştir. a, b, c matris dönüştürücünün giriş fazlarını; A, B, C matris dönüştürücünün çıkış fazlarını ve S_{Aa} , S_{Ab} , S_{Ac} , ..., S_{Cc} de 9 adet çift yönlü anahtar göstermektedir. Ayrıca 3 giriş fazı her bir çıkış fazına yarı iletken anahtar sayesinde doğrudan bağlanmıştır. Çift yönlü anahtarlar matris dönüştürücünün kapasitesine göre Tristör-Diyot, IGBT-Diyot, MCT-Diyot v.b. elemanlarla gerçekleştirilebilir [1].



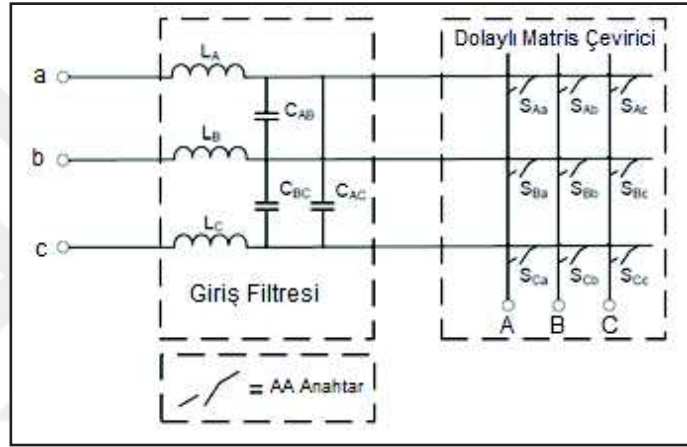
Şekil 1.1. Matris dönüştürücünün prensip şeması [1]

1.2. Matris Dönüştürücü Devre Yapısı

Matris dönüştürücüler devre yapısı olarak doğrudan (direct) ve dolaylı (indirect) olmak üzere iki farklı devre yapısında gerçekleştirilebilmektedir.

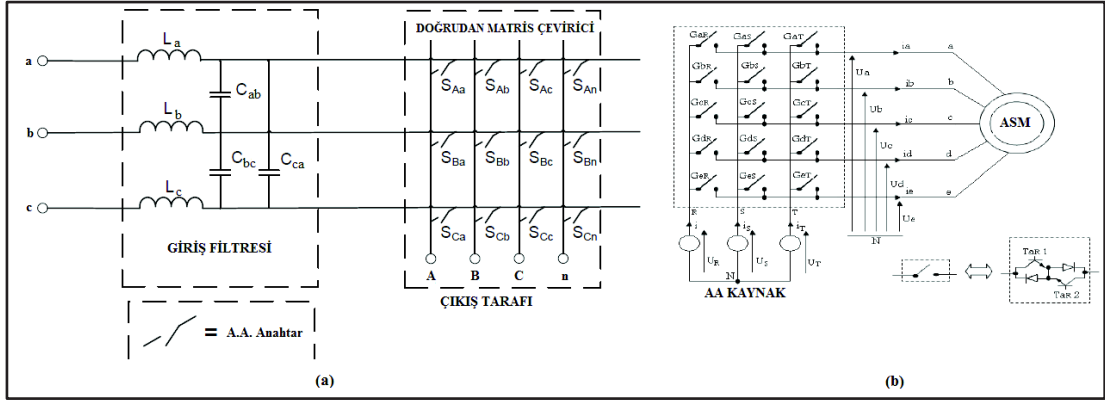
1.2.1. Doğrudan matris dönüştürücü

Doğrudan matris dönüştürücüler, herhangi bir sanal ara devreye ihtiyaç duymadan tek kademede doğrudan A.A. – A.A. dönüşüm yapabilmektedir [4]. Şekil 1.2’de 3x3 doğrudan matris dönüştürücünün devre yapısı verilmiştir.



Şekil 1.2. 3x3 doğrudan matris dönüştürücü yapısı

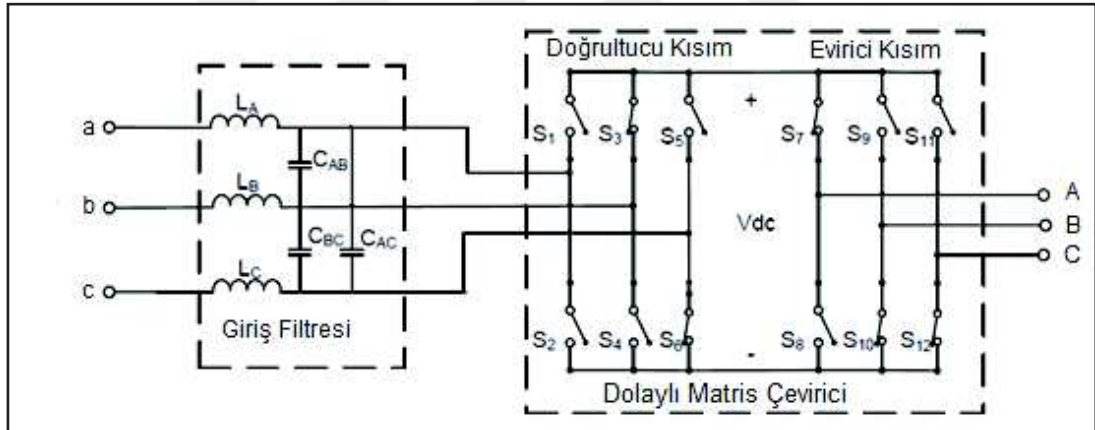
Şekil 1.2’de görüldüğü üzere doğrudan matris dönüştürücü devre yapısı 3 giriş fazı ve 3 çıkış fazı arasında doğrudan bağlanmış 9 adet çift yönlü yarı iletken anahtar ve dönüştürücünün girişine bağlı giriş akımındaki istenmeyen harmonikleri önleyen filtre devresinden oluşmaktadır. Fakat matris dönüştürücüler sadece 3x3 yapıda olmamaktadır. Giriş bölümünde de bahsedildiği gibi doğrudan matris dönüştürücüler, ‘m’ fazlı kaynaktan ‘n’ fazlı yüke doğrudan bağlanan ‘mxn’ sayıda çift yönlü yarı iletken anahtar dizisinden oluşmaktadır [4]. Tek faz – tek faz, tek faz – iki faz gibi uygulamaları olan doğrudan matris dönüştürücüler çok yaygın olmasa da 3faz giriş, 4 veya 5 faz çıkışlı (3x4, 3x5) matris dönüştürücüler tez konusu olarak işlenmiş ve deneysel çalışmalarda ele alınmıştır [4, 9, 10]. Şekil 1.3a’da 3x4 doğrudan matris dönüştürücü yapısı verilirken Şekil 1.3b’de ise 3x5 doğrudan matris dönüştürücü yapısı verilmektedir.



Şekil 1.3. Matris dönüştürücü devre yapıları a) 3x4 doğrudan matris dönüştürücü b) 3x5 doğrudan matris dönüştürücü

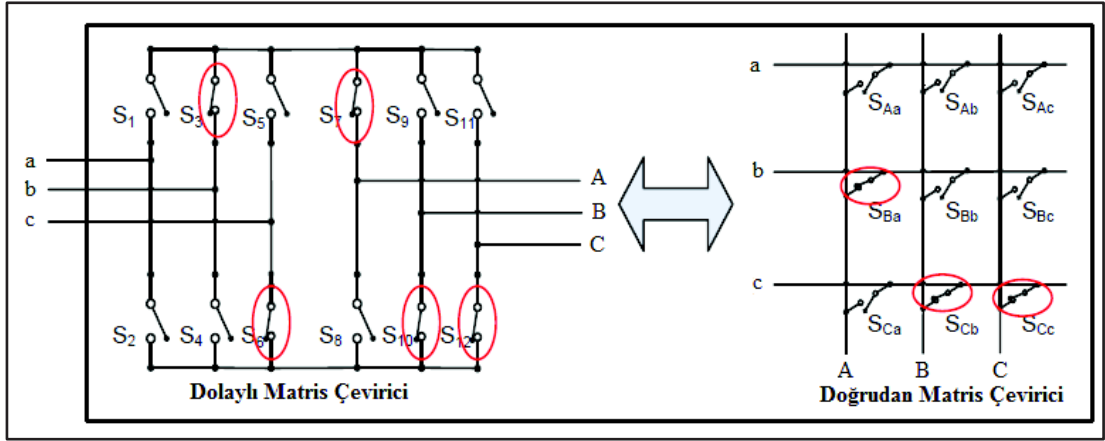
1.2.2. Dolaylı matris dönüştürücü

Dolaylı matris dönüştürücü devre yapısı, doğrultucu ve evirici olmak üzere iki kademeli dönüşüm yaptığından kondansatör içermeyen gerilim ara devreli evirici yapısına birebir benzemektedir.



Şekil 1.4. Dolaylı matris dönüştürücü devre yapısı

Şekil 1.4'te görüldüğü üzere dolaylı matris dönüştürücü, sanal bir D.A. hat ile doğrultucu (rectifier) ve evirici (inverter) olmak üzere iki kısma ayrılmaktadır ve aynı anda en fazla iki giriş fazı çıkış fazlarına bağlanabilmektedir. Bu yüzden doğrudan matris dönüştürücülere oranla bağlantı durumları olasılıkları bakımından sınırlı olanaklara sahiptir. Fakat bu olumsuzluk iki devre yapısı arasında performans bakımından pratikte büyük bir fark yaratmamaktadır [4]. Şekil 1.5'te dolaylı matris dönüştürücünün doğrudan matris dönüştürücü yapısındaki eşdeğeri verilmiştir ve görüldüğü üzere giriş b fazı çıkış A fazına, giriş c fazı ise çıkış B ve C fazlarına bağlanmıştır. İlerleyen bölümlerde bu konu hakkında ayrıntılı bilgi verilecektir.



Şekil 1.5. Dolaylı matris dönüştürücünün doğrudan matris dönüştürücüdeki eşdeğeri

Dolaylı matris dönüştürücüler, çift yönlü güç akışına olanak vermesi, sinüzoidal giriş ve çıkış dalga şekilleri, kondansatör veya bobin gibi yardımcı eleman bulundurmaması, kompakt yapıda olması, giriş güç faktörünün yükten bağımsız kontrolü gibi avantajlardan dolayı gerilim ara devreli eviricilere iyi bir alternatif olmaktadır [4, 11].

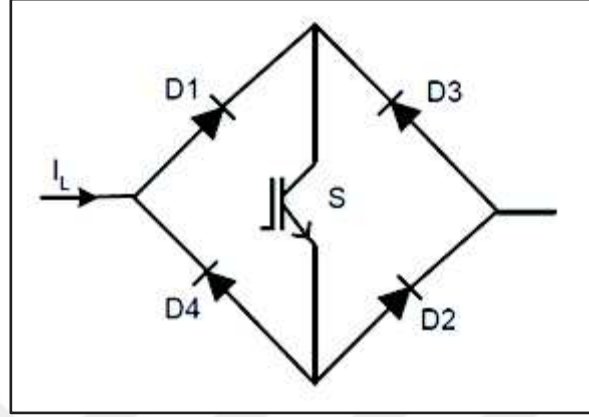
1.3. Çift Yönlü Yarı İletken Anahtar Yapıları

Matris dönüştürücüler, her iki yönde akımı ileten ve ters gerilimleri bloke etme özelliğine sahip çift yönlü anahtarlara ihtiyaç duymaktadır. Maalesef şu anda mevcut böyle anahtarlama elemanı yoktur. Bu yüzden uygun anahtar hücrelerini oluşturmak için farklı anahtarlama elemanlarını kullanmak gerekmektedir [1]. Matris dönüştürücülerde çift yönlü yarı iletken anahtar olarak en fazla tercih edilen anahtar yapıları köprü diyotlu, ortak emiterli ve ortak kollektörlü olmak üzere 3 grupta incelenmektedir.

1.3.1. Köprü diyotlu çift yönlü yarı iletken anahtar

Köprü diyotlu çift yönlü anahtar konfigürasyonu Şekil 1.6'da gösterilen bir diyot köprüsünün içine yerleştirilmiş kontrol edilebilir bir anahtardan oluşmuştur. Çalışma şekli; I_L akımı pozitif yönde D_1 , S, D_2 yolunu; negatif yönde ise D_3 , S, D_4 yolunu izlemektedir. Temel avantajı, akım her iki yönde aynı anahtar tarafından taşınır bu yüzden tek bir kontrollü anahtardan oluşması ve sadece bir kontrol işaretine ihtiyaç duymasındır. Dezavantajları ise, her iki alternansta akım yolu boyunca bir anahtar ve iki diyot olmak üzere üç eleman iletimde olduğundan yarı iletken kayıpları fazladır

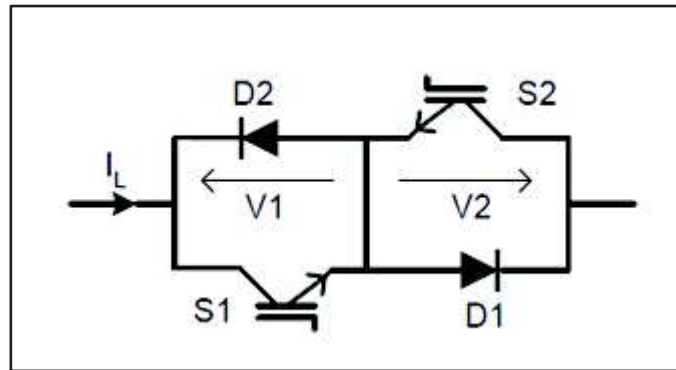
[1]. Bundan dolayı anahtarlar, kayıplar göz önünde bulundurularak diğer yapılara göre daha büyük akımlı seçilmelidir. Eğer dönüştürücüde yüksek anahtarlama frekansı kullanılıyorsa diyotların hızlı düzelleme zamanlarına sahip olmaları gerekir [1, 3, 12].



Şekil 1.6. Köprü diyotlu çift yönlü yarı iletken anahtar yapısı [1]

1.3.2. Ortak emiterli çift yönlü yarı iletken anahtar

Ortak emiterli çift yönlü anahtar konfigürasyonu Şekil 1.7’de görüldüğü gibi ters paralel bağlı iki diyot ve iki IGBT’den oluşur. Diyotlar, anahtarın ters gerilim bloke etme kapasitesini artırmak için eklenmiştir. I_L akımı, pozitif yönde S_1 ve D_1 üzerinden akar. Bu durumda S_2 ve D_2 ters yönde gerilimlenir. Ters yönlü akım ise S_2 ve D_2 üzerinden akar. Bu durumda da S_1 ve D_1 ters yönde gerilimlenir.



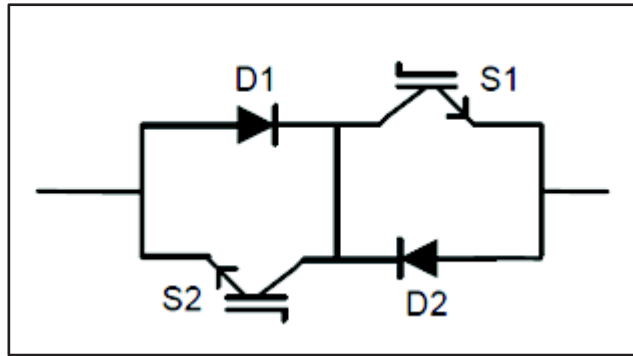
Şekil 1.7. Ortak emiterli çift yönlü yarı iletken anahtar yapısı [1]

Bir önceki yapıyla karşılaştırıldığında zaman bu yapıyı kullanmanın birkaç avantajı vardır. Bunlardan ilki akım yönünü bağımsız olarak kontrol etmek mümkündür.

Ayrıca her bir anahtarlama periyodunda sadece iki anahtarlama elemanı akımı taşıdığından yarı iletken kayıpları azalmaktadır. Bu yapı, her bir çift yönlü anahtarın sürülmesi için tek bir izolasyonlu güç kaynağına ihtiyaç duyar. Çünkü her bir anahtardaki IGBT'ler aynı gerilimli ortak emiter noktasına göre sürülebilir [1]. Bu anahtarlarla oluşturulacak matris dönüştürücülerde, anahtarları sürmek için 9 adet izolasyonlu güç kaynağı gereklidir.

1.3.3. Ortak kollektörlü çift yönlü yarı iletken anahtar

Bu yapı, Şekil 1.8'de görüldüğü gibi ortak emiterli yapıya benzerdir. Fakat IGBT'ler ortak kollektör konfigürasyonuna göre düzenlenmiştir. İletim kayıpları, ortak emiterli yapınıniki ile aynıdır. Bu metodun avantajı, çift yönlü anahtarları sürmek için sadece 6 izolasyonlu güç kaynağına gerek duymasıdır. Çünkü her bir çıkış fazını oluşturan 3 tane çift yönlü anahtarın emiterleri girişin aynı fazına bağlanmaktadır. Bu durum S_{Aa} , S_{Ba} , S_{Ca} anahtarlarının giriş a fazına Şekil 1.1'deki gibi bağlanması durumudur. Anahtarların diğer emiterleri ise üç faz çıkışın ayrı fazlarına bağlanmaktadır [13]. Ancak bu düzenleme pratik sistemlerde sıklıkla uygulanamaz. Çünkü komutasyon hücreleri arasındaki indüktans problemlere sebep olmaktadır. Bu yüzden ortak emiter konfigürasyonu, matris dönüştürücü çift yönlü anahtar yapısını oluşturmak için tercih edilmektedir [1, 4].



Şekil 1.8. Ortak kollektörlü çift yönlü yarı iletken anahtar yapısı [1]

1.4. Giriş Filtresi

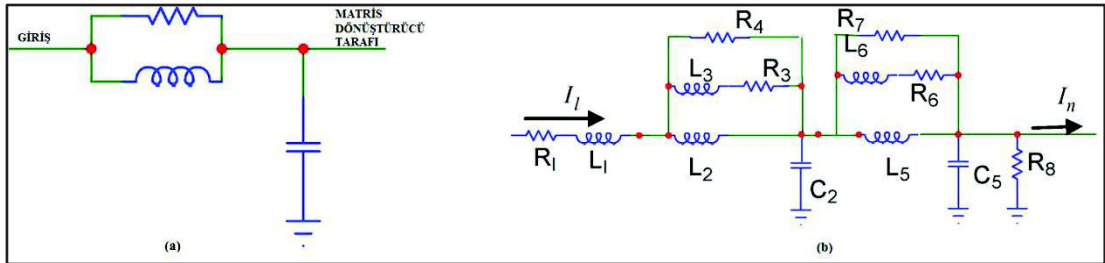
Tüm yarı iletken anahtarlı devrelerde olduğu gibi matris dönüştürücüler de harmonik üretmektedirler. Şebekede güç kalitesi problemlerine yol açan bu olumsuzluğu

gidermek için matris dönüştürücülerin girişine uygun filtre devreleri bağlanmalıdır [4].

Filtre devresi tasarlanırken aşağıdaki hususlar göz önünde bulundurulmalıdır:

- Filtre devresi, giriş akımında ve çıkış gerilimindeki anahtarlama frekansı ve katlarındaki harmonikleri yok ederek giriş akımı ve çıkış geriliminin toplam harmonik bozunum (THB) değerini standartlar (IEEE Standard 519-1992, IEC Standard 61000-3-6) altında tutmalıdır [14].
- Filtre devresinin kesme (rezonans) frekansı, anahtarlama frekansından küçük fakat şebeke (kaynak) frekansından çok büyük olmalıdır [4]. Örneğin, kesme frekansı şebeke frekansının 20 katı, anahtarlama frekansının 1/3'ü olabilir [15].
- Filtrenin hacmi ve ağırlığı düşük olmalıdır [4]. Bu da seçilen kapasite ve endüktansın büyüklüklerine bağlıdır.
- Filtre devresinin giriş güç faktörüne etkisi minimum olmalıdır [4, 16].
- Filtre devresi genel sistem stabilitesini düşürmemeli, herhangi bir frekansta herhangi bir harmonik bileşen üretmemelidir [4, 16].
- Filtrenin empedans değeri işletme frekansında minimum değerde olmalıdır [4].

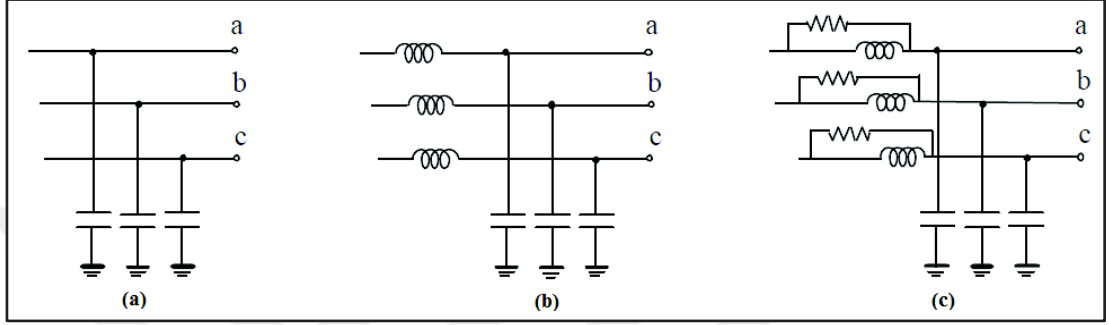
Filtre devresi tasarımlarında, Şekil 1.9'da görüldüğü üzere tek veya çok kademeli konfigürasyonlar kullanılmaktadır. Tek kademeli olanlar sabit yüklerde; çok kademeli olanlar ise yükün veya frekansın (asenكرون motorlarda hız değişimi) değiştiği durumlarda kullanılmaktadır.



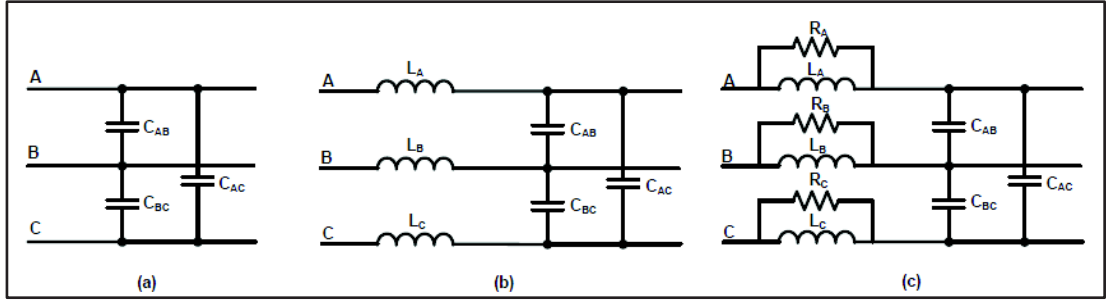
Şekil 1.9. Filtre devresi tasarımları a) tek kademeli b) çok kademeli [17]

Şekil 1.10 ve Şekil 1.11'de sırasıyla yıldız ve üçgen bağlı filtre devre yapıları verilmiştir. Şekil 1.10a – 1.11a'da verilen filtre devre yapısı, anahtarlama frekansındaki ve katlarındaki harmonikleri azaltmasına rağmen kondansatör

boyutunun büyük olması sebebiyle matris dönüştürücülerde tercih edilmemektedir [4]. Şekil 1.10b – 1.11b'deki yapı daha fizibl bir yapıdır. Fakat anahtarlar kesimdeyken filtre empedansında oluşan gerilim serbest dolaşım yolu olmadığından yarı iletken anahtarları zorlayabilmektedir [3]. Bunun için Şekil 1.10c – 1.11c'deki R-L-C yapı kullanılırsa filtre empedansına bağlı direnç vasıtasıyla serbest dolaşımını tamamlayabilmektedir.



Şekil 1.10. Matris dönüştürücülerde kullanılan temel filtre devreleri (yıldız bağlı) a) C filtre b) L-C filtre c) R-L-C filtre [14]



Şekil 1.11. Matris dönüştürücülerde kullanılan temel filtre devreleri (üçgen bağlı) a) C filtre b) L-C filtre c) R-L-C filtre [4]

Filtre tasarımında kapasite değerinin seçimi, matris dönüştürücünün anma gücüne göre belirlenmektedir [4, 18]. Bunun için matris dönüştürücünün ne kadar güçte ne kadar güç faktörü ile çalışacağı belirlenmelidir. Literatürde J. Andreul, %10 anma gücünde minimum 0,9 güç faktöründe; C. Klumpner %10 anma gücünde minimum 0,85 güç faktöründe; D. Casadei %10 anma gücünde minimum 0,8 güç faktöründe matris dönüştürücüleri çalışabileceği konusundaki fikirlerini çalışmalarında göstermişlerdir [18]. Endüstriyel uygulamalarda kullanılmak üzere sürücü sistemleri üreten YASKAWA firmasının ürettiği matris dönüştürücüler ise minimum 0,95 güç faktörü ile çalışabilmektedir [18]. İstenen şartlara göre seçilen bu değerler Denklem (1.1)'de yerine koyularak maksimum kapasite değeri belirlenmektedir;

$$C_f \leq \frac{P_{out} \tan(\varphi_i)}{30\omega_i(V_{in})^2} \quad (1.1)$$

Burada P_{out} matris dönüştürücünün anma gücünü, φ_i matris dönüştürücü giriş güç açısını, ω_i matris dönüştürücü giriş (şebeke) açısal hızını, V_{in} giriş gerilim değerini göstermektedir. Denklem (1.1)'de bulunan değeri geçmeyecek uygun boyut ve maliyette kapasite değeri seçilir. Endüktans değerinin belirlenmesi ise Denklem (1.2)'de seçilen kapasite (C_f) ve kesme frekansı (f_c) değeri yerine koyularak bulunmaktadır ve de endüktans üzerindeki gerilim düşümünün %5'i aşmamasına dikkat edilmelidir [18];

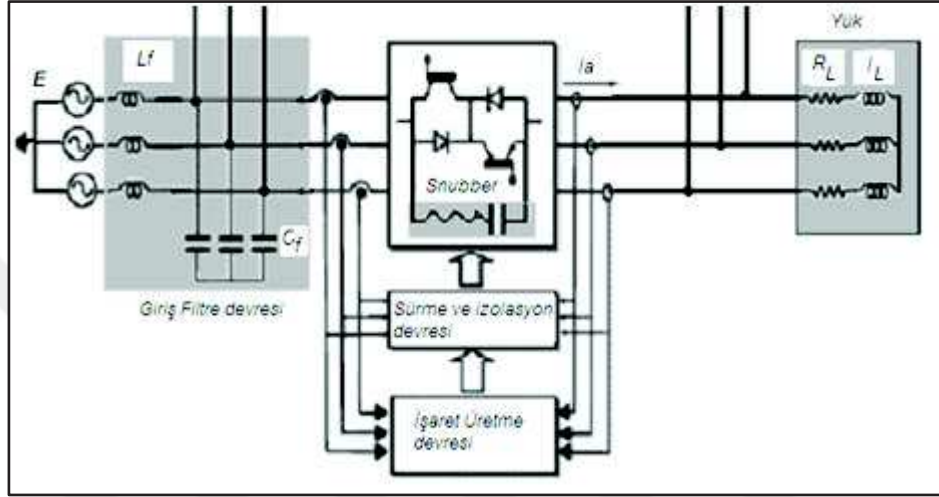
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (1.2)$$

Sonuç olarak optimum filtre tasarımı, maliyet, boyut, verimlilik gibi kısıtlara bağlı olan zor bir konudur.

1.5. Koruma Devreleri

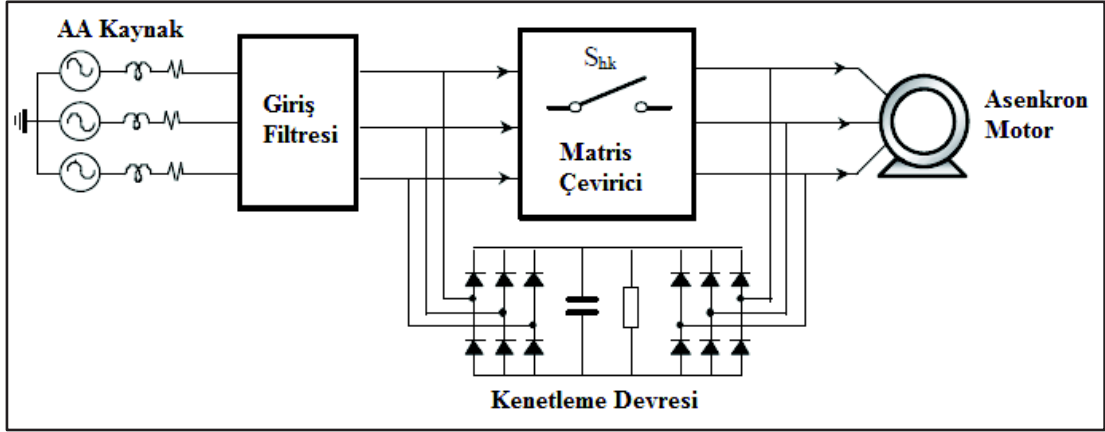
Gerilim veya akım ara devreli klasik eviricili motor sürücülerinde, doğrultucudaki diyotlar, D.A. hat kondansatörü ve eviricideki diyotlar tarafından sağlanan serbest dolaşım yollarının hepsi özellikle evirici giriş gücü kesildiğinde devre korumasına doğrudan yardımcı olmaktadır. Bu elemanların hiçbirinin matris dönüştürücüde bulunmamasından dolayı, değişik arıza durumlarının (aşırı gerilim, aşırı akım, kısa devre) üstesinden gelebilmek için yeni stratejilere ihtiyaç duyulmaktadır. Matris dönüştürücülerde basitçe tüm anahtarları kesime sokmak mümkün değildir. Çünkü bu durum indüktif yükü açık devre edeceğinden çok yüksek geçici gerilimlere neden olacaktır. Bunun için en iyi çözüm snubber ve kenetleme devrelerinden yararlanmaktır. Matris dönüştürücülerde yük akımı daima bir kontrollü anahtardan diğerine aktarılır. Halbuki gerilim ara devreli eviricilerde komutasyon her zaman bir kontrollü anahtardan diyot elemanına veya tersi şeklinde gerçekleşir. Bu yüzden klasik bir eviricide aynı anda iletimden sakınmak için bir gecikme zamanı (ölü zaman), aktarım yapacak kontrollü anahtarların sürme sinyalleri arasına kolayca eklenir. Bu ölü zaman süresince indüktif yük akımı serbest geçiş diyodu üzerinden akar. Böyle bir serbest geçiş yolu, Şekil 1.12'de görüldüğü üzere matris

dönüştürücülere snubber devresi eklenerek gerçekleştirilmektedir. Matris dönüştürücüde küçük değerli R-C elemanlı snubber devresi yarı iletken anahtarlar kesime girdiğinde hem eleman üzerindeki gerilimi uygun bir seviyede sınırlamak hem de ölü zaman sürecinde akım yolu oluşturmak amacıyla her bir çift yönlü anahtar uçlarına bağlanmalıdır. Bu elemanların seçimi özellikle sert komutasyonlu uygulamalar için çok önemlidir [1].



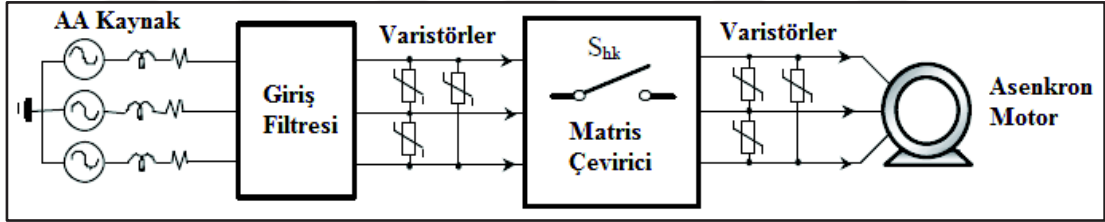
Şekil 1.12. Matris dönüştürücüde snubber devresi [1]

Kenetleme (clamp) devreleri, Şekil 1.13'te görüldüğü üzere 12 adet hızlı diyot, bir kondansatör ve dirençten oluşan matris dönüştürücülerdeki 9 adet çift yönlü yarı iletken anahtar olası kısa devre, gerilim pikleri, acil kapanma sırasında yükteki indüktif enerjinin deşarjı gibi durumlardan koruyan devrelerdir. Kenetleme devreleri şebekede veya yükte meydana gelebilecek kısa devre, gerilim yükselmesi, gerilim pikleri, yük kaybı gibi arıza durumlarında sistemde depolanmış indüktif enerjiyi diyotlar vasıtasıyla üzerine alıp kondansatörde depolamaktadır. Dolu kondansatörün deşarjı için ise pek de verimli olmayan kondansatör paralel bağlı bir wattlı direnç ile sağlanmaktadır [4]. Ayrıca komutasyon sırasında meydana gelebilecek olası faz – faz kısa devrelerinde ise yükü veya şebekeyi de koruyabilmektedir [14]. Kenetleme devrelerinin olumsuz yanı ise yarı iletken sayısını arttırarak hem reaktif bileşen gerektirmesi hem de yarı iletken kayıplarını arttırmasıdır [4, 16].



Şekil 1.13. Matris dönüştürücülerde kenetleme devresi

Şekil 1.14'te görüldüğü üzere matris dönüştürücülerin giriş ve çıkışına üçgen olarak bağlanan (fazlar arasında) varistörler, matris dönüştürücüyü aşırı gerilimlerden korumak için ucuz bir yöntemdir. Varistörler zener diyot gibi çalışan dirençlerdir. Uçlarındaki gerilimin, tasarlandıkları değeri (örneğin 220 – 230 V veya 380 – 400 V) aşmamasını sağlarlar. Düşük güçlü sistemlerde kullanılabilir olup yüksek güçlü sistemlerde ise kenetleme devreleri kullanılması daha doğru olmaktadır [14].



Şekil 1.14. Matris dönüştürücülerde varistör koruması

1.6. Komutasyon Stratejileri

Matris dönüştürücülerdeki akım komutasyonu, doğal serbest geçiş bölgeleri olmadığından gerilim beslemeli eviricilere göre daha zordur [3]. Komutasyonun aktif olarak kontrolü gereklidir. Bu yüzden iki kural göz önünde bulundurulmalıdır:

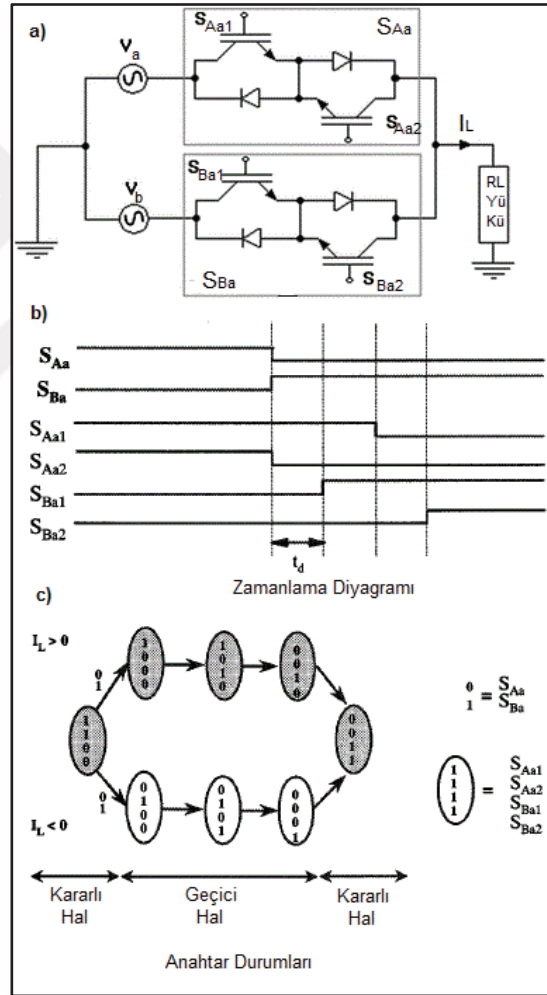
- İki giriş fazının aynı çıkış fazına eşzamanlı bağlanmaması.
- Çıkış hatlarından herhangi birinin anahtarlama süresince açık bırakılmaması.

Komutasyon stratejileri, temelde akım ve gerilim tabanlı olmak üzere ikiye ayrılır. Ama teknolojinin gelişmesiyle yumuşak anahtarlama teknikleri de kullanılmaktadır.

1.6.1. Akım tabanlı komutasyon yöntemleri

Akım tabanlı komutasyon yöntemlerinde temel akım komutasyonu, iki ve dört adımlı akım komutasyon yöntemleri bulunmaktadır.

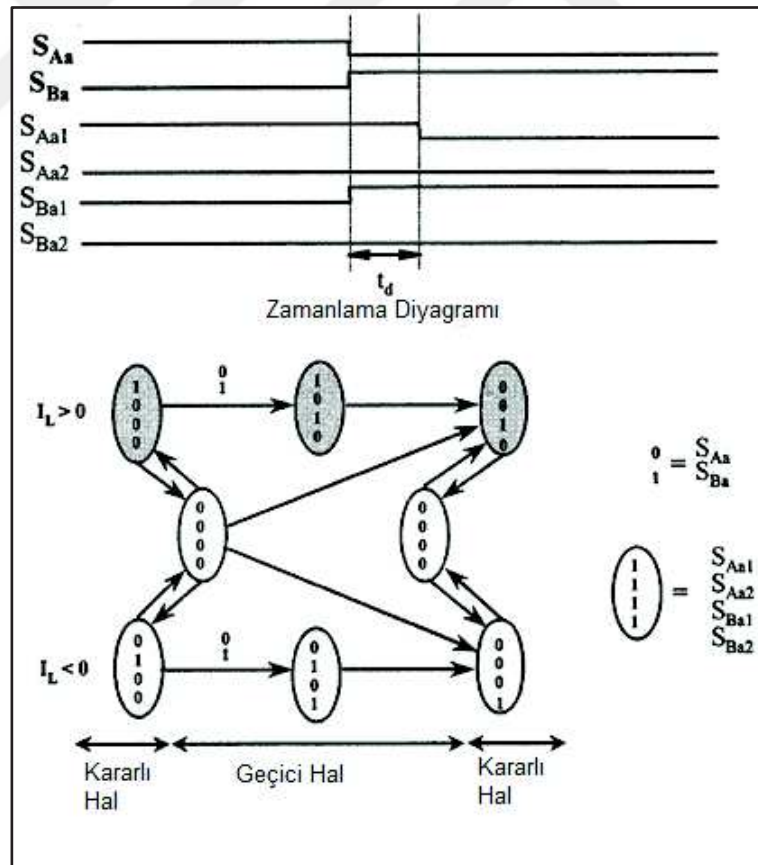
Temel akım komutasyonu, anahtarlamalar arasında ölü zaman (dead-time) tanımlanmasıyla gerçekleştirilir [3]. Her ölü zamanda yük uçları açık devre olacağından, kenetleme ve snubber devreleri sistemde koruma sağlar. Fakat hem sistemdeki kayıpları hem de dönüştürücünün boyutunu(hacmini) arttırması nedeniyle tek başına tercih edilen bir yöntem değildir.



Şekil 1.15. Dört adımlı akım komutasyonunun oluşumu a) devre yapısı b) zamanlama diyagramı c) anahtar durumları

4 adımlı akım komutasyonu, akım yönü göz önünde bulundurularak yükü besleme işinin bir fazdan diğer faza devredilmesi olarak açıklanabilir. Şekil 1.15a'da görüldüğü üzere akım pozitif durumda iken S_{Aa1} - S_{Aa2} aktif iken ilk önce S_{Aa2} açılır sonra S_{Ba1} kapatılır daha sonra S_{Aa1} açılır ve en sonunda S_{Ba2} kapatılarak yük S_{Ba1} - S_{Ba2} üzerinden beslenir. Bu durumlar arasında ölü zaman tanımlaması da yapılmakta olduğu Şekil 1.15b'de görülmektedir [3]. Anahtarların kararlı ve geçici hal durumları da Şekil 1.15c'de verilmektedir.

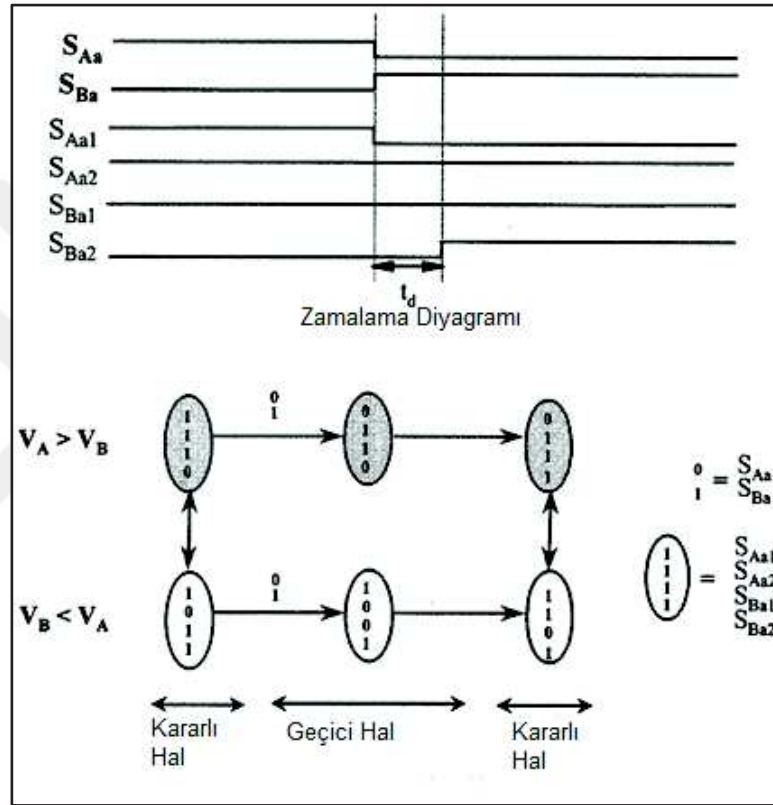
Yüksek güç ve düşük akım seviyesindeki uygulamalarda akım yönünü algılamak için kullanılan hall effect sensörler kesin sonuçlar üretmekte sıkıntı çekmektedir. Bu yüzden iki adımlı komutasyon stratejisinde "sıfıra yakın" akım bölgesi oluşturularak akım yönü tahmin edilerek bulunmaktadır. Harici sensör gerektirmemesi bir avantajdır [3]. Şekil 1.16'da zamanlama diyagramı ve anahtarlama durumları verilmiştir.



Şekil 1.16. İki adımlı komutasyonun oluşumu

1.6.2. Gerilim tabanlı komutasyon yöntemi

Gerilim tabanlı komutasyonu ise giriş faz gerilimlerinin genliğinin büyüklüğüne göre yön tayini yaparak beslemenin bir fazdan diğerine aktarılması olarak açıklanabilir. Dört ve iki adımlı akım komutasyonuna benzemektedir. Bu yöntemde akım yerine gerilim yardımıyla yön tayini yapılmaktadır. Zamanlama diyagramı ve anahtarlama durumları Şekil 1.17’de verilmiştir.



Şekil 1.17. Gerilim tabanlı komutasyonun oluşumu

1.6.3. Yumuşak anahtarlama teknikleri

Yumuşak anahtarlama teknikleri, (rezonans teknikler) akım komutasyonu problemlerini çözecek yapıdadır. Rezonans anahtarlama devreleri ve harici rezonans devreler bu kategoride bulunmaktadır. Bu yöntemler matris dönüştürücülerdeki bileşen sayısını ve kayıpları arttırmaktadır. Ayrıca tüm koşullarda çalışabilmesi için kontrol algoritmalarında düzenlemeler gerektirmektedir [3].

2. MODÜLASYON ALGORİTMALARI

2.1. Giriş

Bu bölümde matris dönüştürücü için en çok kullanılan Venturini ve UVDGM algoritmalarından bahsedilecektir. Modülasyon algoritmaları, istenilen genlik ve frekansa sahip çıkış gerilimini elde edebilmek için 9 çift yönlü anahtarın her birine gerekli olan uygun anahtarlama işaretlerini üretmede kullanılan bir prosedürdür. Yani, matris dönüştürücüde modülasyon algoritmasının temel amacı, sabit frekans ve genliğe sahip olan giriş gerilimlerden hiçbir doğrultma işlemi yapmaksızın doğrudan değişken frekans ve genliğe sahip olan çıkış gerilimleri üretmektir.

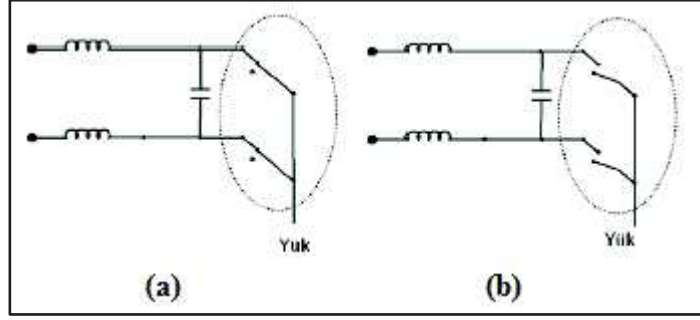
Değişken hızlı sürücülerde kullanılan matris dönüştürücüler için kullanılan modülasyon algoritmaları aşağıda verilen özellikleri sağlamalıdır [1, 12, 14]:

- Üretilen çıkış gerilimin genlik ve frekansının bağımsız kontrolü
- Maksimum gerilim oranı
- Anahtarlama frekansı civarındaki harmonikler hariç, çıkışta hiçbir giriş harmoniğinin ve girişte de hiçbir çıkış harmoniğinin bulunmaması
- Güç faktörünün yükten bağımsız olarak kontrol edilebilmesi
- Güç faktörü kontrolü esnasında sinüzoidal giriş akımının sağlanması

Matris dönüştürücülerde herhangi bir çıkış faz gerilimi, üç giriş fazının bir anahtarlama periyodu içerisinde anahtarlama algoritmasında belirlenen stratejiye göre anahtarlanarak çıkışa aktarılması ile elde edilmektedir. Bu işlemi gerçekleştirmek üzere çift yönlü anahtarların kontrol edilmesi için kullanılan en önemli kontrol algoritmaları Venturini ve UVDGM algoritmalarıdır [1].

Şekil 2.1a ve 2.1b’de gösterildiği gibi, bu kontrol algoritmaların her ikisinin de güvenli bir anahtarlama yapabilmesi için;

- iki farklı giriş hattı aynı çıkış hattına eşzamanlı bağlanmaması,
- çıkış hatlarından herhangi biri anahtarlama süresince açık bırakılmaması, şartlarını her anahtarlama süresinde sağlaması gerekir [1, 4, 14, 16].



Şekil 2.1. Matris dönüştürücünün çalışması esnasında kaçınılacak durumlar (a) girişin kısa devre olması (b) yükün açık devre olması [1]

2.2. Matris Dönüştürücüde Giriş ve Çıkış İşaretlerinin Elde Edilmesi

Matris dönüştürücüde giriş gerilimleri Denklem (2.1)'de şöyle tanımlanmaktadır;

$$v_i = \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Burada $V_a(t)$, $V_b(t)$, $V_c(t)$ giriş faz gerilimlerin anlık değerlerini, V_{im} giriş gerilim genliğini, ω_i ise giriş gerilimleri açısal frekans değerini göstermektedir.

Matris dönüştürücüde çıkış gerilimleri Denklem (2.2)'de şöyle tanımlanmaktadır;

$$v_o = \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = V_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Burada $V_A(t)$, $V_B(t)$, $V_C(t)$ çıkış faz gerilimlerin anlık değerlerini, V_{om} çıkış gerilim genliğini, ω_o ise çıkış gerilimleri açısal frekans değerini göstermektedir.

Matris dönüştürücünün omik indüktif bir yükü beslemesi durumunda giriş faz akımları Denklem (2.3)'te tanımlandığı gibi olmaktadır;

$$i_i = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = I_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \phi_i) \\ \cos(\omega_i t - \phi_i - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t - \phi_i + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Burada $i_a(t)$, $i_b(t)$, $i_c(t)$ giriş faz akımlarının anlık değerlerini, I_{im} giriş akımının genliğini, φ_i ise giriş gerilimleri ile akımları arasındaki faz farkı açısını (güç açısı) göstermektedir.

Matris dönüştürücünün çıkış faz akımları ise Denklem (2.4)'te tanımlanmıştır;

$$i_o = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \varphi_o) \\ \cos(\omega_o t - \varphi_o - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t - \varphi_o + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Burada $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$ çıkış faz akımlarının anlık değerlerini, I_{om} çıkış akımının genliğini, φ_o ise çıkış gerilimleri ile akımları arasındaki faz farkı açısını (güç açısı) göstermektedir.

Şekil 1.1'de matris dönüştürücülerin, S_{Aa} , S_{Ab} , S_{Ac} , ... S_{Cc} olmak üzere 9 adet çift yönlü anahtardan meydana geldiği belirtilmişti. Bu anahtarların anlık durumlarına göre matris dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki bağıntı Denklem (2.5)'te; giriş ve çıkış akımları arasındaki bağıntı Denklem (2.6)'da tanımlanmaktadır;

$$\begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Denklem (2.5) ve (2.6)'da anahtarların anlık durumlarından oluşan S_{Yx} matrisinin elemanları,

$$S_{Yx} = \begin{cases} 1, & S_{Yx} \text{ anahtarı kapalı} \\ 0, & S_{Yx} \text{ anahtarı açık} \end{cases} \quad Y=\{A, B, C\}, \quad x=\{a, b, c\}$$

şeklinde oluşmaktadır [4]. Ayrıca matris dönüştürücünün giriş ve çıkışında aynı güç elde edildiği düşünülürse (transformatörler gibi) matris dönüştürücüde giriş gerilimi çıkış geriliminden büyük olduğundan çıkış akımı da giriş akımında büyük olur. Bu yüzden S_{Yx} matrisinin akımlar bağıntısında transpozesi alınmaktadır.

S_{YX} matrisi, anahtarların anlık durumlarını göstermektedir. Yöntemin elektronik devrelerde veya benzetimde uygulanabilmesi hangi anahtarın bir anahtarlama periyodunda ne kadar süre aktif olduğunu Şekil 2.2'deki gibi gösteren modülasyon matrisinin bulunması gerekmektedir. Modülasyon matrisinin elemanları Denklem (2.7) sayesinde bulunmaktadır;

$$m_{YX}(t) = \frac{t_{YX}}{T_s} \rightarrow 0 \leq m_{YX} \leq 1 \quad Y=\{A, B, C\}, \quad x=\{a, b, c\} \quad (2.7)$$

Burada m_{YX} modülasyon matrisinin ilgili elemanını, t_{YX} S_{YX} anahtarının kapalı kalma süresini, T_s anahtarlama periyodunu göstermektedir. Buna göre Denklem (2.5) ve (2.6) yeniden düzenlendiğinde,

$$\begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.8a)$$

$$\begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} t_{Aa}(t) & t_{Ba}(t) & t_{Ca}(t) \\ t_{Ab}(t) & t_{Bb}(t) & t_{Cb}(t) \\ t_{Ac}(t) & t_{Bc}(t) & t_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.8b)$$

$$v_o(t) = M(t) \cdot v_i(t) \quad (2.8c)$$

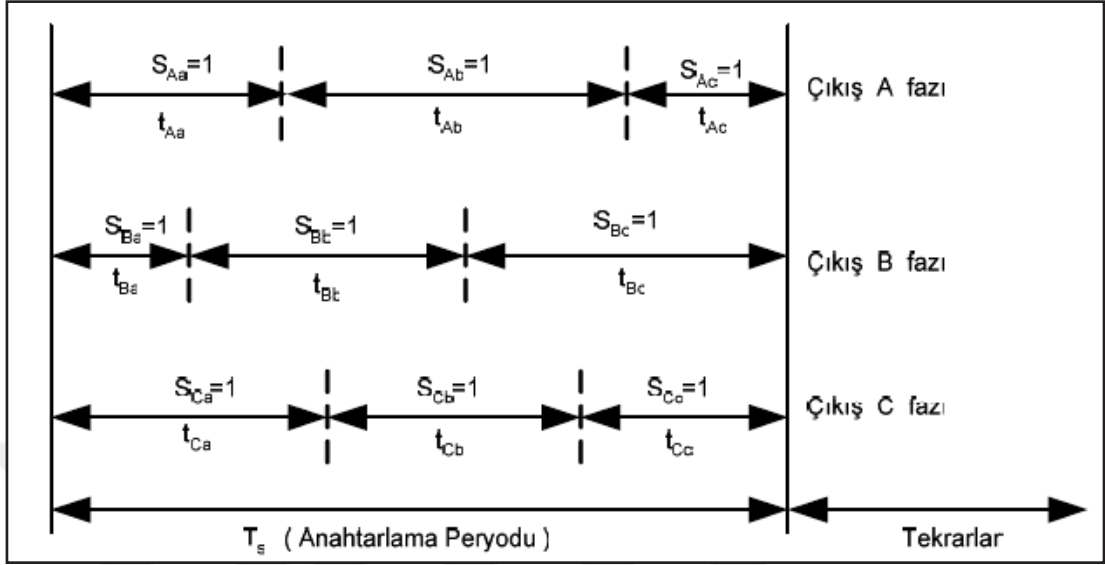
$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.9a)$$

$$i_i(t) = M(t)^T \cdot i_o(t) \quad (2.9b)$$

Denklem (2.8a) – (2.8c) ve Denklem (2.9a) – (2.9b)'deki gibi olmaktadır. Burada $M(t)$ modülasyon matrisini göstermektedir.

Her fazın S_{Aa} , S_{Ab} , S_{Ac} , ... S_{Cc} anahtarları bir anahtarlama periyodu boyunca t_{Aa} , t_{Ab} , t_{Ac} , ... t_{Cc} süresince ard arda ve tekrarlı olarak Şekil 2.2'de görüldüğü üzere ilettime girerler. Denklem (2.10)'da gösterildiği gibi anahtarlama periyodu T_s , anahtarların iletimde kalma sürelerinin toplamına eşittir ve anahtarlama frekansı (f_s) sabittir [1];

$$T_s = t_{Aa} + t_{Ab} + t_{Ac} = t_{Ba} + t_{Bb} + t_{Bc} = t_{Ca} + t_{Cb} + t_{Cc} = \frac{1}{f_s} \quad (2.10)$$



Şekil 2.2. Matris dönüştürücüde örnek anahtarlama sürelerinin genel formu [1]

2.3. Alesina ve Venturini Modülasyon Algoritması

İlk önce Alesina ve Venturini'nin 1980'de bulduğu dönüştürme oranının (q) 0,5 olduğu yöntemle başlanacaktır.

Denklem (2.8b)'de matris formda verilen ve bir periyot boyunca $V_A(t)$, $V_B(t)$, $V_C(t)$ çıkış gerilimlerinin, giriş fazlarının anahtarlama suretiyle elde edilen kısmi parçalardan oluşan ortalama değerinin zamana bağlı değişimi Denklem (2.11a) – (2.11c)'deki gibidir;

$$V_{om} \cos(\omega_o t) = V_{im} \left(\cos(\omega_i t) \frac{t_{Aa}}{T_s} + \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{t_{Ab}}{T_s} + \cos\left(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}\right) \frac{t_{Ac}}{T_s} \right) \quad (2.11a)$$

$$V_{om} \cos\left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}\right) = V_{im} \left(\cos(\omega_i t) \frac{t_{Ba}}{T_s} + \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{t_{Bb}}{T_s} + \cos\left(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}\right) \frac{t_{Bc}}{T_s} \right) \quad (2.11b)$$

$$V_{om} \cos\left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}\right) = V_{im} \left(\cos(\omega_i t) \frac{t_{Ca}}{T_s} + \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{t_{Cb}}{T_s} + \cos\left(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}\right) \frac{t_{Cc}}{T_s} \right) \quad (2.11c)$$

ω_i , ω_o , ω_m sırasıyla giriş geriliminin, çıkış geriliminin ve modülasyon açısız frekanslarını gösterir. Burada oluşan çıkış geriliminin dalga şekli üç fazlı giriş geriliminin anahtarlama ile oluşan sürekli bir fonksiyondur. Genel olarak çıkış

gerilimine etki eden unsurlar giriş gerilimin genliği, frekansı ve anahtarlama şeklidir. $2\pi f_s \gg \omega_i, \omega_o$ olması kaydıyla çıkışı oluşturan kısmi parçalar temel olarak çıkışın ortalama değerine bağlıdır [1, 12].

Anahtarlama zamanları sinüzoidal olarak ω_m frekansında ve T_s periyodunda modüle edilirse, çıkış geriliminin açısal frekansı $\omega_o = \omega_i + \omega_m$ şeklinde değişecektir. Üç faz için anahtarlama süreleri Denklem (2.12a) – (2.12c)'de şöyle tanımlanmaktadır;

$$t_{Aa} = \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta)) = t_{Bb} = t_{Cc} \quad (2.12a)$$

$$t_{Ab} = \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta - \frac{2\pi}{3})) = t_{Bc} = t_{Ca} \quad (2.12b)$$

$$t_{Ac} = \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m t + \theta + \frac{2\pi}{3})) = t_{Ba} = t_{Cb} \quad (2.12c)$$

Burada θ bağıl fazı, q ise çıkış geriliminin giriş gerilimine oranını belirtmektedir. Buna göre Denklem (2.7) ve Denklem (2.12a) – (2.12c) ile beraber çözüldüğünde modülasyon matrisi elemanları,

$$M(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(Y) & 1 + 2q \cos(Y - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(Y + \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + 2q \cos(Y + \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(Y) & 1 + 2q \cos(Y - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + 2q \cos(Y - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(Y + \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(Y) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Denklem (2.13)'teki gibi olmaktadır. Burada $Y = \omega_m t + \theta$ ve $\omega_m = \omega_o - \omega_i$ ifade etmektedir. Giriş gerilimleri bu matrise göre modüle edildiğinde (Denklem (2.8c)'de yerine konulduğunda) çıkış gerilimleri,

$$\begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = q V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \theta) \\ \cos(\omega_o t + \theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Denklem (2.14)'teki şeklini almaktadır.

Matris dönüştürücünün çalıştırılmasında özel bir durum ω_m 'in negatif ve $|\omega_m| > \omega_i$ olması durumunda meydana gelmektedir. Bu şartlar altında çıkış gerilimi yön değiştirecektir. Bu durum; asenkron motorların matris dönüştürücülerle beslenmesi

durumunda asenkron motorun her iki yönde çalışmasına olanak vermektedir. Diğer bir özel durum da $\omega_m=0$ olması halinde çıkış frekansı giriş frekansına eşit olacaktır. $\omega_m = -\omega_i$ olması durumunda da çıkış D.A. olacaktır ($\omega_o=0$) ve matris dönüştürücü bir doğrultucu gibi davranacaktır [1, 12].

İlk Alesina ve Venturini yönteminde modülasyon matrisinin hesabı,

$$M(t) = \frac{1}{3} \alpha_1 M_1(t) + \frac{1}{3} \alpha_2 M_2(t) \quad (2.15a)$$

$$M_1(t) = \begin{bmatrix} 1+2q\cos(Y) & 1+2q\cos(Y - \frac{2\pi}{3}) & 1+2q\cos(Y + \frac{2\pi}{3}) \\ 1+2q\cos(Y + \frac{2\pi}{3}) & 1+2q\cos(Y) & 1+2q\cos(Y - \frac{2\pi}{3}) \\ 1+2q\cos(Y - \frac{2\pi}{3}) & 1+2q\cos(Y + \frac{2\pi}{3}) & 1+2q\cos(Y) \end{bmatrix} \quad (2.15b)$$

$$M_2(t) = \begin{bmatrix} 1+2q\cos(Z) & 1+2q\cos(Z - \frac{2\pi}{3}) & 1+2q\cos(Z + \frac{2\pi}{3}) \\ 1+2q\cos(Z + \frac{2\pi}{3}) & 1+2q\cos(Z) & 1+2q\cos(Z - \frac{2\pi}{3}) \\ 1+2q\cos(Z - \frac{2\pi}{3}) & 1+2q\cos(Z + \frac{2\pi}{3}) & 1+2q\cos(Z) \end{bmatrix} \quad (2.15c)$$

$$Y = \omega_o t - \omega_i t$$

$$Z = -(\omega_o t + \omega_i t)$$

$$\alpha_1 = \frac{1}{2} [1 + \tan \varphi_i \cot \varphi_o]$$

$$\alpha_2 = 1 - \alpha_1 = \frac{1}{2} [1 - \tan \varphi_i \cot \varphi_o] \quad (2.15d)$$

$$q = \frac{V_o}{V_i}$$

$$\alpha_1 \geq 0, \alpha_2 \geq 0, 0 \leq q \leq 0,5$$

Denklem (2.15a) – (2.15d) ile yapılmaktaydı [19]. Fakat bu denklemler uzun hesaplamalar gerektirdiğinden pratik çalışmalarda kullanılabilecek daha kolay bir ifade (birim giriş güç faktörü olduğu varsayılarak),

$$m_{Yx}(t) = \frac{t_{Yx}}{T_s} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_Y v_x}{V_{im}^2} \right] \quad Y \in \{A, B, C\}, \quad x \in \{a, b, c\} \quad (2.16a)$$

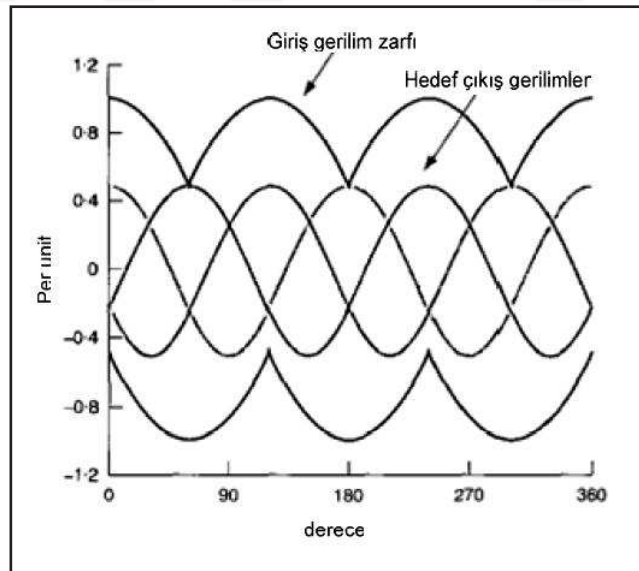
$$V_{im}^2 = \frac{2}{3} (V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) \quad (2.16b)$$

Denklem (2.16a) ve (2.16b)'de tanımlanmaktadır. Burada v_Y çıkış geriliminin anlık değerini, v_x giriş geriliminin anlık değerini, V_{im} ise giriş geriliminin maksimum genliğini göstermektedir. Denklem (2.16a)'dan oluşturulan modülasyon matrisi ile giriş çıkış denklemleri,

$$v_o(t) = M(t) \cdot v_i(t) \quad (2.17a)$$

$$i_i(t) = M(t)^T \cdot i_o(t) \quad (2.17b)$$

Denklem (2.17a) ve (2.17b)'deki şeklini almaktadırlar. Bu denklemler $q \leq 0,5$ koşulu için geçerlidir. Şekil 2.3'te görüldüğü üzere çıkış gerilimi giriş gerilim büyüklüğünün yarısı ile sınırlanmaktadır. Bu yöntemin gerilim ara devreli eviricilere göre en bariz dezavantajı da budur [1].

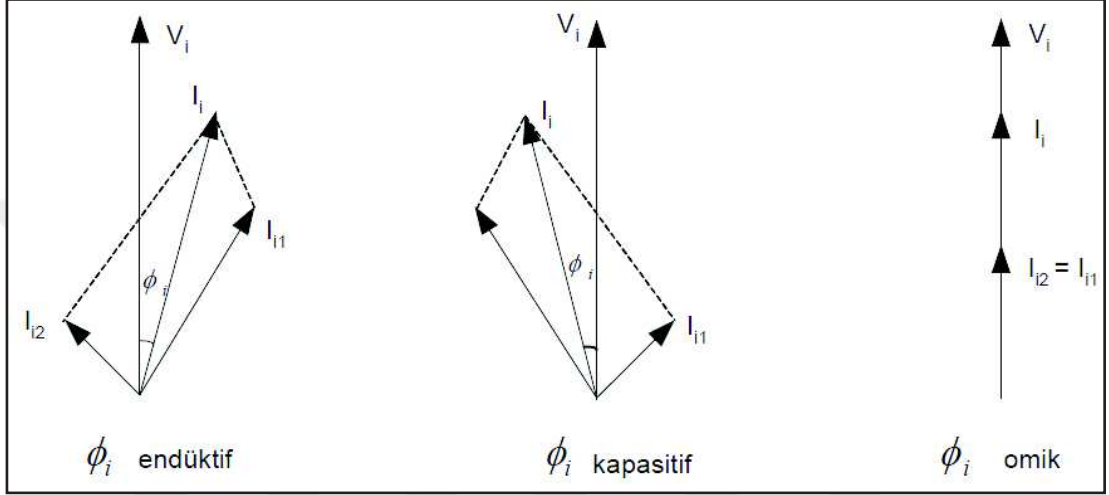


Şekil 2.3. Matris dönüştürücünün üç faz giriş gerilimlerinden elde edilen çıkış gerilimi [1]

Ayrıca matris dönüştürücüler, beslenen yükün güç faktöründen bağımsız istenilen güç giriş faktöründe (omik, endüktif, kapasitif) çalıştırılabilmektedir. Denklem (2.15d)'de tanımlanan α_1 ve α_2 katsayılarının değişimi ile giriş güç faktörü bu

yöntem için ayarlanabilmektedir [1]. Giriş güç faktörü, α_1 ve α_2 'nin durumlarına göre,

- $\alpha_1 = \alpha_2$: Omik karakteristik (akım ile gerilim aynı fazda),
 - $\alpha_1 > \alpha_2$: Endüktif karakteristik (akım gerilimden kadar geride),
 - $\alpha_1 < \alpha_2$: Kapasitif karakteristik (akım gerilimden kadar ileride)
- kazanmaktadır. Giriş güç faktörünün durumları Şekil 2.4'te verilmiştir.

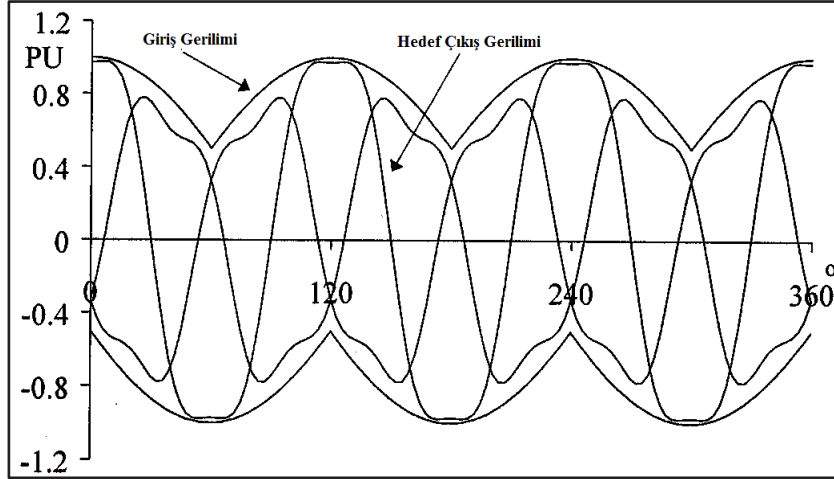


Şekil 2.4. Endüktif çıkış akımı için giriş akımının faz açısının değişik işletme durumlarındaki değişimi [1]

2.4. Optimum Alesina ve Venturini Modülasyon Algoritması

1988'de Alesina ve Venturini tarafından matris dönüştürücülerdeki transfer oranını %86,7'ye çıkaran yeni bir DGM tekniğini geliştirilmiştir. Yöntem, giriş ve çıkış geriliminin 3. harmonik bileşeninin, çıkış referans gerilimine eklenmesi temeline dayanmaktadır [4]. Çıkış ve giriş geriliminin 3. harmoniklerinin genlikleri doğru seçildiği zaman matris dönüştürücünün Şekil 2.5'te görüldüğü üzere transfer oranı %86,7'ye çıkmaktadır [4, 20]. Sonuç olarak matris dönüştürücünün modülasyon matrisi Denklem (2.18)'de tanımlanmıştır;

$$v_o(t) = qV_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ \cos\left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ \cos\left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$



Şekil 2.5. Matris dönüştürücünün üç faz giriş geriliminden elde edilen çıkış gerilimi [3]

Optimum Alesina ve Venturini yöntemi için gelişmiş modülasyon matrisinin elemanları,

$$m_{kh}(t) = \frac{1}{3} \left\{ 1 + \sqrt{\frac{3}{2}} p \left[\begin{array}{l} Z_1^1(2(k+h)-4)_{(6)}(t) + Z_1^1(2(k-h))_{(6)}(t) \\ -\frac{1}{6} Z_3^1(2(h-1))_{(6)}(t) - \frac{1}{6} Z_3^1(2(1-h))_{(6)}(t) \\ + \text{sgn}(p) \left(\begin{array}{l} -\frac{1}{6\sqrt{3}} Z_0^4(2(h-1))_{(6)}(t) \\ + \frac{7}{6\sqrt{3}} Z_0^2(2(h-1))_{(6)}(t) \end{array} \right) \end{array} \right] + \alpha_1 Z_1^1(2(k+h)-4)_{(6)}(t) + \alpha_2 Z_1^1(2(k-h))_{(6)}(t) \right\} \quad k, h \in \{1, 2, 3\} \quad (2.19a)$$

$$Z_n^m(\gamma)(t) = \cos \left((n\omega_o + m\omega_i)t + \frac{\gamma\pi}{3} \right) \quad (2.19b)$$

$$\theta = \frac{\tan(\varphi_i)}{\tan(\varphi_o)}, \quad \alpha = \frac{2|\theta|\varphi_o}{\varphi_i}, \quad p = \frac{\frac{2\varphi_o}{\varphi_i} - \alpha}{\sqrt{3}} \quad (2.19c)$$

$$\theta < 0 \rightarrow \alpha_1 = \alpha \text{ ve } \alpha_2 = 0$$

$$\theta > 0 \rightarrow \alpha_1 = 0 \text{ ve } \alpha_2 = \alpha \quad (2.19d)$$

$$\theta = 0 \rightarrow \alpha_1 = 0 \text{ ve } \alpha_2 = 0$$

Denklem (2.19a) – (2.19d)’deki gibi olmaktadır [20]. Modülasyon matrisi $M(t)$, Denklem (2.19a)’ya göre sayısal indisli değerler almıştır. Tezdeki notasyona göre eşiti,

$$M(t) = \begin{bmatrix} m_{11}(t) & m_{12}(t) & m_{13}(t) \\ m_{21}(t) & m_{22}(t) & m_{23}(t) \\ m_{31}(t) & m_{32}(t) & m_{33}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Denklem (2.20)’de verilmektedir.

Bu yöntem de bir önceki konuda bahsedildiği gibi uzun hesaplamalar gerektirdiğinden uygulama ve benzetimler için daha pratik ve basitleştirilmiş optimum Alesina ve Venturini algoritması için modülasyon matrisi elemanları,

$$m_{Yx}(t) = \frac{t_{Yx}}{T_s} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_Y v_x}{V_{im}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_i t + \beta_Y) \sin(3\omega_i t) \right]$$

$$Y \in \{A, B, C\}, \quad x \in \{a, b, c\} \quad (2.21a)$$

$$Y = \{A, B, C\} \text{ için sırasıyla } \beta_Y = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$$

$$V_{im}^2 = \frac{2}{3} (V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) \quad (2.21b)$$

Denklem (2.21a) – (2.21b)’deki gibi olmaktadır. Burada β_Y , A, B, C çıkış fazları için sırasıyla 0, $2\pi/3$, $4\pi/3$ değerlerini alan çıkış faz açısını, q çıkış ve giriş gerilimi oranını, v_Y çıkış geriliminin anlık değerini, v_x giriş geriliminin anlık değerini, V_{im} ise giriş geriliminin maksimum genliğini göstermektedir.

Bu yöntem ile Alesina ve Venturini modülasyon algoritmasının, gerilim ara devreli eviricilere göre en bariz dezavantajı büyük oranda ortadan kaldırılmıştır.

2.5. Uzak Vektörü Darbe Genişlik Modülasyonu Algoritması

Matris dönüştürücüler için UVDGM algoritmasına dayandırılan kontrol algoritması ilk olarak Huber ve Borojevic tarafından önerilmiştir [21]. UVDGM algoritması, üç faz giriş akımlarının ve üç faz çıkış hat gerilimlerinin uzay vektör düzleminde

gösterilmesine dayandırılır. UVDGM algoritmasının matris dönüştürücüde uygulaması oldukça karmaşık bir yapıya sahiptir [1].

UVDGM algoritmasında işlem basamakları şu şekilde olmaktadır:

- Giriş faz akımları ve çıkış hat gerilimleri uzay vektör düzlemlerinin belirlenmesi
- Akım ve gerilim vektörlerinin uzay vektör düzlemlerinde sentezlenmesi ve bileşenlerine ayrılması
- Akım ve gerilim vektörü bileşenlerinden görev periyotlarının hesaplanması
- Her bir anahtarlama periyodunda uygun anahtarlama modellerinin belirlenmesi

UVDGM algoritması, doğrudan ve dolaylı olmak üzere iki çeşittir. Hem uygulanabilirliği hem de anlaşılmasının kolay oluşu sebebiyle bu tezde dolaylı UVDGM algoritmasından bahsedilecektir.

Son zamanlarda matris dönüştürücülerde kullanılan en popüler kontrol algoritması, giriş akım ve çıkış gerilim vektörlerinin bağımsız kontrol edilebilmesine müsaade eden UVDGM algoritmasıdır. UVDGM algoritması geleneksel modülasyon tekniklerine göre, üçüncü harmonik eklemeksizin maksimum gerilim oranı ($0 \leq q \leq 0,866$) elde edebilme, komutasyon işleminde gerekli olan anahtarlama sayısını minimize edebilme, kolaylaştırılmış kontrol algoritması sebebiyle daha kolay gerçekleştirebilme, komutasyon işlemini kolayca anlayabilme ve dengesiz şartlar altında çalışabilme gibi birçok avantaja sahiptir [1].

2.5.1. Clarke ($\alpha - \beta$) dönüşümü

UVDGM algoritmasının temeli, matris dönüştürücünün üç faz giriş akımlarının ve üç faz çıkış hat gerilimlerinin uzay vektör düzleminde gösterilmesine dayanmaktadır. İki faz düzlemi uzay vektör düzlemi olarak isimlendirilir. Üç fazlı dengeli sistemler Clarke dönüşümü ($\alpha - \beta$ uzayı) kullanılarak iki faz düzlemine taşınabilmektedir [1]. Uzay vektöründe faz değişkenlerinden bir tanesi, üç faz değişkenlerinden bir tanesinin eksenine çakıştırılırsa üç fazdan iki faza dönüşüm,

$$\vec{V} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_a + aV_b + a^2V_c) \quad (2.22a)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.22b)$$

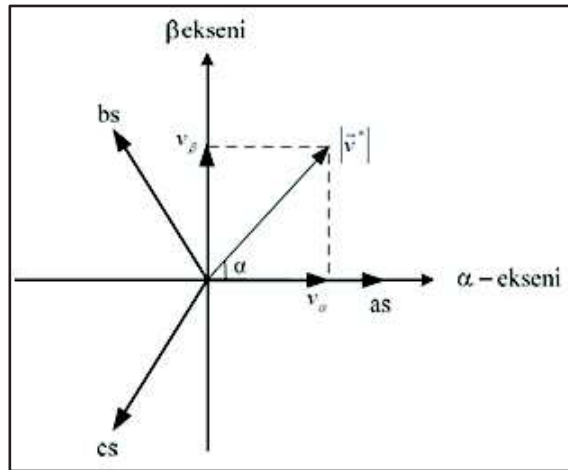
$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad a^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.22c)$$

$$|\vec{V}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2}, \quad \alpha = \tan^{-1}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \quad (2.22d)$$

Denklem (2.22a) – (2.22d) ile ifade edilebilmektedir. Burada a ve a^2 , $\alpha - \beta$ uzayının birim vektörleridir. Denklem (2.23a) ve (2.23b)'de giriş akım ve gerilimlerin uzay vektörü ve Şekil 2.6'da giriş akımının uzay vektör düzleminde gösterimi verilmiştir.

$$\vec{i}_i = \frac{2}{3}(i_{as} + ai_{bs} + a^2i_{cs}) \quad (2.23a)$$

$$\vec{V}_i = \frac{2}{3}(V_{ab} + aV_{bc} + a^2V_{ca}) \quad (2.23b)$$



Şekil 2.6. Matris dönüştürücünün giriş akımlarının uzay vektör düzleminde gösterimi [1]

2.5.2. Matris dönüştürücülerde anahtarlama durumları ve uzay vektör düzleminde gösterimi

Matris dönüştürücülerde anahtarlama durumuna bağlı olarak çalışma süresi içerisinde her bir çıkış fazı her bir giriş fazına bağlanmaktadır. Matris dönüştürücülerin çıkış gerilimleri, giriş gerilimlerin matris şeklinde bağlanmış 9 adet çift yönlü yarıiletken anahtar yardımıyla kıyılmasından elde edilir. Bu anahtarların devreye girmesinde $2^9=512$ farklı bağlantı kombinasyonu oluşmaktadır. Çıkış fazlarının giriş fazlarına bağlanması esnasında; Şekil 2.1a ve Şekil 2.1b’de gösterilen iki temel şartı sağlayan 27 adet değişik bağlantı kombinasyonu oluşmaktadır. Bu anahtarlama kombinasyonları 3 grupta incelenebilir [1].

Birinci gruptaki altı adet anahtarlama kombinasyonunda; her bir çıkış fazı farklı her bir giriş fazlarına doğrudan bağlanmaktadır. Bu durumda çıkış gerilim vektörünün faz açısı giriş gerilim vektörünün faz açısına bağlıdır. Aynı durum akım vektörlerinde de oluşmaktadır. UVDGM tekniğindeki bu grup anahtarlama; her iki vektörün de faz açılarının bağımsız denetlenememesi nedeniyle matris dönüştürücülerde kullanılmamaktadır [1].

İkinci grup anahtarlama kombinasyonlarından 18 tanesinde ise değişik genlikte ve frekansta aktif gerilim vektörü oluşur. Çıkış geriliminin genliği seçilen girişlere ait fazlar arası gerilimin değerine bağlıdır. Bu durumda ise çıkış gerilim uzay vektörünün faz açısı giriş gerilim uzay vektörünün faz açısına bağlı değildir. Aynı durum akım vektörlerinde de oluşmaktadır [1]. İşte ikinci gruptaki anahtarlama kombinasyonları açıların bağımsız kontrolünden dolayı matris dönüştürücülerde kullanılmaktadır.

Son grup anahtarlama kombinasyonunun 3 tanesinde ise sıfır vektörleri oluşur. Bütün çıkış fazları aynı giriş fazına bağlanmıştır. Bu gruptaki anahtarlama kombinasyonları da matris dönüştürücülerde kullanılmak zorundadır [1, 22, 23]. Bu 27 anahtarlama kombinasyonu ile elde edilen gerilim ve akımların vektörel ilişkileri Tablo 2.1’de verilmiştir [1].

Tablo 2.1. Matris dönüştürücüde kullanılan anahtarlama durumları

Grup	No	Ad	A	B	C	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}	I_a	I_b	I_c	V_o	α_o	I_i	β_i
I	1	-	a	b	c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	I_A	I_B	I_C	-	-	-	-
	2	-	a	c	b	$-V_{ca}$	$-V_{ab}$	$-V_{bc}$	I_A	I_C	I_B	-	-	-	-
	3	-	b	a	c	$-V_{ab}$	$-V_{ca}$	$-V_{bc}$	I_B	I_A	I_C	-	-	-	-
	4	-	b	c	a	V_{bc}	V_{ca}	V_{ab}	I_C	I_A	I_B	-	-	-	-
	5	-	c	a	b	V_{ca}	V_{ab}	V_{bc}	I_B	I_C	I_A	-	-	-	-
	6	-	c	b	a	$-V_{bc}$	$-V_{ab}$	$-V_{ca}$	I_C	I_B	I_A	-	-	-	-
IIa	7	+1	a	b	b	V_{ab}	0	$-V_{ab}$	I_A	$-I_A$	0	$2/\sqrt{3}V_{ab}$	0	$2/\sqrt{3}I_A$	$-\pi/6$
	8	-1	b	a	a	$-V_{ab}$	0	V_{ab}	$-I_A$	I_A	0	$-2/\sqrt{3}V_{ab}$	0	$-2/\sqrt{3}I_A$	$-\pi/6$
	9	+2	b	c	c	V_{bc}	0	$-V_{bc}$	0	I_A	$-I_A$	$2/\sqrt{3}V_{bc}$	0	$2/\sqrt{3}I_A$	$7\pi/6$
	10	-2	c	b	b	$-V_{bc}$	0	V_{bc}	0	$-I_A$	I_A	$-2/\sqrt{3}V_{bc}$	0	$-2/\sqrt{3}I_A$	$7\pi/6$
	11	+3	c	a	a	V_{ca}	0	$-V_{ca}$	$-I_A$	0	I_A	$2/\sqrt{3}V_{ca}$	0	$2/\sqrt{3}I_A$	$\pi/2$
	12	-3	a	c	c	$-V_{ca}$	0	V_{ca}	I_A	0	$-I_A$	$-2/\sqrt{3}V_{ca}$	0	$-2/\sqrt{3}I_A$	$\pi/2$
IIb	13	+4	b	a	b	$-V_{ab}$	V_{ab}	0	I_B	$-I_B$	0	$2/\sqrt{3}V_{ab}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3}I_B$	$-\pi/6$
	14	-4	a	b	a	V_{ab}	$-V_{ab}$	0	$-I_B$	I_B	0	$-2/\sqrt{3}V_{ab}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3}I_B$	$-\pi/6$
	15	+5	c	b	c	$-V_{bc}$	V_{bc}	0	0	I_B	$-I_B$	$2/\sqrt{3}V_{bc}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3}I_B$	$7\pi/6$
	16	-5	b	c	b	V_{bc}	$-V_{bc}$	0	0	$-I_B$	I_B	$-2/\sqrt{3}V_{bc}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3}I_B$	$7\pi/6$
	17	+6	a	c	a	$-V_{ca}$	V_{ca}	0	$-I_B$	0	I_B	$2/\sqrt{3}V_{ca}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3}I_B$	$\pi/2$
	18	-6	c	a	c	V_{ca}	$-V_{ca}$	0	I_B	0	$-I_B$	$-2/\sqrt{3}V_{ca}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3}I_B$	$\pi/2$
IIc	19	+7	b	b	a	0	$-V_{ab}$	V_{ab}	I_C	$-I_C$	0	$2/\sqrt{3}V_{ab}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3}I_C$	$-\pi/6$
	20	-7	a	a	b	0	V_{ab}	$-V_{ab}$	$-I_C$	I_C	0	$-2/\sqrt{3}V_{ab}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3}I_C$	$-\pi/6$
	21	+8	c	c	b	0	$-V_{bc}$	V_{bc}	0	I_C	$-I_C$	$2/\sqrt{3}V_{bc}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3}I_C$	$7\pi/6$
	22	-8	b	b	c	0	V_{bc}	$-V_{bc}$	0	$-I_C$	I_C	$-2/\sqrt{3}V_{bc}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3}I_C$	$7\pi/6$
	23	+9	a	a	c	0	$-V_{ca}$	V_{ca}	$-I_C$	0	I_C	$2/\sqrt{3}V_{ca}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3}I_C$	$\pi/2$
	24	-9	c	c	a	0	V_{ca}	$-V_{ca}$	I_C	0	$-I_C$	$-2/\sqrt{3}V_{ca}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3}I_C$	$\pi/2$
III	25	0_1	a	a	a	0	0	0	0	0	0	0	-	0	-
	26	0_2	b	b	b	0	0	0	0	0	0	0	-	0	-
	27	0_3	c	c	c	0	0	0	0	0	0	0	-	0	-

Matris dönüştürücüde, 27 değişik anahtarlama kombinasyonunun her biri esnasında giriş, çıkış hat gerilimlerinin ve hat akımlarının uzay vektöründeki ifadeleri ve reel eksenle yaptığı açılar,

$$\vec{v}_i = \frac{2}{3} (V_{ab} + aV_{bc} + a^2V_{ca}) = V_i e^{j\alpha_i} \quad (2.24a)$$

$$\vec{v}_o = \frac{2}{3} (V_{AB} + aV_{BC} + a^2V_{CA}) = V_o e^{j\alpha_o} \quad (2.24b)$$

$$\vec{i}_i = \frac{2}{3} (i_{as} + ai_{bs} + a^2i_{cs}) = I_i e^{j\beta_i} \quad (2.24c)$$

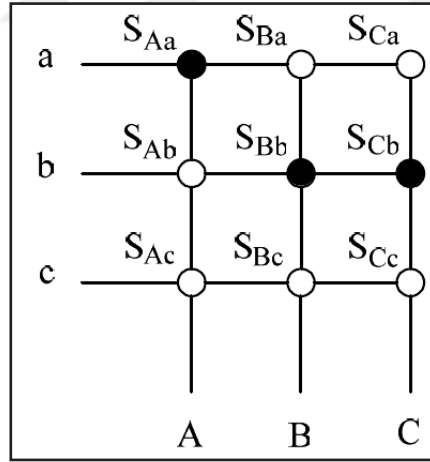
$$\vec{i}_o = \frac{2}{3} (i_{An} + ai_{Bn} + a^2i_{Cn}) = I_o e^{j\beta_o} \quad (2.24d)$$

Denklem (2.24a) – (2.24d)'de tanımlanmıştır. Burada α_i , giriş hat gerilimleri vektörünün uzay vektörü düzlemindeki faz açısını, β_i giriş hat akımları vektörünün uzay vektörü düzlemindeki faz açısını, α_o çıkış hat gerilimleri vektörünün uzay

vektörü düzlemindeki faz açısını, β_0 çıkış hat akımları vektörünün uzay vektörü düzlemindeki faz açısını göstermektedir.

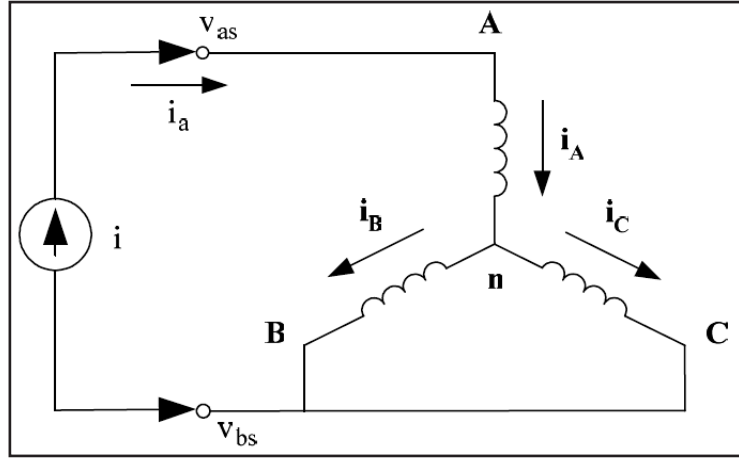
Tablo 2.1’de II. grupta verilen 18 adet anahtarlama kombinasyonunda ise çıkış gerilim uzay vektörünün faz açısı giriş gerilim uzay vektörünün faz açısına bağlı değildir. Aynı şekilde giriş akım uzay vektörünün faz açısı çıkış akım uzay vektörünün faz açısından bağımsızdır. Bu yüzden II. gruptaki anahtarlama durumları matris dönüştürücünün uzay vektör kontrol algoritmasını elde etmede kullanılır. Gerilim vektörünün bulunduğu konuma göre II gruptaki anahtarlama, çıkış gerilim uzay vektörünün faz açısının (α_0) değerine göre kendi arasında IIa, IIb ve IIc olmak üzere tekrar 3 grupta gruplandırılmıştır. Bu grupta anahtarlama kombinasyonları, giriş akımı ve çıkış gerilim uzay vektörünün yönüne göre de Şekil 2.10a ve Şekil 2.10b’deki uzay vektör düzlemi eksenlerine dizilmiştir.

Tablo 2.1’de IIa grubunda +1 olarak isimlendirilen anahtarlama durumu göz önüne alındığında A, B, C çıkış fazlarına sırasıyla a, b, c giriş fazlarının bağlandığı Şekil 2.7’de görülmektedir.



Şekil 2.7. Matris dönüştürücüde verilen anahtarlama durumuna göre bağlantı şekli (IIa. grup +1 nolu) [1]

Bağlantı şekillerini ve akım yolunu daha iyi anlamak için örnek devre olarak Şekil 2.8’e bakılabilir.



Şekil 2.8. Matris dönüştürücünün yüklü durumda giriş ve çıkışı arasındaki bağlantı şekli (IIa. grup +1 nolu) [1]

Vektör hesaplamada çıkış hat (fazlar arası) gerilime bakıldığı için Tablo 2.1’de görüldüğü üzere çıkış hat gerilimlerinin aldığı değerler,

$$V_{AB} = V_{ab} \quad (2.25a)$$

$$V_{BC} = 0 \quad (2.25b)$$

$$V_{CA} = -V_{ab} \quad (2.25c)$$

Denklem (2.25a) – (2.25c)’de verilmiştir. Bu değerlere göre Denklem (2.24b) çözüldüğünde çıkış hat gerilimleri uzay vektörü,

$$\vec{v}_o = \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ab} e^{j0} \quad (2.26)$$

Denklem (2.26)’da çıkmaktadır. Çıkış hat gerilimleri uzay vektörünün genliği $(2/\sqrt{3})V_{ab}$, açısı ise 0 radyan çıkmıştır.

Aynı durum akım vektörünün hesabında da geçerlidir. Vektör hesaplamada giriş hat akımına bakıldığı için Tablo 2.1’de görüldüğü üzere çıkış hat akımlarının aldığı değerler,

$$i_a = i_A \quad (2.27a)$$

$$i_b = -i_A \quad (2.27b)$$

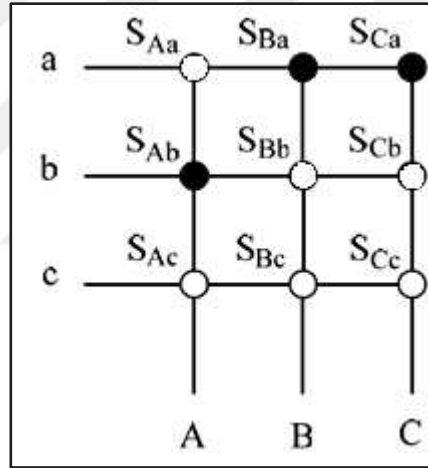
$$i_c = 0 \quad (2.27c)$$

Denklem (2.27a) – (2.27c)'de verilmiştir. Bu değerlere göre Denklem (2.24c) çözüldüğünde giriş hat akımları uzay vektörü,

$$\vec{i}_i = \frac{2}{\sqrt{3}} i_A e^{-j\frac{\pi}{6}} \quad (2.28)$$

Denklem (2.28)'de çıkmaktadır. Giriş hat akımları uzay vektörünün genliği $(2/\sqrt{3})i_A$, açısı ise $-\pi/6$ radyan çıkmıştır.

Diğer bir anahtarlama durumuna bakılacak olursa Tablo 2.1'de IIa grubunda -1 olarak isimlendirilen anahtarlama durumu göz önüne alındığında A, B, C çıkış fazlarına sırasıyla b, a, a giriş fazlarının bağlandığı Şekil 2.9'da görülmektedir.



Şekil 2.9. Matris dönüştürücüde verilen anahtarlama durumuna göre bağlantı şekli (IIa. grup -1 nolu)

Vektör hesaplamada çıkış hat (fazlar arası) gerilime bakıldığı için Tablo 2.1'de görüldüğü üzere çıkış hat gerilimlerinin aldığı değerler,

$$V_{AB} = -V_{ab} \quad (2.29a)$$

$$V_{BC} = 0 \quad (2.29b)$$

$$V_{CA} = V_{ab} \quad (2.29c)$$

Denklem (2.29a) – (2.29c)'de verilmiştir. Bu değerlere göre Denklem (2.24b) çözüldüğünde çıkış hat gerilimleri uzay vektörü,

$$\vec{V}_o = -\frac{2}{\sqrt{3}}V_{ab}e^{j0} \quad (2.30)$$

Denklem (2.30)'da çıkmaktadır. Çıkış hat gerilimleri uzay vektörünün genliği $-(2/\sqrt{3})V_{ab}$, açısı ise 0 radyan çıkmıştır.

Aynı durum akım vektörünün hesabında da geçerlidir. Vektör hesaplamada giriş hat akımına bakıldığı için Tablo 2.1'de görüldüğü üzere çıkış hat akımlarının aldığı değerler,

$$i_a = -i_A \quad (2.31a)$$

$$i_b = i_A \quad (2.31b)$$

$$i_c = 0 \quad (2.31c)$$

Denklem (2.31a) – (2.31c)'de verilmiştir. Bu değerlere göre Denklem (2.24c) çözüldüğünde giriş hat akımları uzay vektörü,

$$\vec{i}_i = -\frac{2}{\sqrt{3}}i_A e^{-j\frac{\pi}{6}} \quad (2.32)$$

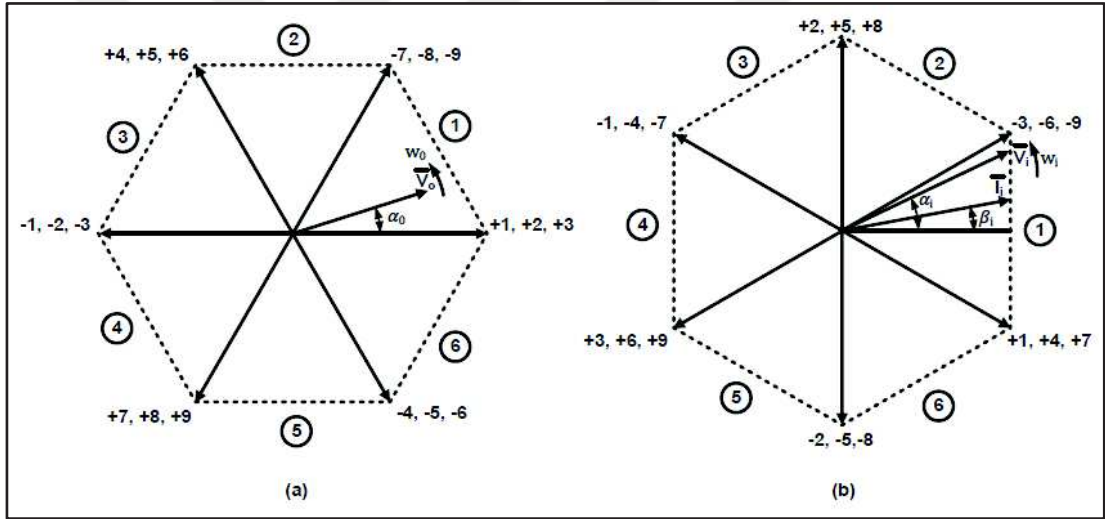
Denklem (2.32)'de çıkmaktadır. Giriş hat akımları uzay vektörünün genliği $-(2/\sqrt{3})i_A$, açısı ise $-\pi/6$ radyan çıkmıştır.

Tablo 2.1'de II. grupta verilen 18 adet anahtarlama durumunun tümü incelendiğinde, çıkış gerilim uzay vektörünün faz açısı giriş gerilim uzay vektörünün faz açısından ve giriş akım uzay vektörünün faz açısı da çıkış akım uzay vektörünün faz açısından bağımsız olduğu yukarıda belirtilen iki durumdan da görülmüştür. Bu yüzden giriş akım ve çıkış gerilim vektörlerinin bağımsız kontrol edilebilmesi mümkün olmaktadır. Bu nedenle matris dönüştürücünün uzay vektör kontrol algoritmasını elde etmede II. gruptaki anahtarlama durumları kullanılır [1].

Tablo 2.1'in son grubunda bulunan 3 adet anahtarlama durumu ise sıfır gerilim ve sıfır akım vektörlerinden oluşmaktadır. Çıkış fazları aynı giriş fazına bağlanmıştır.

Bu grup anahtarlama durumu çıkış geriliminin genlik ve frekansını ayarlayabilmek için mutlaka kullanılmak zorundadır [1].

Çıkış hat gerilimleri ve giriş hat akımları uzay vektör düzlemlerinin belirlenmesi Tablo 2.1'deki II. grup anahtarlama kombinasyonlarına göre yapılmaktadır. Çıkış hat gerilimleri uzay vektör düzlemi, α_0 açısının değerine ve V_0 genliğinin negatif veya pozitif olması durumuna bağlı olarak Şekil 2.10a'da görüldüğü üzere 60 derecelik bölgelere ayrılmıştır. Giriş hat akımları uzay vektör düzlemi de aynı çıkış hat gerilimlerinde olduğu gibi β_i açısına ve I_i genliğinin negatif veya pozitif olması durumuna bağlı olarak Şekil 2.10b'de görüldüğü üzere 60 derecelik bölgelere ayrılmıştır. Fakat giriş akım vektörü ile çıkış gerilim vektörüne göre 30 derece ($\pi/6$) geride olduğundan iki düzlemin reel eksenle çakıştığı noktalar farklıdır.



Şekil 2.10. Matris dönüştürücüde a) çıkış hat gerilimleri uzay vektör düzlemi b) giriş hat akımları uzay vektör düzlemi [4]

2.5.3. Yarı iletken anahtarların iletim sürelerinin hesaplanması

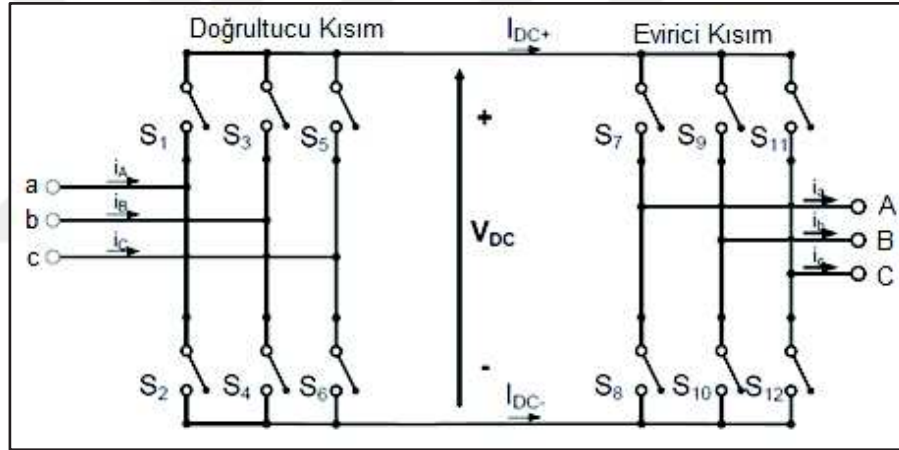
Anahtarlama sürelerinin hesaplanmasında doğrudan UVDGM ve dolaylı UVDGM olmak üzere iki yöntem kullanılmaktadır.

Doğrudan UVDGM yöntemi, doğrudan matris dönüştürücü devre yapısını baz almaktadır. 9 adet çift yönlü yarı iletken anahtarın 18'i aktif 3'ü sıfır olmak üzere 21 adet anahtarlama durumları; Şekil 2.10'da görüldüğü üzere hem giriş hat akımları hem de çıkış hat gerilimlerinin beraber işlenmesi sebebiyle toplamda 36 adet akım ve gerilim vektörlerinin bölge kombinasyonlarının olması bu yöntemin uygulanmasını

zorlaştırmaktadır. Bu nedenle hem uygulanabilirliğinin hem de anlaşılabilirliğinin zorluğu nedeniyle bu tezde dolaylı UVDGM yönteminden bahsedilmiştir.

Dolaylı UVDGM yöntemi, 2. bölümde anlatılan dolaylı matris dönüştürücü devre yapısını baz almaktadır. Dolaylı UVDGM tekniği, istenen çıkış hat gerilimlerini, giriş faz akımlarını ve açılarını üretmek için kullanılmaktadır. Faz açısının belirlenmesi giriş güç faktörünün kontrolü için gerekmektedir [4, 14].

Dolaylı UVDGM’de gereken çıkış hat gerilimleri ve giriş hat akımları dalga şekilleri doğrultma (rectification) ve evirme (inversion) olmak üzere iki hayali adımda elde edilir. Şekil 2.11’de görüldüğü üzere ilk önce giriş gerilimleri hayali D.A. hat gerilimlerini oluşturmak için doğrultulur, sonra evirme kısmında ise istenen frekans ve genlikte çıkış gerilimleri üretilmektedir [4].



Şekil 2.11. Dolaylı matris dönüştürücü yapısı

Dolaylı UVDGM yönteminde, doğrultma aşamasında giriş akımının; evirme aşamasında ise çıkış geriliminin kontrolü ayrı ayrı gerçekleştirilmektedir [24]. Her ne kadar birbirinden bağımsız da olsa doğrultma ve evirme aşamaları birbirlerine bağlıdır. Doğrultma aşamasında üretilen sabit hayali D.A. gerilim evirici aşamasında üç fazlı DGM çıkış gerilim dalgasına dönüştürülmektedir [4]. Matris dönüştürücülerin faz – faz kısa devre ve yükün açık devre olmamasından ayrıca hayali D.A. hattın bulunmasından doğan kısıtlamalar nedeniyle dolaylı matris dönüştürücü yapısında 18’i aktif, 3’ü sıfır olmak üzere toplamda 21 anahtarlama kombinasyonu bulunmaktadır [4].

Doğrudan UVDGM yönteminin aksine dolaylı UVDGM yönteminde Tablo 2.1'deki I. grup anahtarlama durumlarının kullanılması mümkün değildir. Çünkü dolaylı matris dönüştürücü yapısı gereği bir anahtarlama periyodunda en fazla 2 giriş fazı çıkış fazlarına bağlanabilmektedir [4]. Fakat giriş güç faktörünün bağımsız kontrolünün sağlanması esas alındığında I. grup anahtarlama durumları kullanılmadığından bu bir eksiklik sayılmamaktadır. Buna rağmen dolaylı UVDGM yöntemi, giriş çıkış arasındaki %86,7'lik transfer oranını, sinüzoidal giriş akımını ve bağımsız giriş güç faktörü kontrolünü sağlayabilmektedir [4, 22]. Doğrudan ve dolaylı UVDGM yöntemleri arasındaki tek fark Tablo 2.1'deki I. grup anahtarlama kombinasyonlarının dolaylı yöntemde kullanılmamasıdır. Bunun yanı sıra dolaylı UVDGM yöntemi doğrudan ve dolaylı matris dönüştürücü devre yapısına uygulanabilirken; doğrudan UVDGM yöntemi sadece doğrudan matris dönüştürücü devre yapısına uygulanabilmektedir [4].

Şekil 2.11'de görüldüğü üzere doğrultucu evresinde kaynak ile hayali D.A. hat arasında 6 adet çift yönlü yarı iletken anahtar 3 fazın bağlantısını sağlamaktadır [4]. Bu yüzden giriş fazları kısa devre edilmemelidir. Ayrıca, bir anahtarlama periyodunda yarı iletken anahtarların durumlarının, doğrultucu evresindeki matematiksel ifadesi,

$$s_1 + s_3 + s_5 = 1 \quad (2.33a)$$

$$s_2 + s_4 + s_6 = 1 \quad (2.33b)$$

Denklem (2.33a) ve (2.33b)'de verilmektedir.

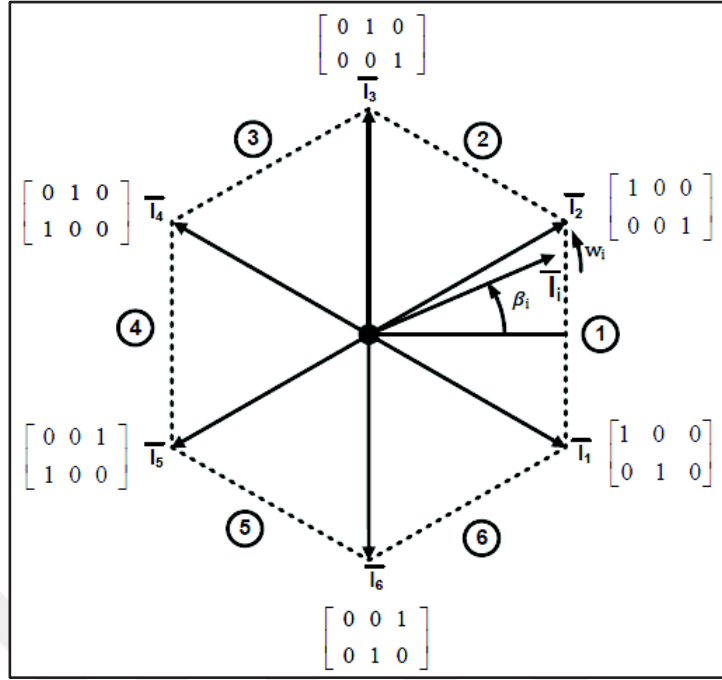
İlgili giriş akımlarının ve D.A. hat geriliminin oluşturduğu, doğrultucu evrede uygulanabilecek anahtarlama kombinasyonları Tablo 2.2'de verilmiştir. Tablodaki ilk 6 kombinasyon aktif vektörleri; geriye kalan (7, 8, 9) 3 kombinasyon ise sıfır vektörleri vermektedir. Giriş hat akımları uzay vektör düzlemi ise Şekil 2.10b'deki düzlem baz alınarak Tablo 2.2'deki 6 adet aktif vektörün de eklenmesiyle düzenlenerek Şekil 2.12'deki yeni düzlem vektörü çizilmiştir [4].

Tablo 2.2. Dolaylı UVDGM yönteminde doğrultucu evredeki anahtarlama durumları [2]

Anahtarlama Konfigürasyonları	Anahtar Durumları	Giriş Faz Akımları			Giriş Faz Akım Vektörü		D.A. Hat Gerilimi
		I_a	I_b	I_c	$ \bar{I}_i $	$\angle \bar{I}_i$	
	$\begin{bmatrix} s_1 & s_3 & s_5 \\ s_2 & s_4 & s_6 \end{bmatrix}$	I_a	I_b	I_c	$ \bar{I}_i $	$\angle \bar{I}_i$	V_{DC}
1	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	I_{DC+}	I_{DC-}	0	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{DC}$	$-\frac{\pi}{6}$	V_{ab}
2	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	I_{DC+}	0	I_{DC-}	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{DC}$	$\frac{\pi}{6}$	$-V_{ca}$
3	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	0	I_{DC+}	I_{DC-}	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{DC}$	$\frac{\pi}{2}$	V_{bc}
4	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	I_{DC-}	I_{DC+}	0	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{DC}$	$\frac{5\pi}{6}$	$-V_{ab}$
5	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	I_{DC-}	0	I_{DC+}	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{DC}$	$-\frac{5\pi}{6}$	V_{ca}
6	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	0	I_{DC-}	I_{DC+}	$\frac{2}{\sqrt{3}} I_{DC}$	$-\frac{\pi}{2}$	$-V_{bc}$
7	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	0	0	0	0	-	0
8	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	0	0	0	0	-	0
9	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	0	0	0	0	-	0

Tablo 2.2’de anahtarların durumlarına göre a, b, c giriş fazlarından hangilerinin bağlı olduğu, giriş hat akımları vektörünün genlik ve açısı, D.A. hat geriliminin değeri verilmektedir. Doğrultucu evresi hem D.A. hat gerilimini hem de kontrol edilebilir güç açısı olan sinüzoidal giriş hat akımlarını üretmektedir. Birim güç faktörünü yakalamak için giriş gerilimleri ile giriş akımları aynı fazda (senkronlu) olmalıdır [4].

Denklem (2.24c) ile giriş hat akımları vektörü bulunarak Şekil 2.12’de açısına ve genliğine göre yerleştirilir.

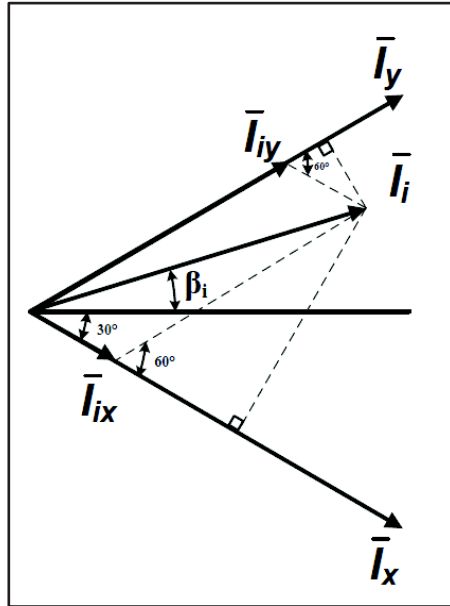


Şekil 2.12. Doğrultucu evre için giriş akımları uzay vektör düzlemi [4]

Giriş hat akımları vektörü \bar{I}_i ,

$$\bar{I}_i = \bar{I}_{ix} + \bar{I}_{iy} \quad (2.34)$$

Denklem (2.34) ve Şekil 2.13'te görüldüğü üzere komşu iki bileşene ayrılmaktadır.



Şekil 2.13. Giriş hat akım vektörünün sentezi [4]

Aktif vektörlerin görev saykılı (doluluk oranları),

$$\vec{I}_{ix} = d_x \vec{I}_x \quad (2.35a)$$

$$\vec{I}_{iy} = d_y \vec{I}_y \quad (2.35b)$$

$$d_x = \frac{|\vec{I}_{ix}|}{|\vec{I}_x|} \quad (2.35c)$$

$$d_y = \frac{|\vec{I}_{iy}|}{|\vec{I}_y|} \quad (2.35d)$$

Denklem (2.35a) – (2.35d)'de verilmiştir. Burada d_x ve d_y aktif vektörlerin görev saykılı değerini, \vec{I}_x ve \vec{I}_y referans akım vektörü genliğini vermektedir. Şekil 2.13'ten bakılarak aktif vektörlerin genlikleri,

$$|\vec{I}_{ix}| = \frac{|\vec{I}_i| \sin\left(\frac{\pi}{6} - \beta_i\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (2.36a)$$

$$|\vec{I}_{iy}| = \frac{|\vec{I}_i| \sin\left(\frac{\pi}{6} + \beta_i\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (2.36b)$$

Denklem (2.36a) – (2.36b)'de gösterildiği şekilde bulunmaktadır. Bu denklemler, Denklem (2.35c) ve (2.35d)'de yerine konursa,

$$d_x = \frac{|\vec{I}_i|}{\frac{\sqrt{3}}{2} |\vec{I}_x|} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \beta_i\right) \quad (2.37a)$$

$$d_y = \frac{|\vec{I}_i|}{\frac{\sqrt{3}}{2} |\vec{I}_y|} \sin\left(\frac{\pi}{6} + \beta_i\right) \quad (2.37b)$$

$$|\vec{I}_x| = |\vec{I}_y| = \frac{2}{\sqrt{3}} |I_{DC}|, \quad m_c = \frac{|\vec{I}_i|}{|I_{DC}|}, \quad 0 \leq m_c \leq 1 \quad (2.37c)$$

görev saykalları Denklem (2.37a) ve (2.37b)'deki bulunmaktadır. Burada d_x ve d_y 'nin katsayılarında Denklem (2.37c)'deki gibi düzenleme yapıldığı takdirde doğrultucu evrenin transfer oranı m_c bulunmaktadır. Buna göre Denklem (2.37a) ve (2.37b) yeniden düzenlenirse,

$$d_x = m_c \sin\left(\frac{\pi}{6} - \beta_i\right) = \frac{T_x}{T_s} \quad (2.38a)$$

$$d_y = m_c \sin\left(\frac{\pi}{6} + \beta_i\right) = \frac{T_y}{T_s} \quad (2.38b)$$

$$d_{c0} = 1 - d_x - d_y = \frac{T_{c0}}{T_s} \quad (2.38c)$$

Denklem (2.38a) – (2.38c)'deki gibi bulunmaktadır. Burada d_x ve d_y aktif vektörlerin, d_{c0} ise sıfır vektörün görev saykılını tanımlarken; T_x ve T_y aktif vektörlerin, T_{c0} ise sıfır vektörün bir anahtarlama periyodu içerisindeki uygulama sürelerini tanımlamaktadır.

Benzer yöntem, evirici aşamasında da izlenebilmektedir. Şekil 2.11'de görüldüğü üzere evirici aşamasında hayali D.A. hat ile yük arasında 6 adet çift yönlü yarı iletken anahtar 3 fazın bağlantısını sağlamaktadır [4]. Bu yüzden herhangi zamanda çıkış fazlarında biri açık devre bırakılmamalı, herhangi iki faz kısa devre edilmemelidir. Ayrıca, bir anahtarlama periyodunda yarı iletken anahtarların durumlarının, evirici aşamasındaki matematiksel ifadesi,

$$s_7 + s_8 = 1 \quad (2.39a)$$

$$s_9 + s_{10} = 1 \quad (2.39b)$$

$$s_{11} + s_{12} = 1 \quad (2.39c)$$

Denklem (2.39a)-(2.39c)'de verilmektedir.

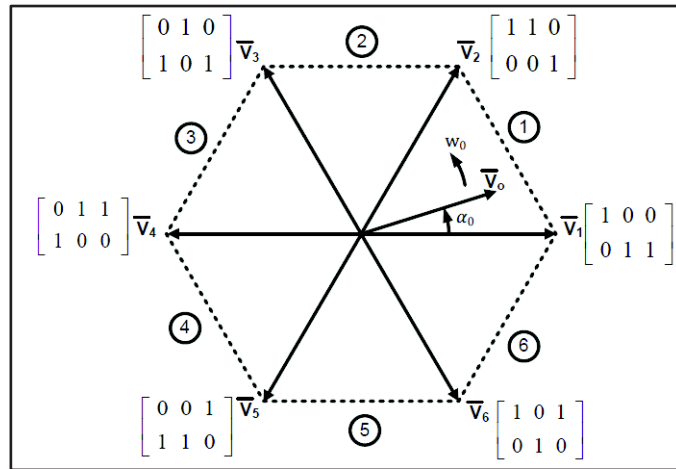
Evirici aşamasında uygulanabilecek anahtarlama kombinasyonları Tablo 2.3'te verilmiştir. Tablodaki ilk 6 kombinasyon aktif vektörleri; geriye kalan (7, 8) 2 kombinasyon ise sıfır vektörleri vermektedir. Tablo 2.3'te anahtarların durumlarına

göre a, b, c giriş fazlarından hangilerinin bağlı olduğu, çıkış hat gerilimleri vektörünün genlik ve açısı, D.A. hat akımının değeri verilmektedir.

Tablo 2.3. Dolaylı UVDGM yönteminde evirici aşamasındaki anahtarlama durumları [4]

Anahtarlama Konfigürasyonları	Anahtar Durumları	Çıkış Fazlar Arası Gerilimleri			Çıkış Faz-Faz Gerilim Vektörü		D.A. Hat Akımı
		V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}	$ \overline{V}_o $	$\angle \overline{V}_o$	
	$\begin{bmatrix} s_7 & s_9 & s_{11} \\ s_8 & s_{10} & s_{12} \end{bmatrix}$	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}	$ \overline{V}_o $	$\angle \overline{V}_o$	I_{DC+}
1	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0	I_a
2	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{\pi}{3}$	$-I_c$
3	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{2\pi}{3}$	I_b
4	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}	$\frac{2}{3}V_{DC}$	π	$-I_a$
5	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	0	$-V_{DC}$	V_{DC}	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{2\pi}{3}$	I_c
6	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{\pi}{3}$	$-I_b$
7	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	0	0	0	0	-	0
8	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	0	0	0	0	-	0

Çıkış hat gerilimleri uzay vektör düzlemi ise Şekil 2.10b'deki düzlem baz alınarak Tablo 2.3'teki 6 adet aktif vektörün de eklenmesiyle düzenlenerek Şekil 2.14'teki yeni düzlem vektörü çizilmiştir [4].

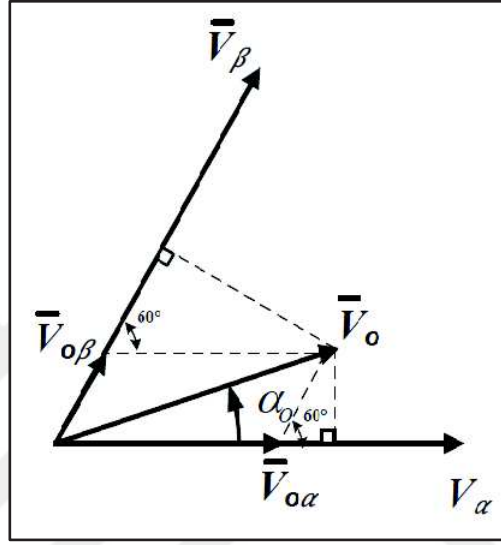


Şekil 2.14. Evirici aşaması için çıkış gerilimleri uzay vektör düzlemi [4]

Denklem (2.24b) ile çıkış hat gerilimleri vektörü bulunarak Şekil 2.14'te açısına ve genliğine göre yerleştirilir. Daha sonra çıkış hat gerilimleri vektörü \bar{V}_o ,

$$\bar{V}_o = \bar{V}_{o\alpha} + \bar{V}_{o\beta} \quad (2.40)$$

Denklem (2.40)'ta ve Şekil 2.15'te görüldüğü üzere komşu iki bileşene ayrılmaktadır.



Şekil 2.15. Çıkış hat gerilim vektörünün sentezi [4]

Aktif vektörlerin görev saykılı (doluluk oranları),

$$\bar{V}_{o\alpha} = d_\alpha \bar{V}_\alpha \quad (2.41a)$$

$$\bar{V}_{o\beta} = d_\beta \bar{V}_\beta \quad (2.41b)$$

$$d_\alpha = \frac{|\bar{V}_{o\alpha}|}{|\bar{V}_\alpha|} \quad (2.41c)$$

$$d_\beta = \frac{|\bar{V}_{o\beta}|}{|\bar{V}_\beta|} \quad (2.41d)$$

Denklem (2.41a) – (2.41d)'de verilmiştir. Burada d_α ve d_β aktif vektörlerin görev saykılı değerini, \bar{V}_α ve \bar{V}_β referans gerilim vektörü genliğini vermektedir. Şekil 2.15'ten bakılarak aktif vektörlerin genlikleri,

$$|\vec{V}_{o\alpha}| = \frac{|\vec{V}_\alpha| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_o\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (2.42a)$$

$$|\vec{V}_{o\beta}| = \frac{|\vec{V}_\beta| \sin(\alpha_o)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (2.42b)$$

Denklem (2.41a) – (2.42b)'de gösterildiği şekilde bulunmaktadır. Bu denklemler, Denklem (2.41c) ve (2.41d)'de yerine konursa,

$$d_\alpha = \frac{|\vec{V}_o|}{\frac{\sqrt{3}}{2} |\vec{V}_\alpha|} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_o\right) \quad (2.43a)$$

$$d_\beta = \frac{|\vec{V}_o|}{\frac{\sqrt{3}}{2} |\vec{V}_\beta|} \sin(\alpha_o) \quad (2.43b)$$

$$|\vec{V}_\alpha| = |\vec{V}_\beta| = \frac{2}{3} |V_{DC}|, \quad m_v = \frac{\sqrt{3} |\vec{V}_o|}{|V_{DC}|}, \quad 0 \leq m_v \leq 1 \quad (2.43c)$$

görev saykılarını Denklem (2.43a) ve (2.43b)'deki bulunmaktadır. Burada d_α ve d_β 'nin katsayılarında Denklem (2.37c)'deki gibi düzenleme yapıldığı takdirde evirici aşamanın transfer oranı m_v bulunmaktadır. Buna göre Denklem (2.43a) ve (2.43b) yeniden düzenlenirse,

$$d_\alpha = m_v \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_o\right) = \frac{T_\alpha}{T_s} \quad (2.44a)$$

$$d_\beta = m_v \sin(\alpha_o) = \frac{T_\beta}{T_s} \quad (2.44b)$$

$$d_{v0} = 1 - d_\alpha - d_\beta = \frac{T_{v0}}{T_s} \quad (2.44c)$$

Denklem (2.44a) – (2.44c)'deki gibi bulunmaktadır. Burada d_α ve d_β aktif vektörlerin, d_{v0} ise sıfır vektörün görev saykısını tanımlarken; T_α ve T_β aktif vektörlerin, T_{v0} ise sıfır vektörün bir anahtarlama periyodu içerisindeki uygulama sürelerini tanımlamaktadır.

Daha önce doğrudan ve dolaylı UVDGM yöntemlerinin arasındaki tek farkın dolaylı UVDGM yönteminde Tablo 2.1'deki I. grup anahtarlama kombinasyonlarının kullanılmadığını ama I. grup anahtarlama kombinasyonlarının anahtarlama sürelerinin hesaplamasında kullanılmaması nedeniyle bunun bir eksiklik olmadığı belirtilmişti. Diğer bir deyişle anahtarlama sürelerinin hesaplanmasında her iki yöntem için de 21 anahtarlama durumu geçerlidir. Bunun sonucunda, dolaylı UVDGM yöntemi doğrudan matris dönüştürücü devre yapısına uygulanmasını mümkün kılmaktadır [4]. Dolaylı UVDGM yöntemindeki doğrultucu ve evirici kısmın transfer matrisleri,

$$T_R = \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \quad (2.45a)$$

$$T_I = \begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \quad (2.45b)$$

Denklem (2.45a) ve (2.45b)'de tanımlanmaktadır. Burada T_R doğrultucu kısmın, T_I ise evirici kısmın transfer matrisleridir.

D.A. hattının çıkış akımı ve giriş gerilimine göre eşiti,

$$\begin{bmatrix} I_{DC+} \\ I_{DC-} \end{bmatrix} = T_I^T \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (2.46a)$$

$$\begin{bmatrix} V_{DC+} \\ V_{DC-} \end{bmatrix} = T_R \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.46b)$$

Denklem (2.46a) ve (2.46b)'de tanımlanmaktadır.

Çıkış geriliminin ve giriş akımının D.A. hattın akım ve gerilimine göre eşiti,

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = T_R^T \begin{bmatrix} I_{DC+} \\ I_{DC-} \end{bmatrix} \quad (2.47a)$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = T_I \begin{bmatrix} V_{DC+} \\ V_{DC-} \end{bmatrix} \quad (2.47b)$$

Denklem (2.47a) ve (2.47b)'de tanımlanmaktadır. Her ne kadar birbirinden bağımsız olarak işleme alınsalar da doğrultma ve evirme aşamaları birbirlerine bağlıdır. Dolaylı UVDGM yöntemindeki doğrultucu ve evirici kısmının transfer matrisleri doğrudan matris dönüştürücü devre yapısına göre birleştirilebilmektedir. Denklem (2.46a) ile (2.47a) ve Denklem (2.46b) ile (2.47b) birlikte çözüldüğünde,

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = T_I T_R \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.48a)$$

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = T_I^T T_R^T \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (2.48b)$$

$$T = T_I \cdot T_R \quad (2.48c)$$

çıkış – giriş akımları ve gerilimleri arasındaki transfer matrisi Denklem (2.48a) ve (2.48b)'de tanımlanmaktadır. Bu denklemlerdeki transfer matrisleri, Denklem (2.8c) ve (2.9b)'deki modülasyon matrislerini karşılamaktadır. Böylelikle dolaylı UVDGM yönteminin doğrudan matris dönüştürücü devre yapısına uygulanabilirliği açıklanmıştır.

Dolaylı UVDGM yönteminin, doğrudan matris dönüştürücü devre yapısına uygulanması sadece transfer matrislerinin dönüşümü ile tamamlanamamaktadır. Ayrıca anahtarlama sürelerinin de birleştirilmesi gereklidir. 4 aktif vektör (2'si giriş akımından (doğrultma aşaması), 2'si çıkış geriliminden (evirme aşaması)) ve bir adet sıfır vektörden elde edilen anahtarlama sürelerinin birleşimi,

$$d_{x\alpha} = d_x d_\alpha = m_c \sin\left(\frac{\pi}{6} - \beta_i\right) m_v \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_o\right) = \frac{T_{x\alpha}}{T_s} \quad (2.49a)$$

$$d_{x\beta} = d_x d_\beta = m_c \sin\left(\frac{\pi}{6} - \beta_i\right) m_v \sin(\alpha_o) = \frac{T_{x\beta}}{T_s} \quad (2.49b)$$

$$d_{y\alpha} = d_y d_\alpha = m_c \sin\left(\frac{\pi}{6} + \beta_i\right) m_v \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_o\right) = \frac{T_{y\alpha}}{T_s} \quad (2.49c)$$

$$d_{y\beta} = d_y d_\beta = m_c \sin\left(\frac{\pi}{6} + \beta_i\right) m_v \sin(\alpha_o) = \frac{T_{y\beta}}{T_s} \quad (2.49d)$$

$$d_0 = 1 - d_{x\alpha} - d_{x\beta} - d_{y\alpha} - d_{y\beta} = \frac{T_0}{T_s} \quad (2.49e)$$

Denklem (2.38a) ve (2.38b) ile Denklem (2.44a) ve (2.44b)'nin beraber çözülmesiyle Denklem (2.49a) - (2.49e)'de bulunmaktadır. Görüldüğü üzere bu yöntemin uygulanması dijital olarak basit (elektronik devrelerce kolaylıkla uygulanabilir) olmakla birlikte giriş güç faktörü kontrolünü, %86,7 transfer oranını sağlayabilmektedir [4]. Bundan dolayı dolaylı UVDGM yöntemi doğrudan matris dönüştürücü devre yapısı için tercih edilebilir bir seçenek olmaktadır [4, 25].

2.5.4. İletime girecek yarı iletken anahtarların seçimi ve iletim sıralamasının tespiti

UVDGM algoritmasında Casadei tarafından önerilen iletim sıralaması şu kurallara göre yapılabilir [1, 23]:

- 1. ve 4. iletim sırası aynı pozisyonda iki aynı harfe sahip olmalıdır.
- 1. iletim sırasından 2. iletim sırasına ve 3. iletim sırasından 4. iletim sırasına geçişte sadece bir harf değişmelidir.
- Son sıfır gerilim konfigürasyonunda (5. iletim sırası) 1. ve 4. iletim sırasına göre sadece bir harf değişmelidir.

Buna göre her bir bölgede ilettime girecek anahtarların sırası Tablo 2.4'te verilmiştir. Giriş akımı ve çıkış geriliminin de 1. bölgede olduğu düşünüldüğünde bir anahtarlama periyodu boyunca A çıkış fazı T_s süresi kadar a giriş fazına bağlanmalıdır. B çıkış fazı ($T_{y\alpha} + T_{y\beta}$) süresi kadar b giriş fazına, ($T_{x\alpha} + T_{x\beta}$) süresi kadar c giriş fazına, T_0 süresince a giriş fazına bağlanmalıdır. C çıkış fazı ise $T_{y\beta}$ süresi kadar a giriş fazına, $T_{y\alpha}$ süresi kadar b giriş fazına, $T_{x\beta}$ süresi kadar c giriş fazına, ($T_{y\beta} + T_0$) süresince a giriş fazına bağlanmaktadır.

Tablo 2.4. Bölgelere göre iletme girecek anahtarlama kombinasyonları

Akım Bölgeleri	Gerilim Bölge	1.BÖLGE		2.BÖLGE		3.BÖLGE		4.BÖLGE		5.BÖLGE		6.BÖLGE	
	ri	Anaht. Sırası											
1.BÖLGE	I	+6	a-c-a	+9	a-a-c	+9	a-a-c	+3	c-a-a	+3	c-a-a	+6	a-c-a
	II	-3	a-c-c	-3	a-c-c	-6	c-a-c	-6	c-a-c	-9	c-c-a	-9	c-c-a
	III	+1	a-b-b	+1	a-b-b	+4	b-a-b	+4	b-a-b	+7	b-b-a	+7	b-b-a
	IV	-4	a-b-a	-7	a-a-b	-7	a-a-b	-1	b-a-a	-1	b-a-a	-4	a-b-a
	V	0 ₁	a-a-a	0 ₁	a-a-a	0 ₁	a-a-a	0 ₁	a-a-a	0 ₁	a-a-a	0 ₁	a-a-a
2.BÖLGE	I	+2	b-c-c	+2	b-c-c	+5	c-b-c	+5	c-b-c	+8	c-c-b	+8	c-c-b
	II	-5	b-c-b	-8	b-b-c	-8	b-b-c	-2	c-b-b	-2	c-b-b	-5	b-c-b
	III	+6	a-c-a	+9	a-a-c	+9	a-a-c	+3	c-a-a	+3	c-a-a	+6	a-c-a
	IV	-3	a-c-c	-3	a-c-c	-6	c-a-c	-6	c-a-c	-9	c-c-a	-9	c-c-a
	V	0 ₃	c-c-c	0 ₃	c-c-c	0 ₃	c-c-c	0 ₃	c-c-c	0 ₃	c-c-c	0 ₃	c-c-c
3.BÖLGE	I	+4	b-a-b	+7	b-b-a	+7	b-b-a	+1	a-b-b	+1	a-b-b	+4	b-a-b
	II	-1	b-a-a	-4	a-b-a	-4	a-b-a	-7	a-a-b	-7	a-a-b	-1	b-a-a
	III	+2	b-c-c	+2	b-c-c	+5	c-b-c	+5	c-b-c	+8	c-c-b	+8	c-c-b
	IV	-5	b-c-b	-8	b-b-c	-8	b-b-c	-2	c-b-b	-2	c-b-b	-5	b-c-b
	V	0 ₂	b-b-b	0 ₂	b-b-b	0 ₂	b-b-b	0 ₂	b-b-b	0 ₂	b-b-b	0 ₂	b-b-b
4.BÖLGE	I	+3	c-a-a	+3	c-a-a	+6	a-c-a	+6	a-c-a	+9	a-a-c	+9	a-a-c
	II	-6	c-a-c	-9	c-c-a	-9	c-c-a	-3	a-c-c	-3	a-c-c	-6	c-a-c
	III	+4	b-a-b	+7	b-b-a	+7	b-b-a	+1	a-b-b	+1	a-b-b	+4	b-a-b
	IV	-1	b-a-a	-1	b-a-a	-4	a-b-a	-4	a-b-a	-7	a-a-b	-7	a-a-b
	V	0 ₁	a-a-a	0 ₁	a-a-a	0 ₁	a-a-a	0 ₁	a-a-a	0 ₁	a-a-a	0 ₁	a-a-a
5.BÖLGE	I	+5	c-b-c	+8	c-c-b	+8	c-c-b	+2	b-c-c	+2	b-c-c	+5	c-b-c
	II	-2	c-b-b	-5	b-c-b	-5	b-c-b	-8	b-b-c	-8	b-b-c	-2	c-b-b
	III	+3	c-a-a	+3	c-a-a	+6	a-c-a	+6	a-c-a	+9	a-a-c	+9	a-a-c
	IV	-6	c-a-c	-9	c-c-a	-9	c-c-a	-3	a-c-c	-3	a-c-c	-6	c-a-c
	V	0 ₃	c-c-c	0 ₃	c-c-c	0 ₃	c-c-c	0 ₃	c-c-c	0 ₃	c-c-c	0 ₃	c-c-c
6.BÖLGE	I	+1	a-b-b	+1	a-b-b	+4	b-a-b	+4	b-a-b	+7	b-b-a	+7	b-b-a
	II	-4	a-b-a	-7	a-a-b	-7	a-a-b	-1	b-a-a	-1	b-a-a	-4	a-b-a
	III	+5	c-b-c	+8	c-c-b	+8	c-c-b	+2	b-c-c	+2	b-c-c	+5	c-b-c
	IV	-2	c-b-b	-2	c-b-b	-5	b-c-b	-5	b-c-b	-8	b-b-c	-8	b-b-c
	V	0 ₂	b-b-b	0 ₂	b-b-b	0 ₂	b-b-b	0 ₂	b-b-b	0 ₂	b-b-b	0 ₂	b-b-b

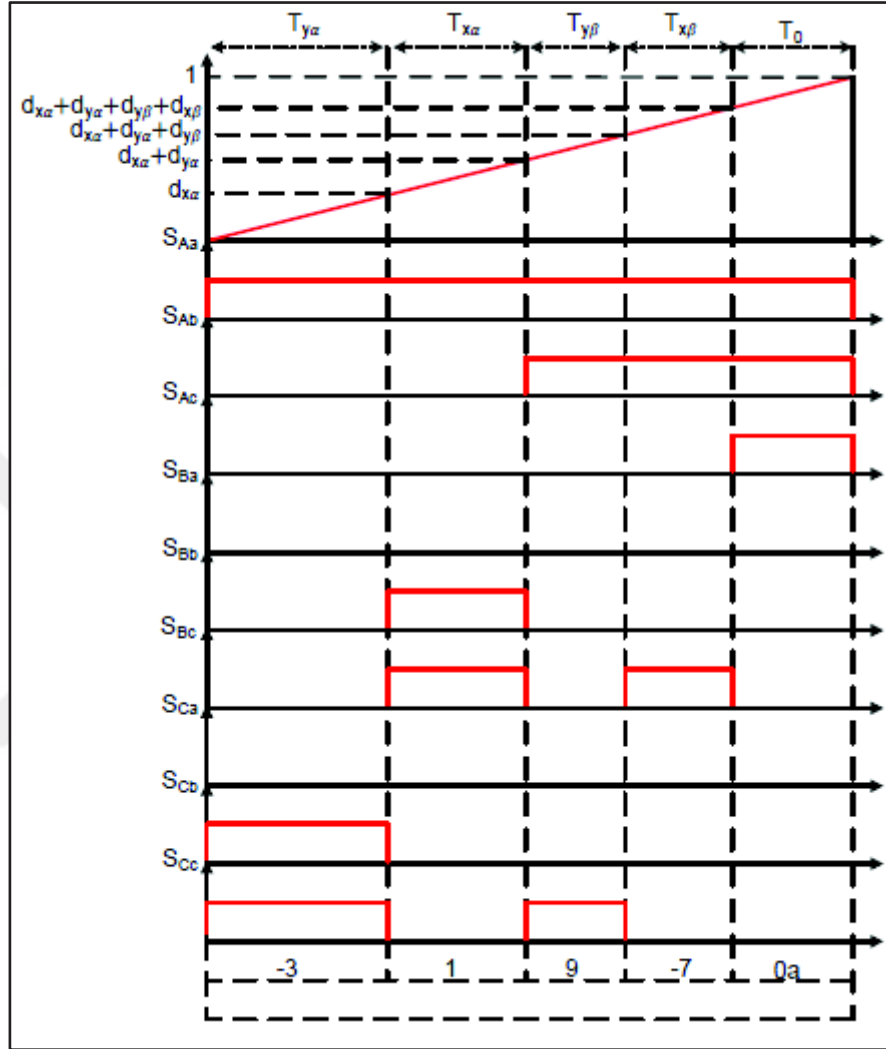
Farklı çalışmalarda farklı iletim sıraları kullanılmıştır. Örneğin, E. Erdem çalışmasında Casadei tarafından önerilen anahtarlama sıralamasını değiştirerek bir anahtarlama periyodu içerisinde 8 yerine 7 kez anahtarlama yapılmaktadır. L. Zarri ise çalışmasında farklı bir iletim sıralaması seçmiştir [16].

Matris dönüştürücülerde tek taraflı ve çift taraflı olmak üzere iki adet anahtarlama modeli mevcuttur. Anahtarlama modeli seçilirken aşağıdaki iki noktaya dikkat edilmelidir [4]:

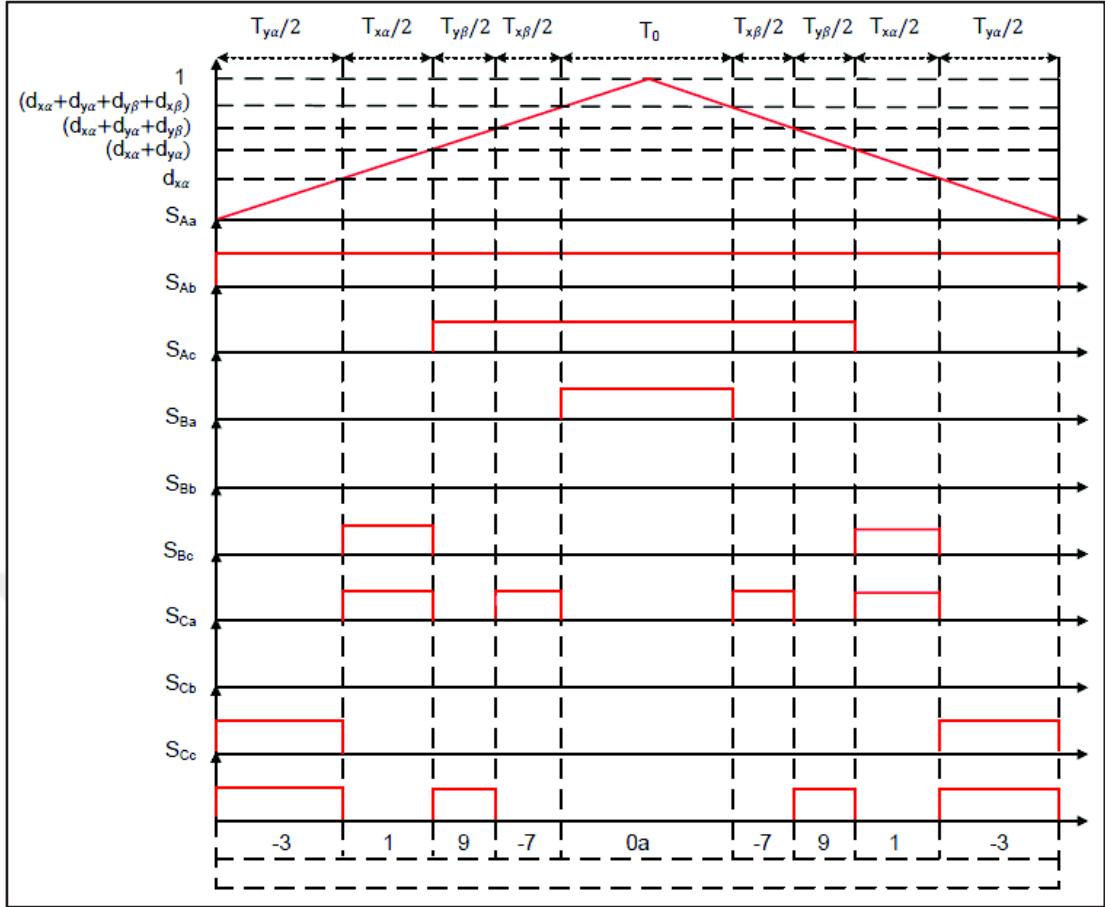
- İyi bir harmonik performansı yakalamak.
- Anahtarlama kayıplarının minimuma indirilmesini sağlamak.

Tek taraflı anahtarlama modeli anahtarlama kayıplarının düşürülmesi için tercih edilirken çift taraflı anahtarlama modeli ise giriş ve çıkış dalga şekillerinde iyi bir

harmonik performansı yakalamak için kullanılmaktadır [4]. Şekil 2.16’da örnek tek taraflı anahtarlama modeli verilirken Şekil 2.17’de ise örnek çift taraflı anahtarlama modeli verilmiştir.



Şekil 2.16. Tek taraflı anahtarlama modeli [4]



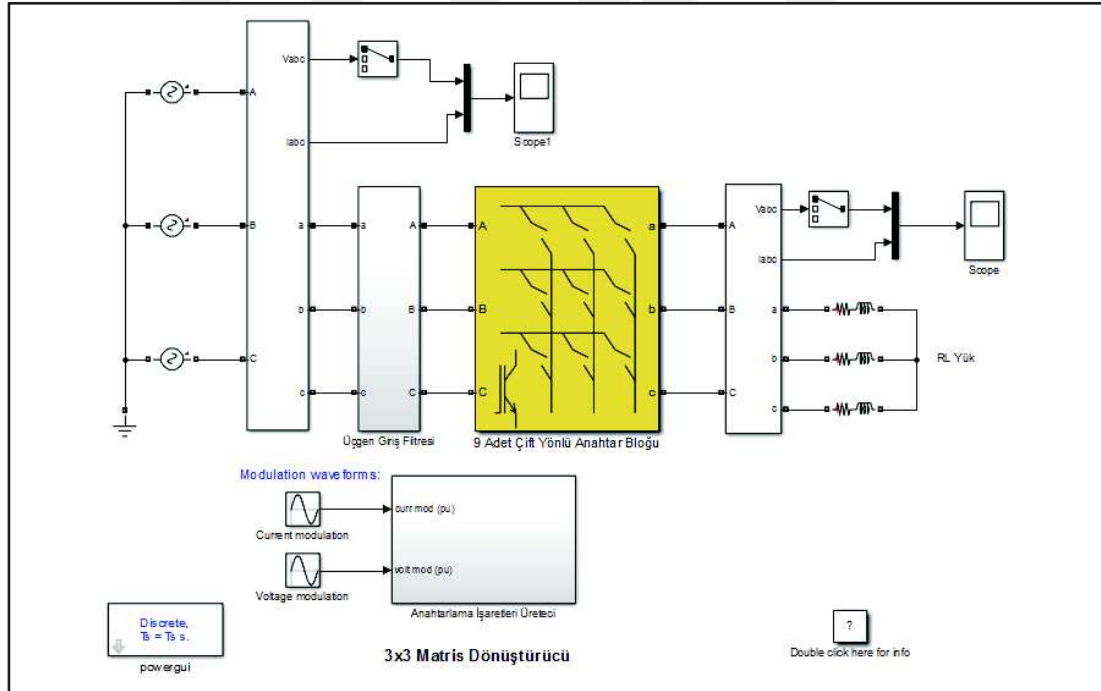
Şekil 2.17. Çift taraflı anahtarlama modeli [4]

3. MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE R-L YÜK SİMÜLASYONU

Bu bölümde, 3x3 matris dönüştürücünün UVDGM modülasyon algoritması ile 3 fazlı dengeli R-L yük benzetimi incelenecektir.

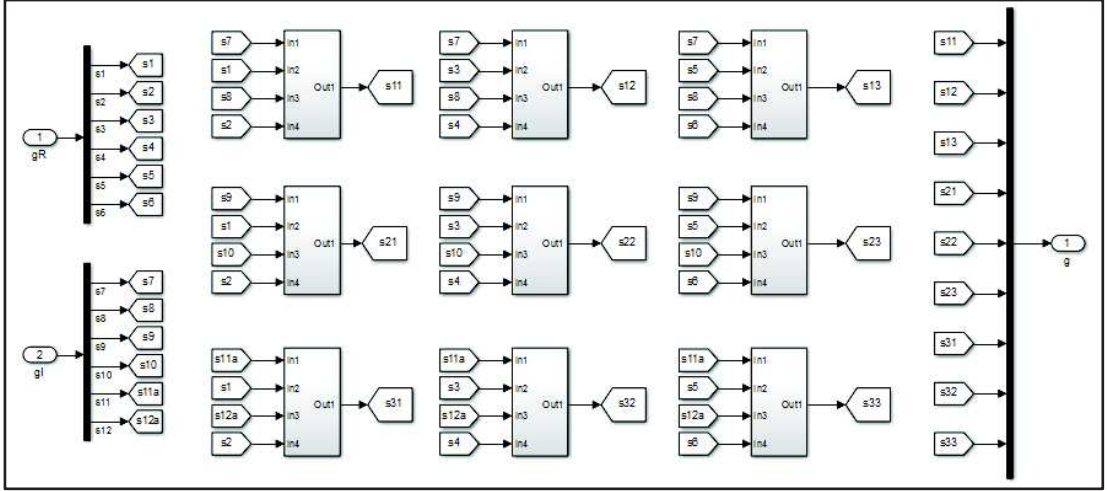
3.1. UVDGM Algoritması Kullanan Matris Dönüştürücünün Modellenmesi

UVDGM algoritması kullanan matris dönüştürücünün modellenmesinde MATLAB/Simulink yazılımı kullanılmıştır. MATLAB/Simulink modeli Şekil 3.1’de verilmiştir. Şekil 3.1’de görüldüğü üzere matris dönüştürücü soldan sağa doğru sırasıyla 3 fazlı A.A. kaynak, giriş ölçüm bloğu, giriş filtre devresi, 9 adet çift yönlü anahtar bloğu, çıkış ölçüm bloğu ve R-L yükten oluşmaktadır. En altta ise anahtarlama işaretleri üretici bloğu bulunmaktadır.



Şekil 3.1. UVDGM algoritması kullanan matris dönüştürücü Simulink modeli

Şekil 3.2’de görüldüğü üzere modelde giriş filtresi olarak üçgen bağlı L-C devre yapısı seçilmiştir.



Şekil 3.6. Sürme devresi bloğu

3.2. R-L Yük Benzetimi ve Sonuçları

R-L yük benzetimi filtre devreli ve filtre devresiz olmak üzere iki farklı duruma yapılmıştır. Filtre devreli benzetim,

- dönüştürme oranı (q) 0,25 ve çıkış frekansı (f_o) 100 Hz,
- dönüştürme oranı (q) 0,5 ve çıkış frekansı (f_o) 50 Hz,
- dönüştürme oranı (q) 0,8 ve çıkış frekansı (f_o) 25 Hz,

değerlerine göre Şekil 3.7-3.9'daki gibi yapılmıştır.

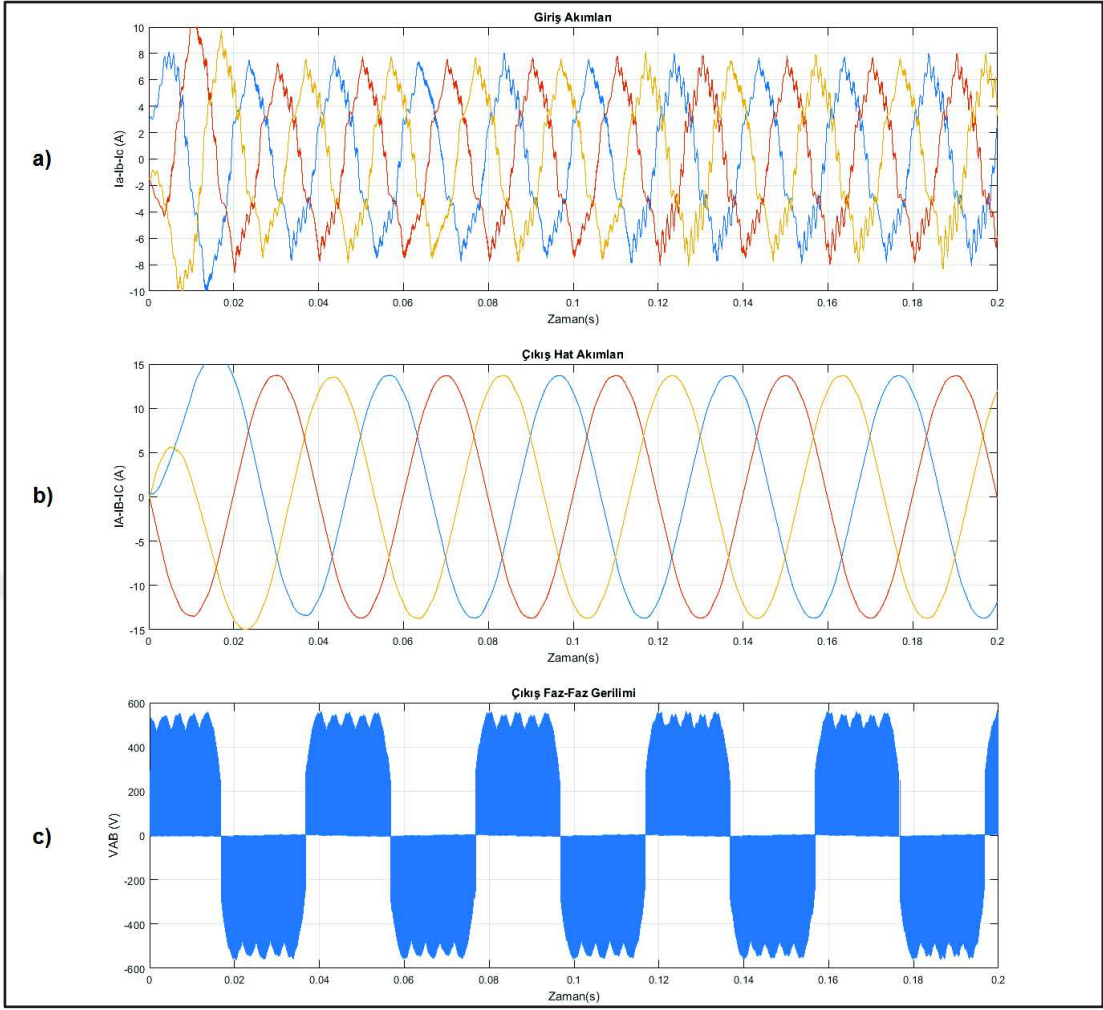
Filtre devresiz benzetim ise,

- dönüştürme oranı (q) 0,25 ve çıkış frekansı (f_o) 100 Hz,
- dönüştürme oranı (q) 0,8 ve çıkış frekansı (f_o) 25 Hz,

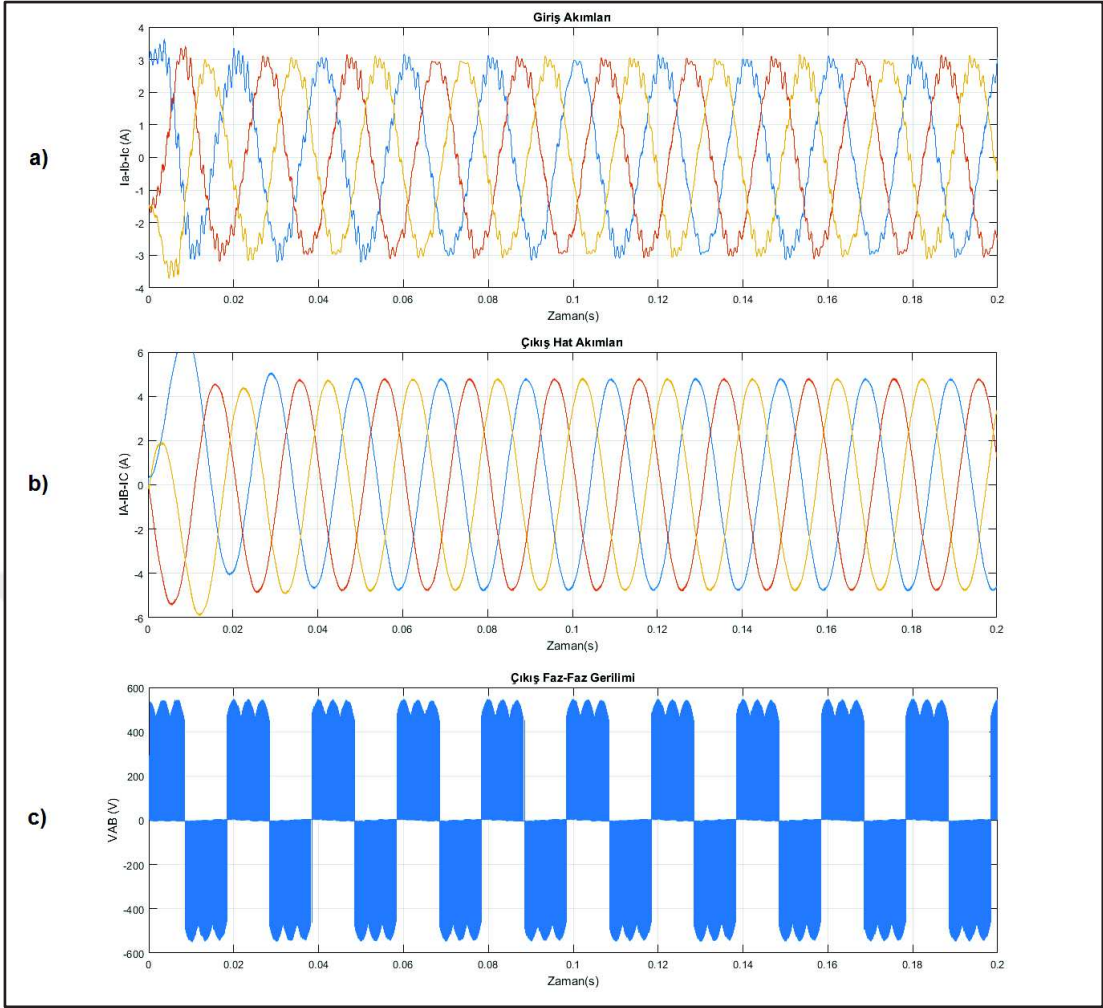
değerlerine göre Şekil 3.10-3.11'deki gibi yapılmıştır. Benzetimde kullanılan gerilim, yük ve filtre devresi değerleri Tablo 3.1'de verilmiştir.

Tablo 3.1. Benzetimde kullanılan değerler

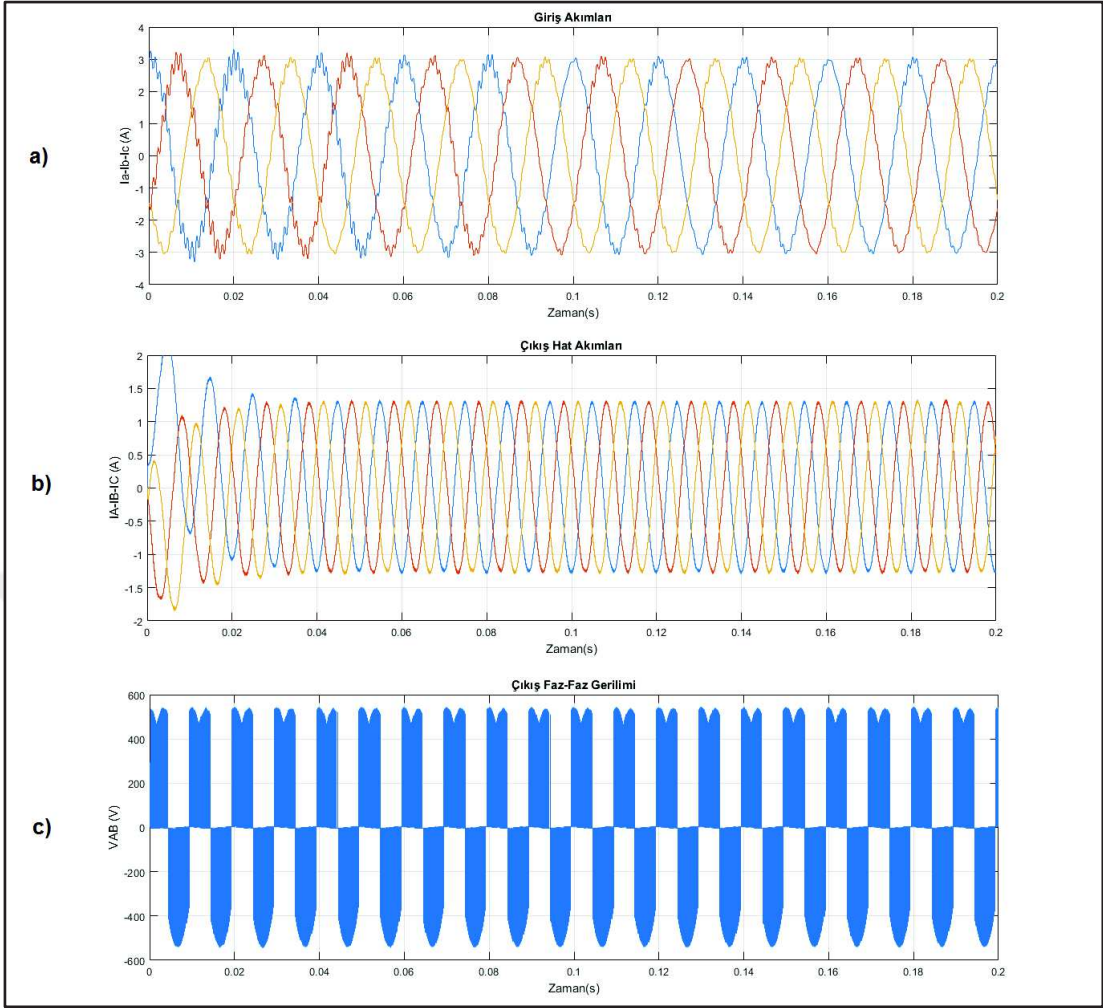
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	220 V
$R_{yük}$	10 Ω
$L_{yük}$	0,1 H
L_f	1 mH
C_f	10 μ F



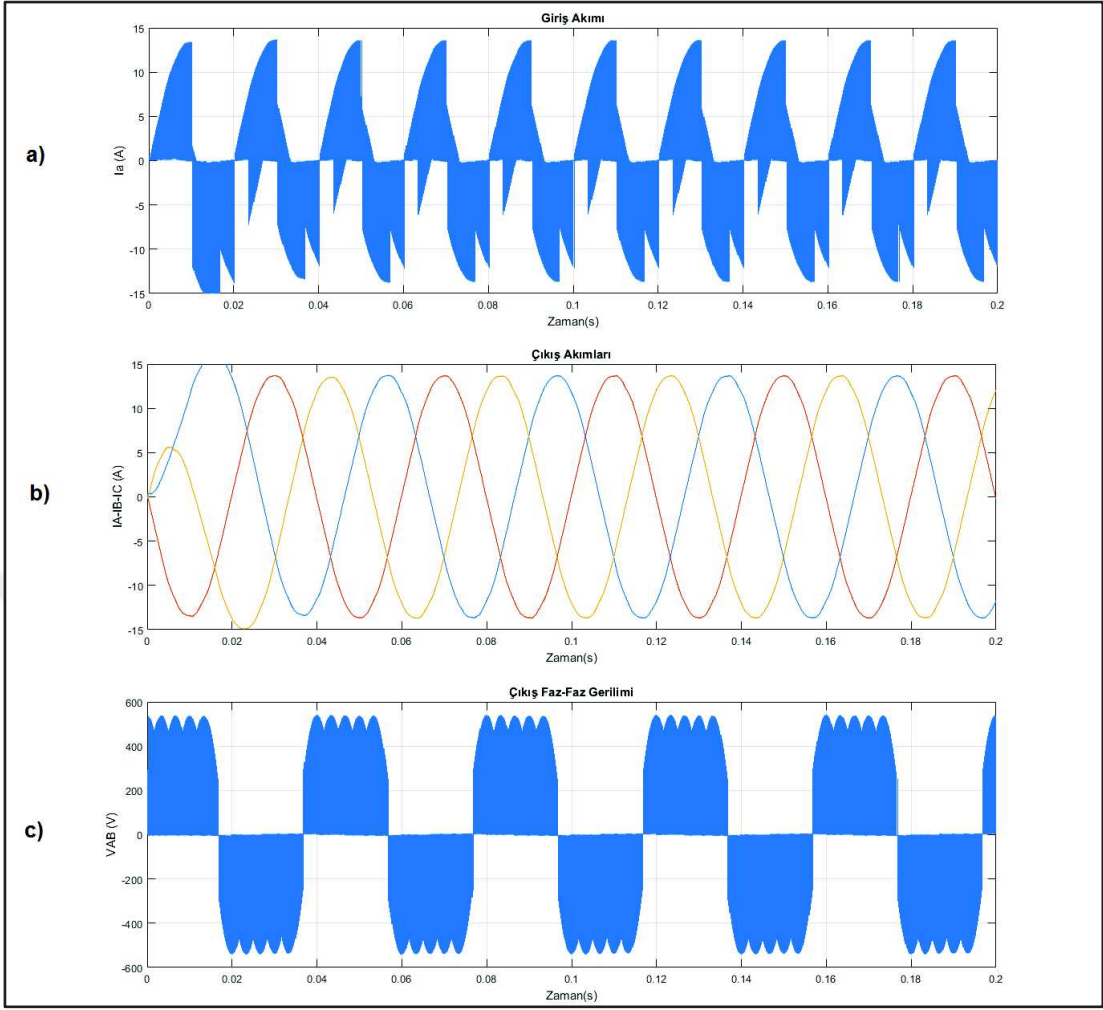
Şekil 3.7. Matris dönüştürücü R-L yük benzetimi ($q=0,8$, $f_0=25$ Hz, giriş filtreli) a) giriş akımları b) çıkış akımları c) çıkış faz-faz gerilimi



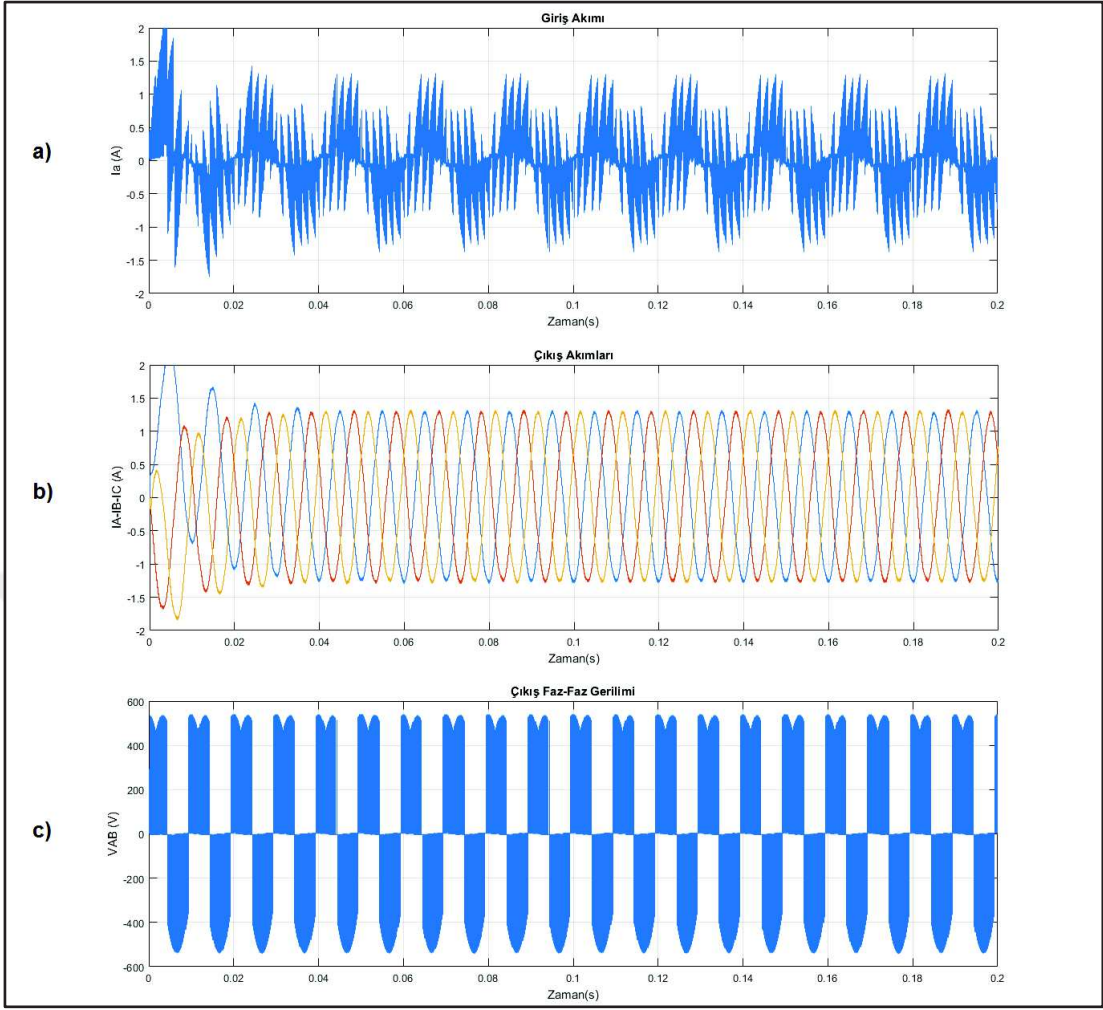
Şekil 3.8. Matris dönüştürücü R-L yük benzetimi ($q=0,5$, $f_0=50$ Hz, giriş filtreli) a) giriş akımları b) çıkış akımları c) çıkış faz-faz gerilimi



Şekil 3.9. Matris dönüştürücü R-L yük benzetimi ($q=0,25$, $f_o=100$ Hz, giriş filtreli) a) giriş akımları b) çıkış akımları c) çıkış faz-faz gerilimi



Şekil 3.10. Matris dönüştürücü R-L yük benzetimi ($q=0,8$, $f_o=25$ Hz, giriş filtresiz) a) giriş akımı b) çıkış akımları c) çıkış faz-faz gerilimi



Şekil 3.11. Matris dönüştürücü R-L yük benzetimi ($q=0,25$, $f_o=100$ Hz, giriş filtresiz)
a) giriş akımı b) çıkış akımları c) çıkış faz-faz gerilimi

4. MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE ASENKRON MOTOR HIZ KONTROLÜ

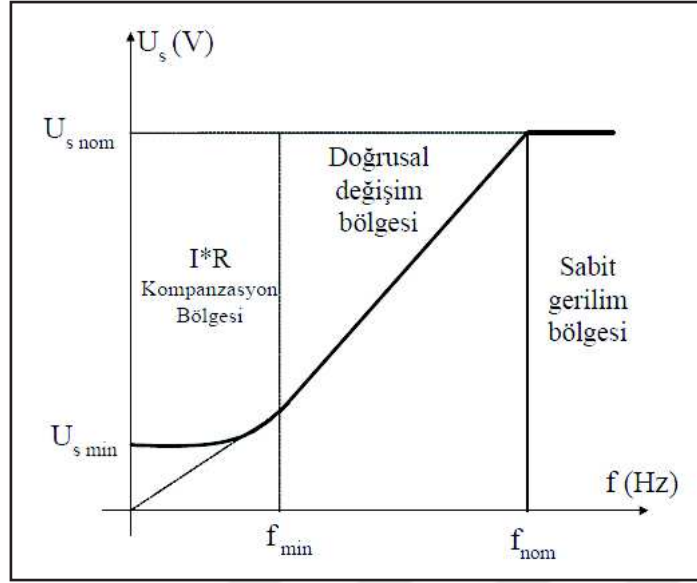
Asenkron motorların değişken hızlı sürücü sistemlerinin kontrolünde stator geriliminin genlik ve frekansının değişimine dayalı skaler kontrol (V/f) yöntemi, basit ve gerçekleştirilmesi kolay olduğundan birçok uygulamada rahatlıkla kullanılabilir.

Bu bölümde, UVDGM algoritmasını kullanan matris dönüştürücüden beslenen üç fazlı bir asenkron motorun kayma regülasyonu kullanarak kapalı çevrim V/f hız kontrolünün simülasyonu yapılmıştır.

4.1. Skaler Kontrol Yöntemleri

Skaler kontrol tekniği temelde gerilim ve frekansın beraber kontrol edilerek farklı devir hızlarında aynı momentin elde edilmesine dayanmaktadır. Bu denetim tekniğinde kullanılan donanım ucuz ve basittir, denetim yöntemi de karmaşık değildir. Buna karşılık kontrol performansı zayıftır. Geri besleme devreleri kullanılarak, kayma denetimi, akı ve akım denetimi, moment denetimi gibi yöntemlerle performansı iyileştirmek mümkündür. Bütün bunlara rağmen bu yöntem vektör kontrollü asenkron motorun performansına ulaşamamıştır.

Skaler kontrol yönteminde dikkat edilmesi gereken en önemli nokta ise Şekil 4.1'de karakteristik eğrisi verilen V/f kontrol yönteminde, stator geriliminin genliğinin az olduğu düşük hız bölgelerinde stator direnci önemli hale gelir. Motora nominal yükün uygulanması durumunda, bu çalışma bölgesinde gerekli moment değerinin sağlanması için motora uygulanan gerilime oranla ihmal edilemeyecek bir değerde olan $R_s I_s$ (stator direnci) gerilim düşümünün kompanze edilmesi gerekmektedir. Bu değer, yol alma sırasında önemli olup motorun başlangıçta üretmesi gereken yol alma momentinin değerini etkilemektedir. Bu nedenle özellikle düşük hız bölgelerinde gerilimin genliği, bahsedilen gerilim düşümünü kompanze edebilecek şekilde V/f oranının belirlediği değerden daha yüksek seçilmelidir [1].

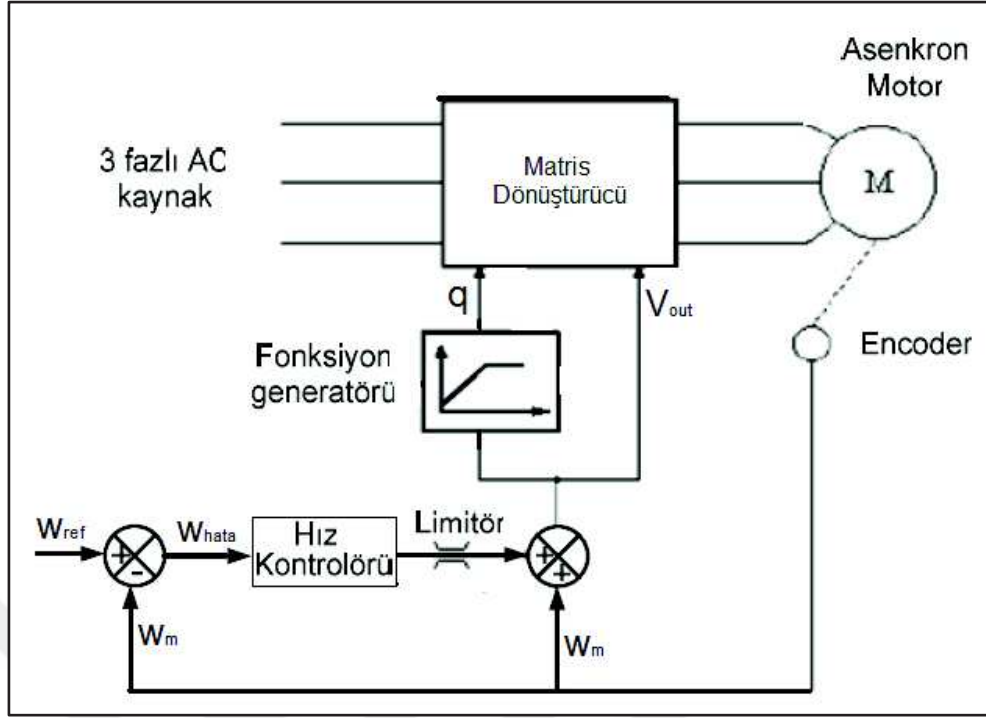


Şekil 4.1. Gerilim/frekans değişim eğrisi

Skaler kontrol yöntemi açık ve kapalı çevrim olmak iki farklı türde uygulanmaktadır. Bu çalışmada kayma regülasyonlu kapalı çevrim metoduna değinilecektir.

4.1.1. Kayma regülasyonlu kapalı çevrim hız kontrolü

Açık çevrim hız kontrolünün dezavantajı asenkron motora yük momenti uygulandığında motorun hızının düşmesidir. Bununla birlikte motorun dinamik hız kontrolünün çok hızlı ve tam yapılması istendiği yerlerde bu kontrol yeterli kalmamaktadır. Bu yüzden kapalı çevrim hız kontrolü, hızlı dinamik cevabın istendiği ve kaynak geriliminin sabit kalmadığı, yükün değiştiği yerlerde hızı sabit tutmak için kullanılır [26]. Kayma regülasyonu kullanan V/f kontrolü, basit kontrol sistem konfigürasyonu avantajından dolayı değişken hızlı asenkron motor sürücülerinde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bu teknik, hızlı cevap verme, basit tasarım ve gerçekleştirilme kolaylığı, sistem parametreleri ve yükteki değişmelere daha az duyarlı olması gibi avantajlara sahiptir. Şekil 4.2'de kayma regülasyonu tekniğini kullanan asenkron motorun kapalı çevrim hız kontrolünün blok şeması verilmiştir. Bu yöntem düşük performanslı değişken hız sürücülerinde kullanılır. Bu kontrol yönteminde PI denetleyici girişine hız hatası uygulanır (ω_{hata}). Denetleyicinin çıkışı ise kayma açısız hızını (ω_{sl}) verir. Bu hız ölçülen rotor açısız hızı (ω_m) ile toplanarak stator frekansı yani matris dönüştürücünün çıkış frekansı elde edilir.



Şekil 4.2. Kayma regülasyonlu kapalı çevrim hız kontrol şeması

Sabit V/f kontrolünde (skalar kontrol) amaç, asenkron motorun hava aralığı akısını sabit tutarak kayma regülasyonu kontrolü ile istenen hızda motorun anma momentinde çalışmasının sağlanmasıdır [26]. Asenkron motorun T tipi eşdeğer devresine göre moment denklemi Denklem 4.1’de şöyle tanımlanmıştır;

$$M_e = 3 \left(\frac{p}{2} \right) \frac{R_2'}{s \omega_s} \frac{V_s^2}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + (X_1 + X_2')^2} \quad (4.1)$$

Burada V_s stator gerilimini, ω_s stator açısal hızını, s kaymayı, R_1 ve R_2' sırasıyla stator ve indirgenmiş rotor direncini, X_1 ve X_2' sırasıyla stator ve indirgenmiş rotor kaçak reaktansını vermektedir. Normal çalışma durumunda;

$$\frac{R_2'}{s} \gg R_1, \quad \frac{R_2'}{s} \gg (X_1 + X_2')$$

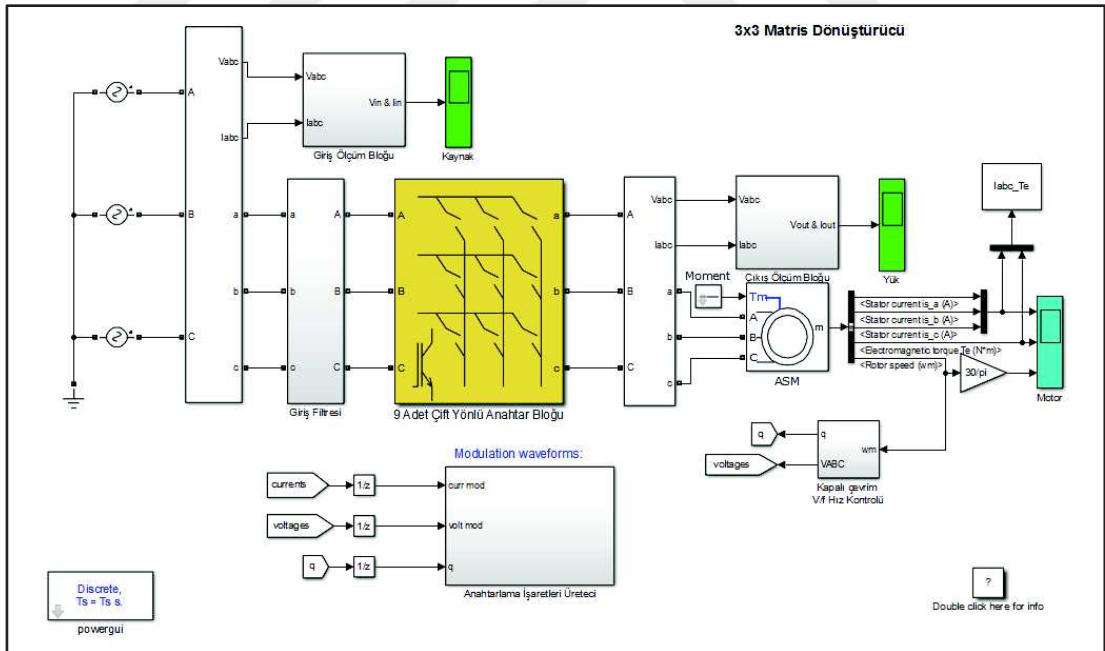
kabulleri yapılırsa moment denklemi,

$$M_e = 3 \frac{p}{2} \frac{V_s^2 R_2'}{\omega_s s \left(\frac{R_2'}{s} \right)^2} = 3 \frac{p}{2} \frac{V_s^2}{\omega_s} \frac{s}{R_2'} = 3 \frac{p}{2} \frac{V_s^2}{\omega_s R_2'} \left(\frac{\omega_s}{\omega_s} \right) = 3 \frac{p}{2} \left(\frac{V_s^2}{\omega_s^2} \right) \frac{s \omega_s}{R_2'} = 3 \frac{p}{2} \Psi_m^2 \frac{\omega_{sl}}{R_2'} \quad (4.2)$$

şeklini alır. Denklem 4.2'den anlaşılacağı gibi hava aralığı akısı (Ψ_m) sabit tutulursa motor momenti kayma hızı ile doğru orantılıdır [26, 27].

4.2. Matris Dönüştürücü ile Asenkron Motor Hız Kontrolü Benzetimi

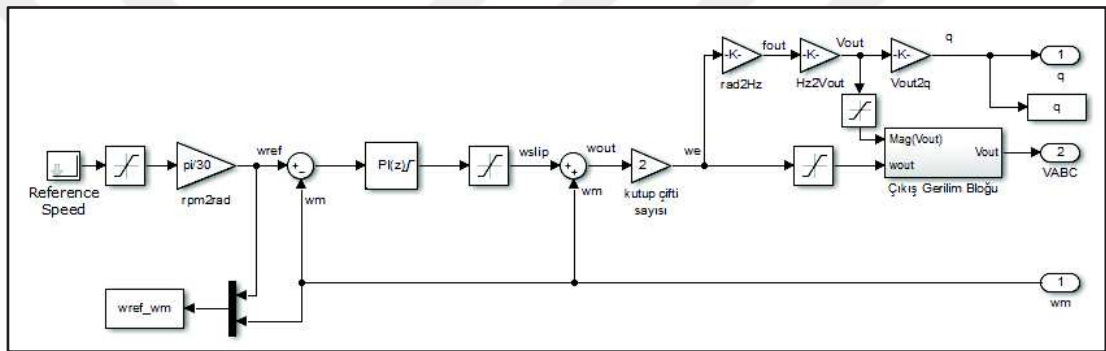
Bir önceki R-L yük benzetiminde kullanılan model modifiye edilerek bu benzetimde de kullanılmıştır. Şekil 4.3'te matris dönüştürücüden beslenen asenkron motorun kayma regülasyonlu kapalı çevrim hız kontrolünün MATLAB/Simulink modeli görülmektedir. Üç fazlı kaynak giriş filtresi ve 9 adet yarı iletken anahtar grubu yardımıyla asenkron motoru beslemektedir. Çıkış gerilimi ve giriş akımından alınan örneklemeler yardımıyla anahtarlama işaretleri üretici bloğunda 9 adet çift yönlü yarı iletken anahtarları tetiklemek için kapı sinyalleri üretilmektedir. Giriş akımı bilgisi giriş ölçüm hücresinden; çıkış gerilim ve dönüştürme oranı (q) bilgisi ise kapalı çevrim V/f hız kontrolü bloğundan alınmıştır. Anahtarlama işaretleri üretici bloğuna gelen akım ve gerilim bilgileri hata olmaması için gecikmeli olarak verilmiştir.



Şekil 4.3. Matris dönüştürücüden beslenen asenkron motorun kapalı çevrim hız kontrolü Simulink şeması

Şekil 4.4'te kayma regülasyonlu kapalı çevrim hız kontrolünün benzetimdeki şeması verilmiştir. Referans hızı, motordan alınan açısal hız bilgisi ile karşılaştırılmıştır. Hız hatası PI (Oransal - İntegral) kontrolöründen geçirilerek ω_{sl} kayma açısal hızı

oluşturulmuştur. Asenkron motorun motor veya generatör bölgelerindeki devrilme değerini aşmaması için PI kontrolörün çıkışına limitör bağlanmıştır. Üretilen kayma açısal hızı, motorun açısal hızı ile toplanıp kutup çifti sayısı ile çarpıldığında ω_s statora uygulanacak gerilimin frekansı bulunmaktadır. Bulunan frekans yardımıyla ile sabit V/f değerinden statora uygulanacak gerilime oradan da gerilim dönüştürme oranı “q” değerine ulaşılmaktadır. Başlangıç kısmında absürt değerler oluşmaması için ω_s ve V_{out} çıkışına limitör konulmuştur. Burada düşük stator geriliminde, stator direncinin gerilim düşümü ihmal edilemeyecek kadar büyük olduğundan hız kontrolünde frekansın 10 – 15 Hz değerinden düşük olmamasına dikkat edilmelidir [1, 28].



Şekil 4.4. Kapalı çevrim hız kontrol bloğu

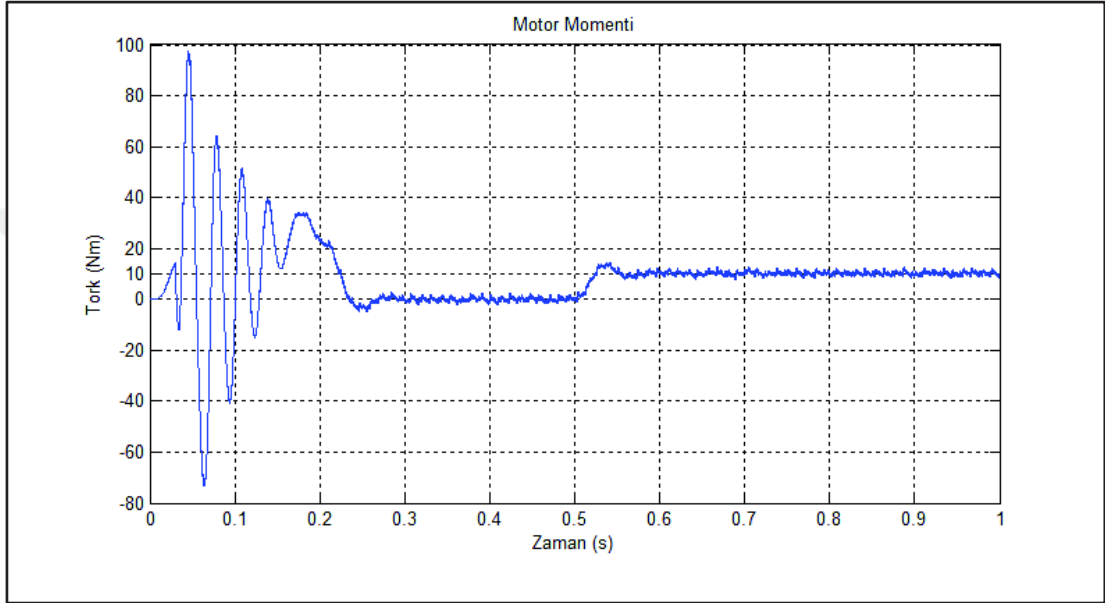
4.3. Benzetim Sonuçları

Benzetimde kullanılan 3 kW'lık asenkron motor için sabit hız ve sabit moment olmak üzere iki farklı senaryo uygulanmıştır. Motor parametreleri Tablo 4.1'de verilmiştir. Filtre devresinde üçgen bağlı L-C filtre tercih edilmiştir. Filtre devresinin değerleri ise $L_f = 1$ mH, $C_f = 10$ μ F olarak seçilmiştir.

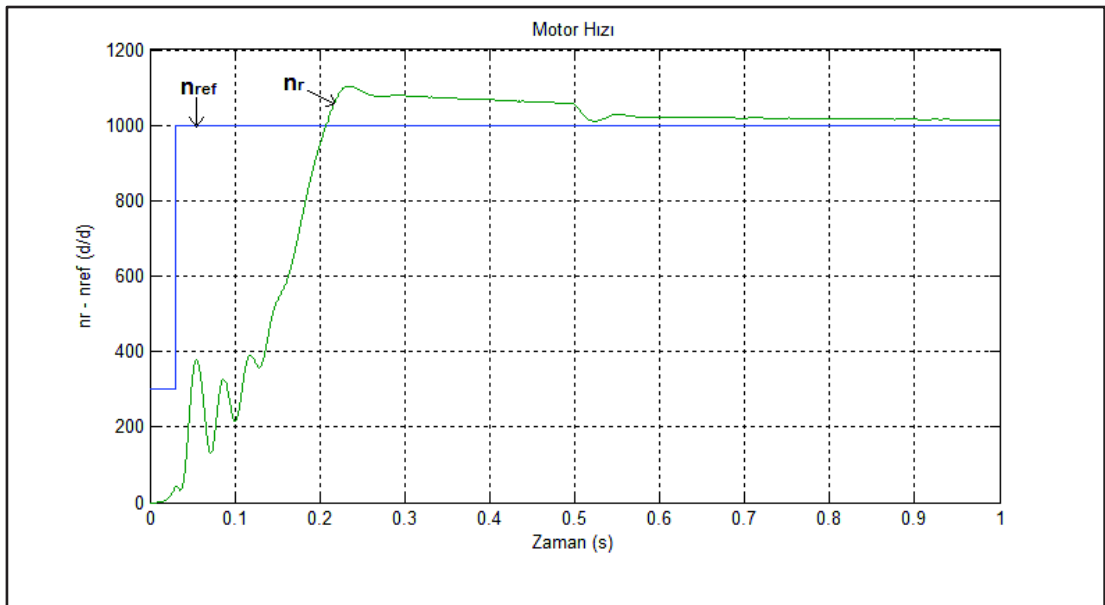
Tablo 4.1. Asenkron motor parametreleri

P_n	3 kW
U_n	380 V
f_n	50 Hz
R_1	1,45 Ω
L_1	0,0122 H
R_2	1,93 Ω
L_2	0,00954 H
L_m	0,1878 H
J	0,03 kgm^2
B	0,003 Nms
p	2

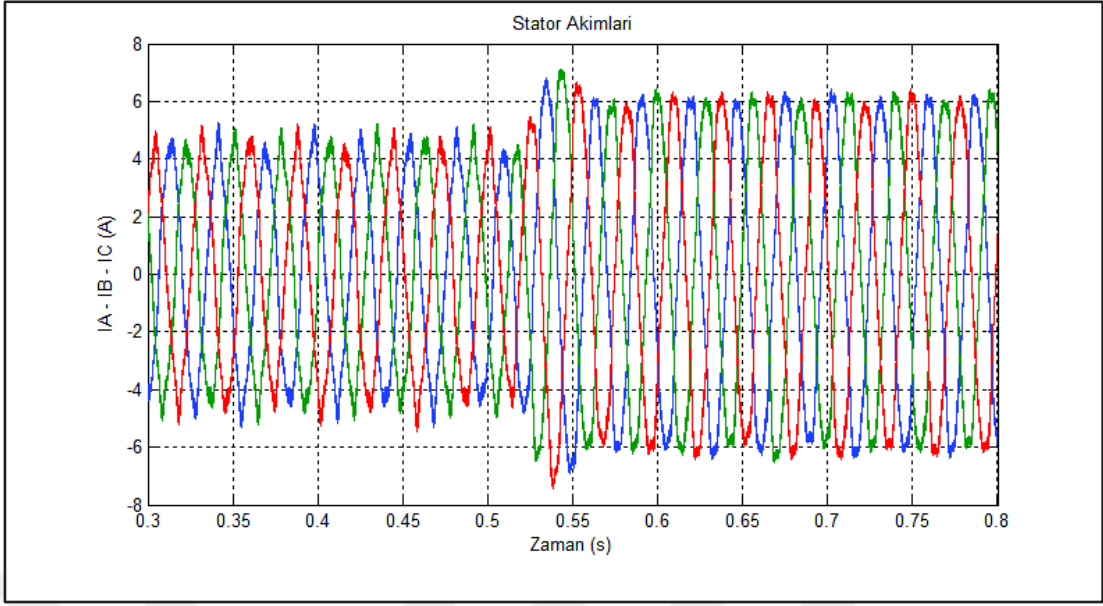
İlk senaryoda, motor 1000 d/d'lık sabit hız bilgisi ile kalkış yapmış ve kalkıştan 0,5 s sonra motor 10 Nm yük ile yüklenmiştir. Bu durumda motorun momentinin, hızının, faz-nötr çıkış akımlarının, fazlar arası çıkış geriliminin ve matris dönüştürücünün faz-nötr giriş akım ve geriliminin zamana bağlı değişimleri sırasıyla Şekil 4.5'ten Şekil 4.9'a kadar verilmiştir. Şekil 4.9'da akım formunun daha iyi seçilebilmesi için değeri 20 kat büyütülerek grafiğe yansıtılmıştır.



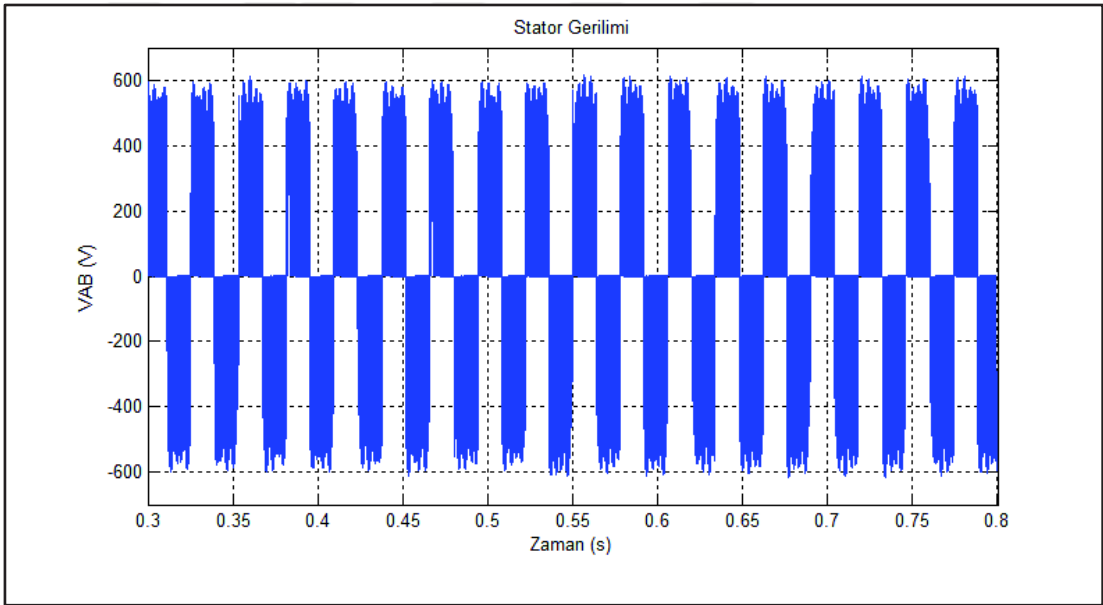
Şekil 4.5. Moment-zaman grafiği



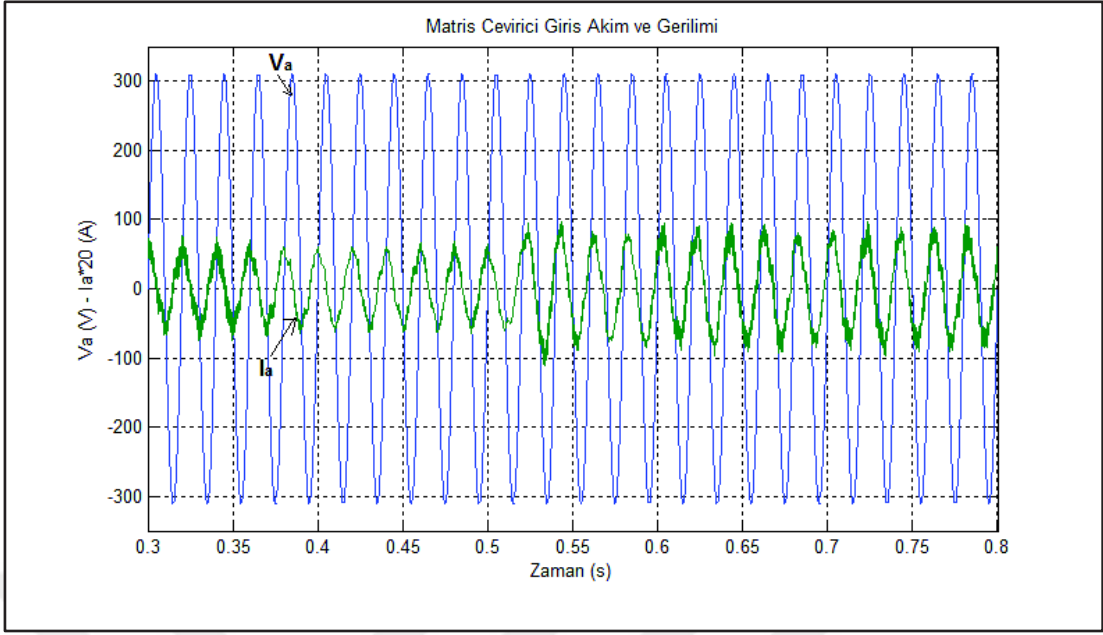
Şekil 4.6. Referans hız-zaman ve motor hızı-zaman grafiği



Şekil 4.7. Motor faz akımları grafiği

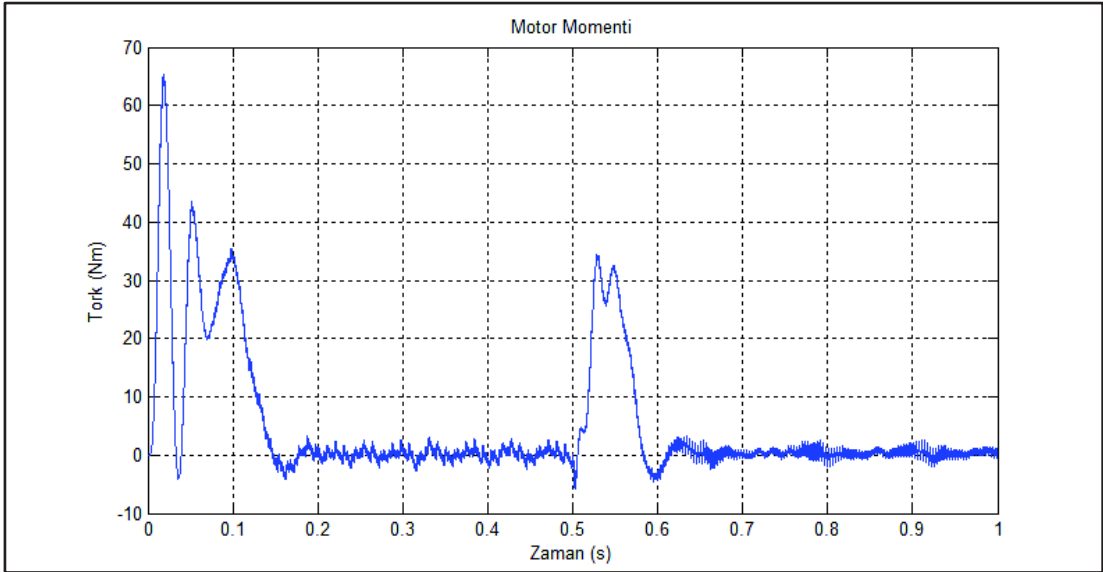


Şekil 4.8. Motor fazlar arası gerilim grafiği

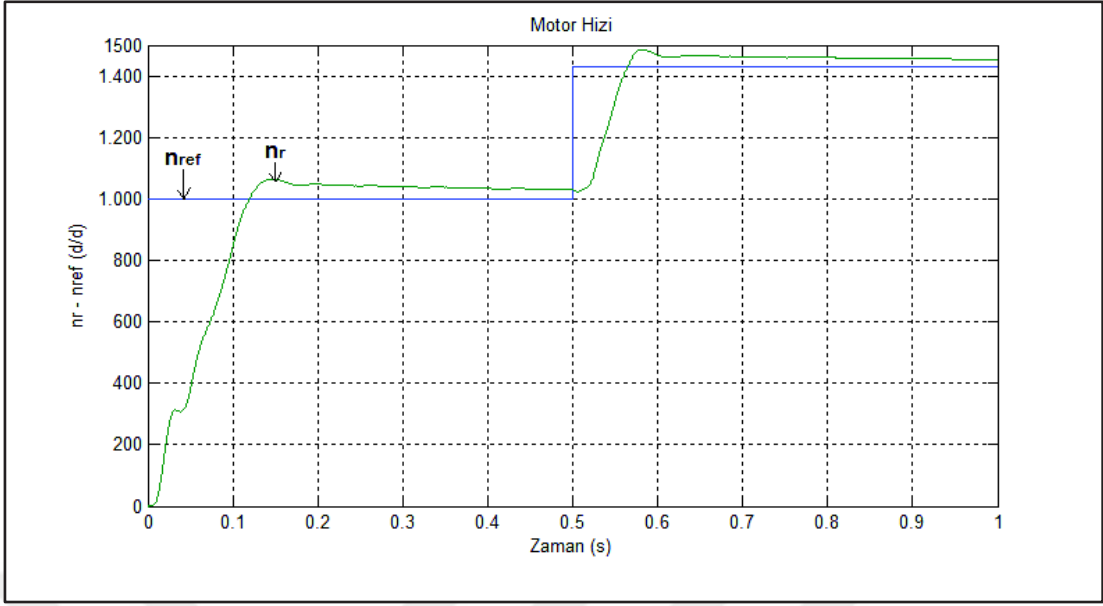


Şekil 4.9. Matris dönüştürücü giriş akım ve gerilim grafiği

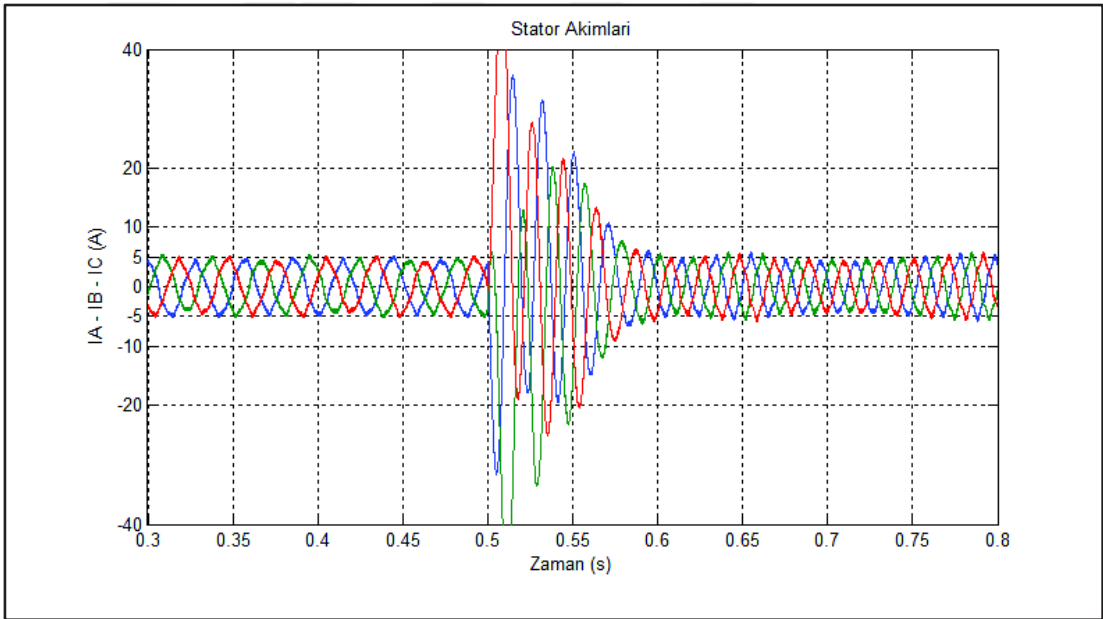
İkinci senaryoda ise motor boşa 1000 d/d'lık hız ile kaldırılmıştır. Kalkıştan 0,5 s sonra 1500 d/d hıza çıkarılmıştır. Bu durumda motorun momentinin, hızının, faz-nötr akımları, fazlar arası gerilimi ve matris dönüştürücünün faz-nötr giriş akım ve geriliminin zamana bağlı değişimleri sırasıyla Şekil 4.10'dan Şekil 4.14'e kadar verilmiştir. Şekil 4.14'te akım formunun daha iyi seçilebilmesi için değeri 20 kat büyütülerek grafiğe yansıtılmıştır.



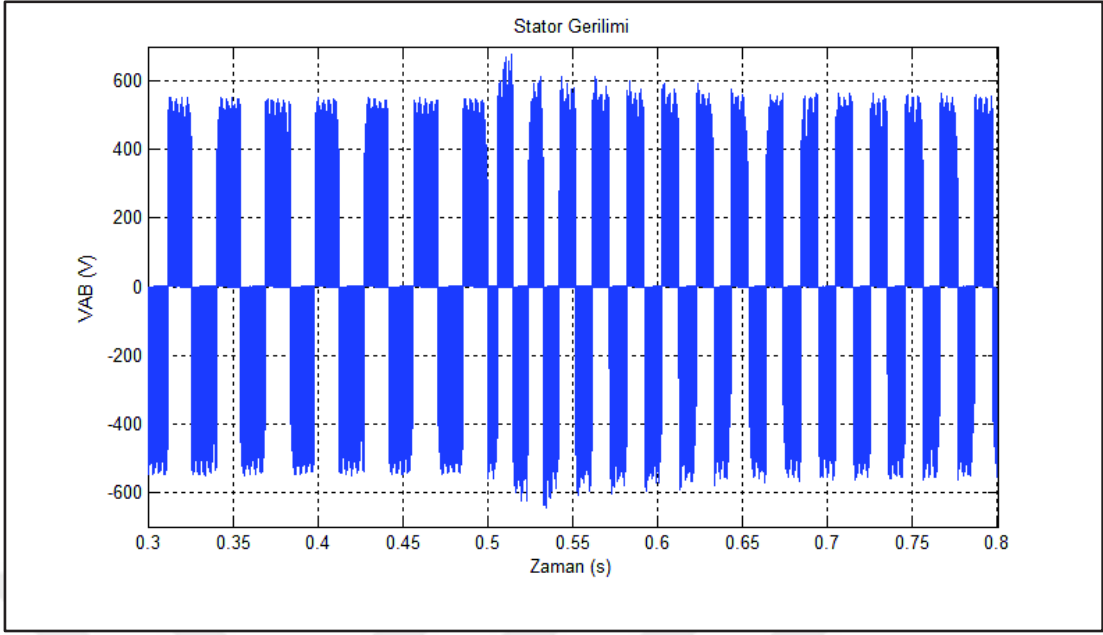
Şekil 4.10. Moment-zaman grafiği



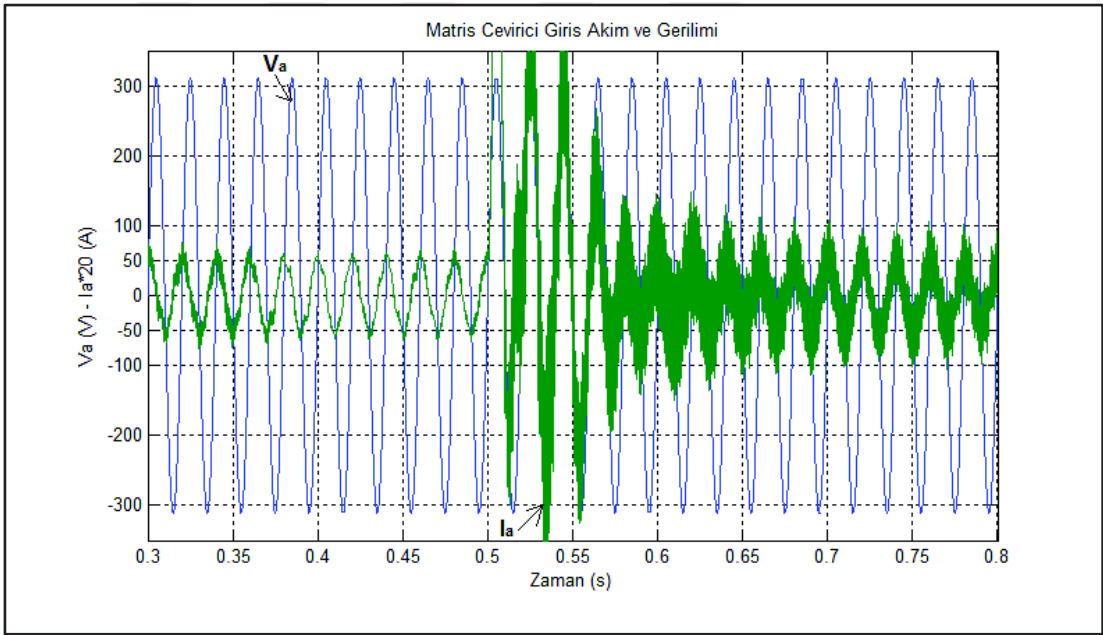
Şekil 4.11. Referans hız ve motor hız-zaman grafiği



Şekil 4.12. Motor faz akımları grafiği



Şekil 4.13. Motor fazlar arası gerilim grafiği



Şekil 4.14. Matris dönüştürücü giriş gerilim ve akım grafiği

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Üçüncü bölümdeki R-L yük benzetiminde, çıkışta elde edilen temiz, sinüs formundaki akım ve giriş filtresinin giriş akımını sinüs formuna kavuşturması ile istenen sonuçlar elde edilmiştir.

Dördüncü bölümdeki sonuçlara bakılacak olursa sabit devir kısmında istenen sonuç elde edilmiştir. Motora yüklenildikten sonra hem motor hem de şebekeden çekilen akımda bir pik (anlık artış) görülmemiş, düzgün bir akım çekmiştir. Eklenen harmonik filtrenin de giriş akımını harmoniklerden temizleyip temiz bir sinüs formu verdiği görülmektedir. PI kontrolördeki katsayılar biraz daha iyi seçilebilirse motorun istenen hıza ulaşması daha hızlı sağlanabilir.

Sabit tork deneyinde ise hız değişiminde anlık artış olmuştur. 1000 d/d hızdan 1500 d/d hıza çıkışta motor gerilim seviyesini aynı oranda artırarak momentin sabit kalmasını sağlamıştır. Ama motor boştayken yapılan bu artış akım ve momentte geçici bir artışa sebep olmuştur.

İleri düzeyde yapılabilecekler listesine doğrudan moment kontrolü yönteminin matris dönüştürücülerle uygulaması eklenmelidir. UVDGM yönteminde kullanılan Clarke dönüşümü ($\alpha - \beta$ uzayı) sayesinde doğrudan moment kontrolü yöntemindeki motor akım ve geriliminin d ve q bileşenlerine ulaşılabilir. Bu sayede çok daha iyi moment ve hız kontrolü yapılabilir. Matris dönüştürücülerin kapladığı düşük hacim, arıza oranının az oluşu sebebiyle ve de gelişen teknolojinin yardımıyla akım ve gerilim ara devreli sürücülerini tahtından edebilir.

KAYNAKLAR

- [1] Erdem E., Matris Çeviriciden Beslenen Bir Asenkron Motor Sürücüsünün Tasarımı ve Kontrol Algoritmalarının Uygulanmasında Yeni Bir Yaklaşım, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 2007, 232068.
- [2] Campbell S., Toliyat H. A., *DSP-Based Electromechanical Motion Control*, 1st Ed., CRC Press, New York, 2003.
- [3] Wheeler P. W., Rodriguez J., Clare J. C., Empringham L., Weinstein A., Matrix Converter: A Technology Review, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, **49**(2), 276-288.
- [4] Yıldırım D., Field Oriented Control Of A Permanent Magnet Synchronous Motor Using Space Vector Modulated Direct AC – AC Matrix Converter, Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2012, 313636.
- [5] Venturini M., Alesina A., The Generalized Transformer: A New Bidirectional Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuously Adjustable Input Power Factor, *Proc. IEEE PESC'80*, Atlanta, USA, 16-20 June 1980.
- [6] Ziagos P.D., Khan S. I., Rashid M. H., Some Improved Forced Commutated Cycloconverters Structure, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1985, **21**(5), 1242-1253.
- [7] Alesina A., Venturini M., Intrinsic Amplitude Limits and Optimum Design of 9-Switches Direct PWM AC–AC Converters, in *Proc. IEEE PESC'88*, Kyoto, Japan, 11-14 April 1988.
- [8] Roy, G., April, G. E., Cycloconverter Operation Under a New Scalar Control Algorithm, *Conference Records of IEEE PESC*, Milwaukee, USA, 26-29 June 1989.
- [9] Wheeler P. W., Clare J. C., Mason N., Space Vector Modulation for a 4-Leg Matrix Converter, *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'05*, Recife, Brazil, 16 June 2005.
- [10] Rezaoui M. M., Nezli L., Mahmoudi M. O., Matrix Converter 3x5 with Calculated PWM Strategy for Feeding Induction Motor, *International Journal of Science and Research (IJSR)*, 2013, **2**(7), 246 – 250.

- [11] Klumpner C., Blaabjerg F., Modulation Method for Multiple Drive System Based on a Two-Stage Direct Power Conversion Topology with Reduced Input Current Ripple, *IEEE Trans. On Power Electronics*, 2005, **20**(4), 922 – 929.
- [12] Sunter S., A Vector Controlled Matrix Converter Induction Motor Drive, Ph.D. Thesis, University of Nottingham, Electrical and Electronic Engineering, Nottingham, 1995.
- [13] Casadei D., Serra G., Tani A., Zarri L., Experimental Behavior of a Matrix Converter Prototype Based on New Power Modules, *Automatika*, 2005, **46**(1-2), 83-91.
- [14] Matteini M., Control Techniques For Matrix Converter Adjustable Speed Drives, Ph.D. Thesis, University Of Bologna, Department of Electrical Engineering, Bologna, 2001.
- [15] Kume T., Yamada K., Higuchi T., Yamamoto E., Hara H., Sawa T., Swamy M., Integrated Filters and Their Combined Effects in Matrix Converter, *IEEE Transactions on Industry Application*, 2007, **43**(2), 571-581.
- [16] Zarri L., Control of Matrix Converters, Ph.D. Thesis, University of Bologna, Department of Electrical Engineering, Bologna, 2007.
- [17] Trentin A., Zanchetta P., Clare J., Wheeler P., Automated Optimal Design of Input Filters for Direct AC/AC Matrix Converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, **59**(7), 2811 – 2823.
- [18] She H., Lin H., Wang X., Yue L., Damped Input Filter Design of Matrix Converter, *Power Electronics and Drive Systems(PEDS)*, Taipei, Taiwan, 2-5 November 2009.
- [19] Venturini M., A New Sine Wave in, Sine Wave Out Conversion Technique Which Eliminates Reactive Elements, *Proc. of Powercon'07*, 1980, **7**(1), 310 – 315.
- [20] Alesina A., Venturini M., Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 1989, **4**(1), 101-112.
- [21] Huber L., Borojevic D., Space Vector Modulator for Forced Commutated Cycloconverters, *Proceedings of IEEE, PESC'89*, San Diego, USA, 1-5 October 1989.
- [22] Huber, L. Borojevic, D., Space Vector Modulated Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 1995, **31**(6), 1234–1246.

- [23] Casadei, D., Grandi, G., Serra, G. and Tani, A., Space Vector Control of Matrix Converters with Unity Input Power Factor and Sinusoidal Input/Output Waveforms, *Power Electronics and Applications, Fifth European Conference on*, Brighton, UK, 13-16 September 1993.
- [24] Chlebis P., Simonik P., Kabasta M., The Comparison of Direct and Indirect Matrix Converters, *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings*, Cambridge, USA, 5-8 July 2010.
- [25] You K., Rahman M. F., Modulations for Voltage Source Rectification and Voltage Source Inversion Based on General Direct Space Vector Modulation Approach of AC-AC Matrix Converter Theory, *Industrial Electronics, IEEE International Symposium*, Montreal, Canada, 9-13 July 2006.
- [26] Sünter S., AC-AC Çevriciden Beslenen 3 Fazlı Asenkron Motorun Kayma Regülasyonu Kullanarak Hız Kontrolü, *TOK 2000*, 2000, **1**(1), 107-111.
- [27] Ganesan K., Subamalini S., Dhinesh A., Implementation of Slip-Controller for Induction Motor Drive Employing Indirect Matrix Converter, *International Journal of Engineering Research*, 2014, **3**(4), 201-205.
- [28] Bose B. K., *Modern Power Electronics And AC Drives*, 1st ed., Prentice Hall, New Jersey, 2002.

KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

Hocanınoğlu A.F., Duru H.T., Matris eviriciden Beslenen Asenkron Motorun Kapalı evrim V/F Hız Kontrolü ve MATLAB/Simulink Benzetimi, *3e Electrotech*, 2015, 1(247), 44-62.



ÖZGEÇMİŞ

1988 yılında Şanlıurfa'da doğdu. İlk, orta öğretimini Kocaeli'de tamamladı. 2007 yılında girdiği Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği bölümünü 2011 yılında tamamladı. Hâlen Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Ana Bilim dalında yüksek lisans öğrenimine devam etmektedir.

